

311 Schaltungen



elektor

311 Schaltungen

Kreative Lösungen aus allen Bereichen der Elektronik

Elektor-Verlag, Aachen

© 2011: Elektor Verlag GmbH, 52072 Aachen.

Alle Rechte vorbehalten.

Die in diesem Buch veröffentlichten Beiträge, insbesondere alle Aufsätze und Artikel sowie alle Entwürfe, Pläne, Zeichnungen und Illustrationen sind urheberrechtlich geschützt. Ihre auch auszugsweise Vervielfältigung und Verbreitung ist grundsätzlich nur mit vorheriger schriftlicher Zustimmung des Herausgebers gestattet.

Die Informationen im vorliegenden Buch werden ohne Rücksicht auf einen eventuellen Patentschutz veröffentlicht. Die in diesem Buch erwähnten Soft- und Hardwarebezeichnungen können auch dann eingetragene Warenzeichen sein, wenn darauf nicht besonders hingewiesen wird. Sie gehören dem jeweiligen Warenzeicheninhaber und unterliegen gesetzlichen Bestimmungen.

Bei der Zusammenstellung von Texten und Abbildungen wurde mit größter Sorgfalt vorgegangen. Trotzdem können Fehler nicht vollständig ausgeschlossen werden. Verlag, Herausgeber und Autor können für fehlerhafte Angaben und deren Folgen weder eine juristische Verantwortung noch irgendeine Haftung übernehmen.

Für die Mitteilung eventueller Fehler sind Verlag und Autoren dankbar.

Umschlaggestaltung: Etcetera, Aachen
Satz und Aufmachung: Ulrich Weber, Aachen
Druck: WILCO, Amersfoort (NL)

Printed in the Netherlands

ISBN 978-3-89576-255-0

Elektor-Verlag GmbH, Aachen
www.elektor.de

119022-1/DU

Inhaltsverzeichnis

Audio, Video & Foto

40-W-Verstärker im Retro-Stil	138
Audio-High-Level Adapter	184
Booster für Elektretmikros	373
DMX-Sender	96
Drahtlose S/PDIF-Verbindung	392
Dynamikbegrenzer	152
Empfindliche NF-Leistungsanzeige	22
Fernbedienbarer Preamp mit digitalem Poti	46
Gesangsadapter für Gitarren & Bassverstärker	404
Gitarren-Booster	518
Gitarren-Kompressor ohne CA3080	218
Indikator für Dynamikbegrenzer	111
Klang-Extender für E-Gitarren	291
Klangverbesserung für Audio-Quellen-Geräte	119
Lautsprecherschutz für Audio-Verstärker	204
Line-Eingänge für Zoom H2	159
Mini Sixties Plus	504
Preamp, Mixer & Leitungstreiber für E-Gitarren	79
S-Video-Konverter	302
Spannungsbegrenzung für Gitarrenverstärker	237
SRPP-Kopfhörer-Verstärker	284
Stereo-Verbreiterung	161
TV-Beleuchtungssteuerung	337
Umgekehrter RIAA-Adapter	348
Verbesserter Hybrid-Kopfhörer-Verstärker	67
Video-Umschalter für Sprechanlagen	102
Zwei TVs an einem Receiver	315

Computer & Peripherie

3-Pin-Lüfter an 4-Pin-Stecker	276
Eindraht-RS232-Halbduplex	201
Einschaltzwang für PCs	65
Fan-Speed-Controller	227
Fernsteuerung für Netzwerkgeräte	34
MicroSD-Kartenhalter	66

Netzwerk-Kabeltester	412
Optischer Audio-Anschluss für PCs	516
PC-Powersaver	487
Pseudo-Fan	499
RGB-Verstärker für PC-Engine	360
RS232-Netzwerk	32
Serieller Port für Mac	432
Strom fürs zweite Laufwerk	319
Tastatur als Interface	185
USB-Hub aufrüsten	12
USB-Schalter	71
VGA-Ambilight	355
Vorbestimmte COM-Port-Nummern	425

Haus & Garten

70A-Halbleiterrelais für Anlasser	277
Analoger elektronischer Schlüssel	29
Anti-Jugendlärm mit ATM18	419
Außenlicht-Steuerung	353
Automatischer Netzschalter für die FeWo	54
Binär-Uhr	427
Codeschloss mit zwei Tastern	73
Dämmerungsschalter	208
Dämmerungsschalter	296
Dimmbare Aquarienbeleuchtung mit Sonnen-Auf- und Untergang	115
Dimmer mit Berührungsschalter	246
Drahtloser Babysitter	193
Einfache Alarmanlage für Motorräder	314
Energiesparhilfe	148
Fahrrad-Beleuchtungsautomatik	197
Frostsicherung mit Elektrozaun-Gewebeband	464
Gardinenautomatik	213
Heizungsregelung	94
Impulsuhr-Steuerung mit DCF77	233
Intelligente Steckdosenleiste	199
Kellerpumpensteuerung	177
Kleine Lampen mit hohem Standby-Verbrauch	451
Kühlschranksicherung	19
Langzeit-Timer mit ATtiny2313	82
Luxeon-Logik: Helligkeitssteuerung für LED-Taschenlampen	490
Netzvoltmeter	145
Niedervolt-Dimmer	70

Niveaugesteuerte Pumpenelektronik	57
Öltemperaturanzeige für Scooter	346
Phasenkopplung für Powerline-Netzwerke	407
Preiswerter Bewegungsmelder	129
Regler für elektrische Zusatzheizungen	143
RGB-Schwarm	520
RGB-Solarlampe	28
Schaltuhr für extreme Zeiten	300
Schaltverzögerung	382
Sender und Empfänger für Funk-Alarm	409
Serieller Schaltautomat	339
Snail-Mail-Detektor	274
Solar-Akkulader	181
Solar-Feuchtesensor	50
Telefonklingel-Verstärker	365
Temperaturlogger für den Kühlschrank	336
Tierliebe Mausefalle	470
Timer für 2-4-6 Stunden	295
Timer für Handgeräte-Akkus	460
Türklingel-Tandem	178
Universelle Timer-Schaltung ohne Standby-Strom	231
Ventilatorsteuerung für das Bad	109
Wasseralarm	266
Wasserdichter Näherungsschalter	433
Wasserstandsmelder	356
WAV-Türgong	26
WM-Trockner fertig per Funkklingel	442

Hochfrequenz

AM-Empfänger mit Quadraturmischer	187
Breitband-Funk(en)empfänger	191
Einfache HF-Rauschquelle	335
Emitterfolger-Audion	203
Empfänger bis 18 MHz	288
FM Audio-Transmitter	36
Handy-Sende-Indikator	273
Minimalistisches Dipmeter	160
PIC/C oder VHDL/FPGA für den RFM12-TX/RX	399
Preemphasis für FM-Audio-Sender	117
UKW-Prüfgenerator für die Westentasche	30
Variables Quarzfilter	381

Hobby & Modellbau

Akustischer Trainer	492
Akustisches ELT	22
Annoy-tron	472
Astrolampe	448
Auf den ersten Drücker.....	312
Autoradio-Booster	168
Batterie-Leer-Anzeige	99
Blinklicht für Flugmodelle	15
Blinklicht mit 24 LEDs ohne IC	90
Braitenberg-Roboter	514
Einfacher Fahrrad-Alarm	98
Elex-Experimentierplatine	371
Fledermäuse hören	31
Frontplatten anfertigen	471
Frontplatten gestalten	483
Frontplatten mit Mousepad-Folie	386
Full Color Nachtflugbeleuchtung	478
Heißer Draht	396
Jogging-Timer	123
Lichtsteuerung für RC-Autos.....	421
Light(n)ing für Flugmodelle.....	121
LipoMonitor	387
Modellbauers Pendeluhr	466
Morseuhr	344
Musikalische Fahrradklingel	441
Rangierlicht für Loks mit Digitaldecoder	293
Roboter mit Arduino Nano	146
Schnell messen und prüfen	285
Schweißlicht für die Modellbahn.....	23
Schwertposition	122
ServoDrive	137
Spielen mit „Simon“	485
Steckbrett-Experimentierplatine	254
Tempowarner.....	83
Tochterblitz für Unterwasserkamera	195
Uhr mit Schlag	397
Uhrimpulsgeber.....	44
Vorteiler für Drehzahlmesser.....	170

Messen & Testen

Digiwobbler+Sinusgenerator mit digitaler Frequenzeinstellung	165
--	-----

Dreieckoszillator mit Sinuskonverter	114
Einfacher Rechteck- Generator & Tester	62
Genauer Frequenz-Generator mit ATtiny2313	507
IR-Tester	455
LED-Tester	192
Massefreie Stromversorgung für DVM-Module aus 5 V	112
Messfilter für Klasse-D	306
Mikro-Thermometer	210
Milliohmmessung mit Multimeter	53
Neigungsmesser mit USB	223
Netzstromindikator	125
Netzstromindikator	342
Netzteile dynamisch testen	527
Quarz-Tester	87
Quarztester	113
RJ-45-Kabeltester mit PIC	104
Schutzkontakt-Prüfer	198
Sensor für Laser-Nivelliergerät	107
Servo-Waage	242
SMD-Transistortester	323
Smoggy Der Walkman als Elektromog-Detektor	450
Tank-Sensor	428
Tester für induktive Sensoren	235
Tester für Magnetzündungen	136
Thermometer mit vierstelliger LED-Anzeige	74
Universaltester für dreibeinige Bauteile	55
Universeller IR-Fernbedienungstester	212
Unterspannungs-Indikator	501
Variabler Spannungsstift	156
Vorverstärker für Wobbelgenerator	423
Wobbel den Funktionsgenerator	260
Z-Dioden-Tester	502

Mikrocontroller

6-stelliges Display mit SPI-Interface	349
Arduino Shields	456
ATM18 : Drei Thermometer - nur ein Draht	333
ATM18-DIP	252
ATtiny15 als MHz-Oszillator	352
Baustellenampel für den Modellbau	359
Drehrichtung erkennen mit PIC	214
Entwicklungssystem für MC9S08DZ60	239

Erweiterung und Zusatzfunktion für USB-TTL-Kabel	414
Günstiger Einstieg in die LEGO-Robotik	495
I2C-Ansteuerung	461
I2C-Bedieneinheit	127
IR-RC5-Decoder mit E-blocks	474
Klingeltöne-Player	377
LED-Jagd	229
LPCXpresso für Anfänger	383
Mehr Portleitungen für den R8C/13	13
Mini-Experimentierplatine für ATtiny45	85
Porterweiterung	282
Quarzabgleich	438
Quarzuhr als Impulsgeber	42
R8C/13 spricht CAN	105
Rettung für AVR-Controller	375
RS232-Pegelwandler mit Isolation	286
SCAP-AVR-Programmer	394
Tiny-Pulser	457
Tiny-Timer	476
USB ohne Treiber	280
USB-Funkterminal	331
Zeit-Container	279
Zepter: Touchscreen-Steuerung nach Arduino-Manier	363

Stromversorgung

Ab 0 mA einstellbare Konstantstromquelle	222
Akkutester	244
Akkuwächter	93
DC/DC Konverter mit LT1376	59
Diskreter Low-drop Spannungsregler	452
Ein Spannungs-Booster mit Arduino	512
Einfache LED-Konstantstromquelle	201
Einstellbare Niederspannungsquelle	408
Einstellbarer Low-drop-Regler	174
Einzellige Stromversorgung	134
Entschwefeler für Bleiakkus	261
Fahrrad-Ladeschaltung	313
Hochspannungsgenerator	60
L200-Ladeschaltung	238
Labornetzteil für den PC	43
Lader für einzelne Lithiumzellen	157
LED-Treiber mit LM3410	338

LEDifizierer Mobile 3-Watt-LED-Leuchte	267
Lithium-Akkulader mit BQ24103	320
LM2931-5.0 als Rauschgenerator	189
Low-Drop-Serienregler mit TL431	92
Netzteil für Gitarrenverstärker	76
Pedalgetriebenes USB-Ladegerät	406
Positive Stromquelle	41
PR4401/02 im Doppelpack	142
Regler für Drehstromgeneratoren	40
Router-Notstromversorgung	271
Schwebende Spannung für Einbau-Voltmeter	133
Segel-BattMeter	445
SSR 2.0 OptoMOS-Halbleiterrelais	179
Stabile Spannung	523
Stromversorgung mit sehr hoher Isolationsspannung	259
Tiefentladungsschutz für 12-Akkus	489
Universeller PWM-Generator	77
Virtuelle 9-V-Batterie	151

Verschiedenes

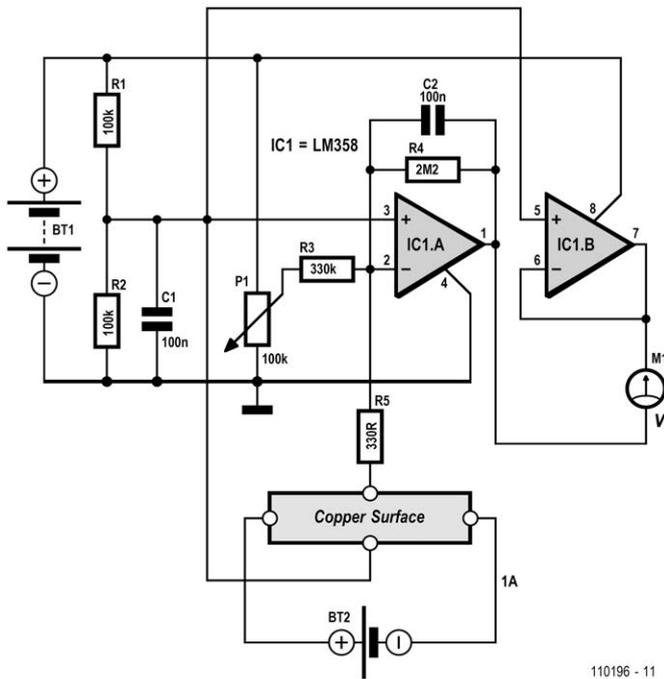
1-Watt-LED-Treiber mit PR4401	374
3D-LED-Pyramide	402
8-Kanal-DTMF-Decoder	298
8-Kanal-DTMF-Encoder	322
Alternativer Antrieb aus defekter Festplatte	531
Analoges LED-Lauflicht	265
Autoalarm-Sound-Booster	330
Automatisches Fahrradrücklicht	131
Break-out-Board für PIC10F2xx (SOT23-6)	164
Chaos-Generator	401
Diebstahlschutz über OBD	388
Differenzspannungslupe	301
Digitaler Daumenradschalter	100
DIY-SMD-Adapter	163
Drahtbrücken-Biegelehre	103
Dreidraht-Blinkgeber für motorisierte Zweiräder	24
Einfache Temperaturmessung und -regelung	170
Einfacher Not-Aus per Funk	18
Eiskalter Trick	469
Entspannte SMD-Bestückung	370
Experimenteller Hall-Sensor	11
Funkschalter als Ein-Aus-Taster	248

HEXFETs egalisieren.....	64
Hundepfeife Ronja.....	443
Ionisator hebt das Wohlbefinden.....	529
Kommunikation mit Laser.....	497
LED als Fotoelement.....	493
LED-Fahrradlampe in neuem Licht.....	17
LED-Fahrradlicht.....	256
LED-Multi-Blitz.....	130
Lötstopp-Laminat selbst aufbringen.....	481
Low-cost-Abisolierer.....	216
Magnetschwebbahn Demonstrator.....	327
Micro-Power-Quarzoszillator.....	230
Miniblinker.....	435
Minimalistischer Missing-Pulse-Detektor.....	305
Multivibrator mit TL431.....	176
Notstopp.....	437
NPN-Kippschwingungen.....	217
Öko-Timer.....	149
Oszilloskoptext.....	430
Platinenbelichter.....	522
Pulsempfänger.....	173
R/G-Multiblinker.....	380
Ringoszillator.....	39
Schnell zu sicheren Vias.....	89
Schrittmotoren identifizieren.....	390
Schwebender Text.....	453
Sechsfacher Umschalter.....	367
Slow glow.....	311
Solidstate Gleichstrom-Relais.....	250
Spannungsüberwachung.....	141
Starthilfe für PCs.....	326
Streifenrasterplatine als Heizplatte.....	241
Stress-o-Meter.....	416
Taktteiler mit symmetrischem Ausgangstakt.....	220
Tastentprellung für 12-Kontakte.....	287
Trennender Netzschalter.....	368
Verzögerte Hintergrundbeleuchtung.....	49
Wechsel blinker mit Glühlampen.....	506
Wie weit kann man das treiben?.....	511
Zapper nach H. Clark.....	358

Burkhard Kainka (D)

Hall-Sensoren kann man natürlich kaufen, aber selber bauen ist viel interessanter. Nach der Theorie kommt es darauf an, eine möglichst dünne Folie zu verwenden, die Länge und die Breite sind dagegen egal. Man kann es also auch mit Kupfer versuchen, weil es in Form von Platinenmaterial gut zu verarbeiten ist. Zwar ist Kupfer ein denkbar ungünstigstes Material, weil es eine sehr kleine Hall-Konstante hat. Aber es gibt ja inzwischen extrem starke Magnete, damit müsste man den Ef-

fekt auch bei einem Hall-Sensor aus Kupfer nachweisen können. Um den Nachweis zu erbringen, kommt es auf eine möglichst große Verstärkung an. Die Spannungsverstärkung der gezeigten Schaltung wird durch das Verhältnis der beiden Gegenkopplungswiderstände des ersten Opamps festgelegt. Mit den angegebenen Werten (2M Ω und 330 Ω) ergibt sich eine 6667-fache Verstärkung. Dazu kommt eine Brückenschaltung für das Messgerät. Das Poti dient zum Feinabgleich. Man könnte also



110196 - 11

bei genauer Nullpunkteinstellung im Millivoltbereich messen und damit Hallspannungen von weit unter einem Millivolt auswerten. Letztlich lässt sich auf diese Weise die Flussdichte eines Magneten messen.

Kupfer hat eine Hallkonstante von $A_H = -5,3 \cdot 10^{-11} \text{ m}^3/\text{C}$. Die Dicke der Kupferschicht ist $d = 35 \text{ }\mu\text{m}$. Die Hallspannung beträgt dann:

$$U_H = A_H \cdot I \cdot B / d$$

Für $B = 1 \text{ T}$ und $I = 1 \text{ A}$ ergibt sich demnach eine Hallspannung von $U_H = 1,5 \text{ }\mu\text{V}$. Das Ganze 6667-fach verstärkt ergibt 10 mV. Die Schaltung hat also eine Empfindlichkeit von 10 mV pro Tesla. Allerdings ist es nicht ganz einfach, den Nullpunkt mit P1 zu justieren. Der Verstärker hat seine eigene Stromversorgung in Form einer 9-V-Batterie (BT1). Für die Messung schließt man ein Labornetzteil mit ein-

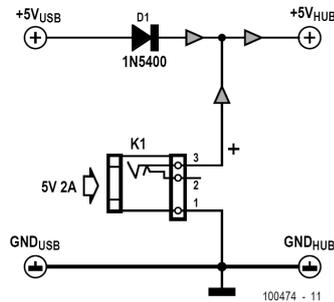
stellbarem Ausgangsstrom (BT2) an den Hallsensor (die Kupferfläche) an und stellt den Strom durch den Sensor auf genau 1 A ein. Dann muss der Nullpunkt noch einmal neu justiert werden.

Anschließend legt man einen starken Neodym-Magneten unter den Sensor. Die Ausgangsspannung der Schaltung wird sich jetzt tatsächlich um einige Millivolt ändern. Allerdings gibt es mehrere Effekte, die das Messergebnis beeinträchtigen können. Jede Bewegung des Magneten erzeugt eine Induktionsspannung in den Zuleitungsdrähten, die wesentlich größer ist als die Hallspannung. Man muss nach jeder Bewegung des Magneten immer etwas warten, bis die Messwerte wieder stabil stehen. Außerdem gibt es bei so kleinen Messspannungen Probleme mit Thermospannungen, die auf Temperaturunterschiede zurückzuführen sind. Man darf sich nicht bewegen und sollte nach Möglichkeit auch noch die Luft anhalten...

2 USB-Hub aufrüsten

Kurt Bohnen (D)

Bei USB-Hubs, die vom PC mit Strom versorgt werden, kann es zu Problemen kommen, wenn man Geräte mit hohem Stromverbrauch betreibt. Das liegt hauptsächlich an zu langen und zu dünnen USB-Kabeln, an denen viel Spannung abfällt.



Wer trotzdem nicht auf seinen alten USB-Hub verzichten möchte, kann mit dieser kleinen Schaltung ein externes Netzteil nachrüsten. Dazu trennt man die 5-V-Versorgungsleitung des USB-Kabels im Hub auf und lötet eine Diode (D1) in Durchlassrichtung ein.

An der Kathode dieser Diode werden anschließend zusätzlich die 5 V des externen Steckernetzteils eingespeist. D1 sorgt dabei dafür, dass kein Strom vom Netzteil in den PC zurückfließen kann.

Mehr Portleitungen für den R8C/13 3

Hermann Nieder (D)

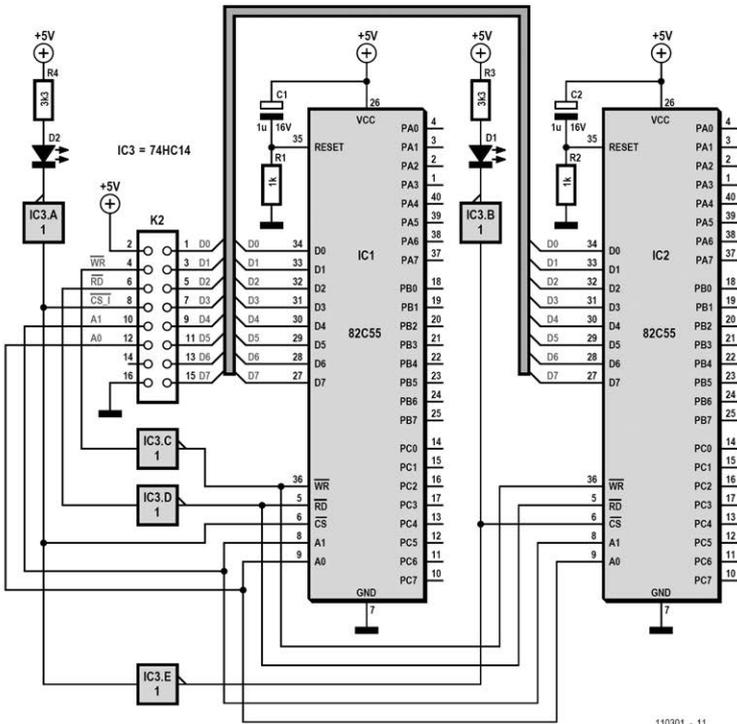
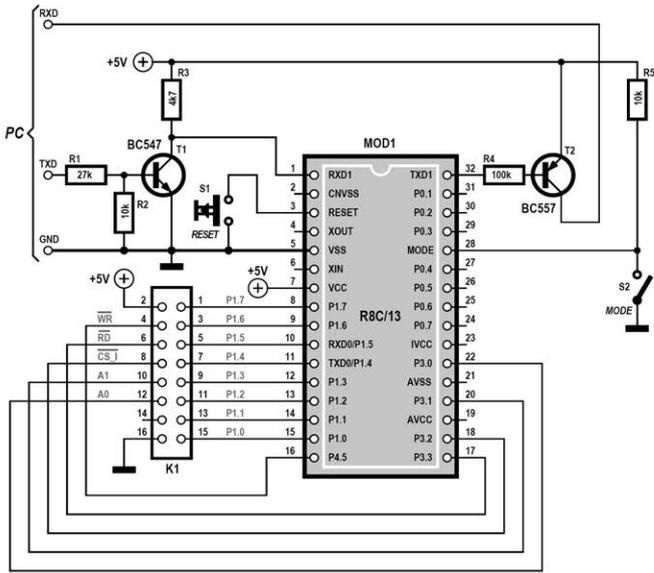
Das bekannte R8C-Prozessormodul aus dem Elektor-R8C-Projekt [1][2] ist einfach programmierbar und kann zur Steuerung der verschiedensten Anwendungen genutzt werden. Gerade in großen Applikationen könnten es jedoch hin und wieder ein paar Portleitungen mehr sein. Hier wird daher ein einfacher Portexpander vorgestellt, bei dem zwei Portbausteine 82C55 zum Einsatz kommen. Insgesamt stehen dann sechs Ports mit je 8 Pins zur Verfügung; die Ports können wahlweise als Ein- oder Ausgänge genutzt werden. Zur Kommunikation mit einem PC über RS232 wird hier das in Elektor Dezember 2005 gezeigte „Minimalsystem“ genutzt [1]. Prinzipiell kann aber auch eines der praktischen USB/TTL-Kabel zum Einsatz kommen [3], die Transistoren T1 und T2 lassen sich dann nebst Beschaltung einsparen.

Die Pins P1.0..P1.7 des R8C/13 sind mit den Daten-Eingängen der oben genannten Bausteine verbunden. P3.0 und P3.1 dienen zur Adressierung des jeweiligen

Ports. Mit Pin P3.2 kann einer der Bausteine über die Chip-Select-Leitung \overline{CS} ausgewählt werden. Das Signal liegt dafür am ersten Portbaustein direkt und am zweiten invertiert an.

Die Kommunikation zwischen PC und R8C (mit 9600 Baud) ist folgendermaßen codiert: Das erste Byte legt fest, ob Daten eines Ports geschrieben oder gelesen werden sollen (1 für Schreiben, 2 für Lesen). Das zweite Byte ist die Portadresse, wobei mit einer Adresse 0..3 der erste Portbaustein, mit einer Adresse 4..7 der zweite Portbaustein angesprochen werden kann. Über die Adresse 3 und 7 können den Portexpandern Steuerbytes übermittelt werden; Näheres findet man im Datenblatt [4]. Beim Schreiben ist das dritte Byte das Bitmuster, das an die Portpins gelegt werden soll. Beim Lesen wird dieses Bitmuster vom R8C an den PC gesendet.

Die Kommunikation zwischen einem PC und der abgebildeten Schaltung kann zum Beispiel mit einem Terminalprogramm er-



110301 - 11

folgen. Etwas komfortabler geht es mit dem PC-Programm des Autors (in Visual Basic 5), das die Funktionsbibliothek RSCOM.DLL von Burkhard Kainka verwendet, die man von dessen Website herunterladen kann [5]. Die PC-Software und die Firmware für den Controller findet man wie immer auf der Elektor-Website [6].

Der Einfachheit halber werden in der Software Port A, B und C von IC1 immer als Ausgangsports und Port A, B und C des zweiten Portbausteins als Eingangsports verwendet. Nach Anlegen der Betriebsspannung erhalten beide Portbausteine einen Resetimpuls, ihre Ports sind nun sämtlich als Eingänge festgelegt. Nach dem Öffnen einer COM-Schnittstelle drückt man im PC-Programm den Button „8255_1 und 8255_2 vorbereiten“. Der PC sendet nun die Bytes 1, 3 und 128 an den R8C/13, der wiederum IC1 veranlasst, alle Ports als Ausgänge zu schalten.

Nun kann mit acht Checkboxes pro Port festgelegt werden, welche der einzelnen

Bits bei einer Ausgabe an Port A, B bzw. C gesetzt oder zurückgesetzt werden sollen. Der entsprechende Dezimalwert des Bitmusters wird jeweils rechts daneben angezeigt.

Anschließend erfolgt nach dem Drücken eines der „Send“-Buttons die Übertragung des jeweiligen Bytes an den Mikrocontroller, der wiederum IC1 ansteuert.

Die Abfrage der Eingangspins (Port A, B und C) von IC2 erfolgt durch fortwährendes Polling vom PC-Programm aus. Der Status der Pins wird durch farbige Shapes und den entsprechenden Dezimalwert im Formular visualisiert. Die PC-Software ist natürlich nur eine Ausgangsbasis, vielfältige Erweiterungen und Anpassungen sind möglich!

[1] www.elektor.de/050179-2

[2] www.elektor.de/r8c

[3] www.elektor.de/080213

[4] www.intersil.com/data/fn/fn2969.pdf

[5] www.b-kainka.de/pcmessaq.htm

[6] www.elektor.de/110301

Blinklicht für Flugmodelle

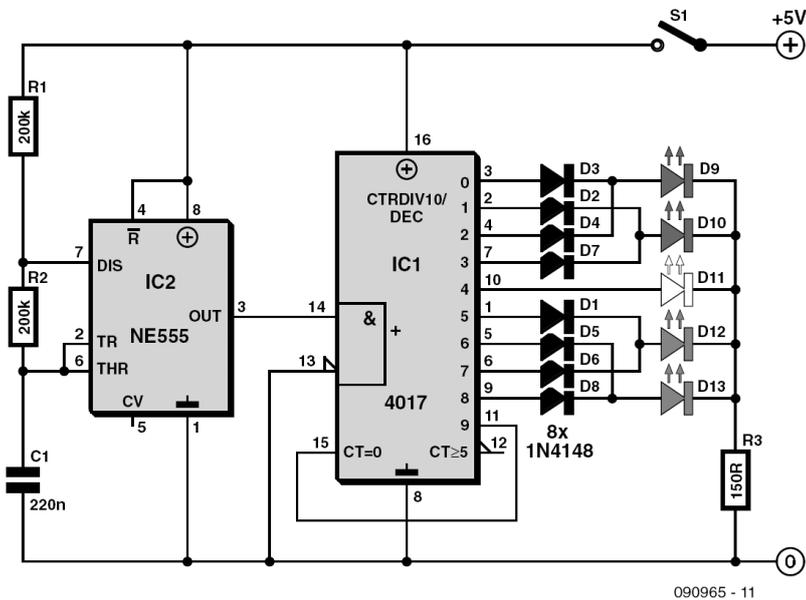
4

Jean-Louis Roche (F)

Flugzeuge und Helikopter sind außen mit roten und weißen Blinkleuchten ausgerüstet, die „Antikollisionsleuchten“ genannt werden. Außerdem sind ständig eingeschaltete Positionsleuchten auf der linken Seite (rot), auf der rechten Seite (grün) und am Heck (weiß) vorhanden. An den

Farben kann ein ferner Beobachter die Flugrichtung erkennen. Außer den ständig eingeschalteten Leuchten können am Rumpfbereich weiße Blinkleuchten („Strobe Lights“) angebracht sein. Unsere für Flugmodelle ersonnene Beleuchtung entspricht nicht ganz dem Vorbild, hier blin-

15



090965 - 11

ken sämtliche Leuchten in mehreren Blinkphasen.

Der Zeitgeber ist ein Veteran unter den Bauelementen (hier im modernen SMD-Gewand). Sein Ausgangssignal steuert den CMOS-Dezimalzähler 4017, ebenfalls in SMD. Die zehn Ausgänge gehen abhängig vom Zählerstand der Reihe nach einzeln auf logisch 1. Es sind jeweils zwei Ausgänge über Dioden zusammenschaltet, so dass die gewünschten Blinkeffekte entstehen: Q0 und Q2 (links vorn, rote LED), Q1 und Q3 (links hinten, rote LED), Q5 und Q7 (rechts vorn, grüne LED), Q6 und Q8 (rechts hinten, grüne LED). Die vorgeschalteten Dioden verhindern Kurzschlüsse der Ausgänge. Durch das Verknüpfen der Ausgangssignale blinken die roten und grünen LEDs ähnlich einem Lauflicht. Die weiße LED,

die allein an Ausgang Q4 liegt, blinkt ohne Lauflichteffekt. Ausgang Q9 ist mit dem Reset-Eingang verbunden, so dass nach neun Blinkphasen ein neuer Zyklus beginnt.

In dieser Beleuchtung für Modell-Luftfahrzeuge leuchtet gleichzeitig immer nur eine LED auf, so dass sich der Strombedarf in Grenzen hält. Der gemeinsame Widerstand 150 Ω, der in den Kathodenleitungen der LEDs liegt, begrenzt den LED-Strom. Die Schaltung kann an einen unbenutzten Ausgang des Fernsteuerdecoders im Flugmodell angeschlossen werden. Mit einem Schalter lässt sich die Beleuchtung zwar ausschalten, doch eigentlich ist es für Luftfahrzeuge obligatorisch, dass sie sich stets mit eingeschalteter Beleuchtung fortbewegen!

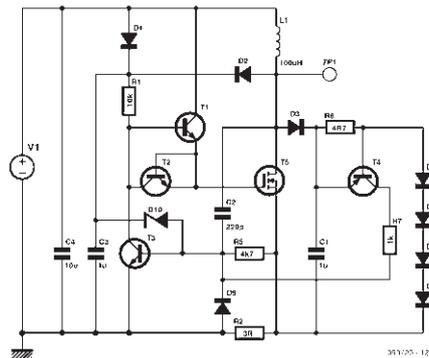
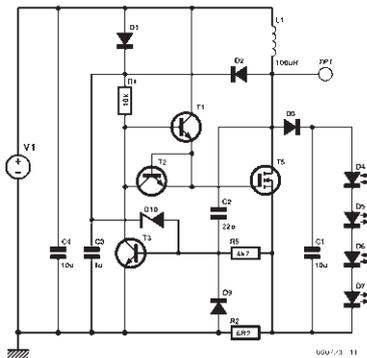
Bernd Schulte-Eversum (D)

Das LED-Fahrradlicht aus Elektor 7/8 2009 (S. 26) scheint sich einer hohen Beliebtheit zu erfreuen. Auch der Autor fand die grundsätzliche Ausführung recht interessant, doch Gutes kann ja immer noch besser werden! Hier also kommen zwei erheblich verbesserte Varianten.

Beide Schaltungen werden wie das „Original“ mit einer 6-V-Batterie (oder einem 6-V-Akku) versorgt, diese Spannung ist hier mit V1 bezeichnet. Die einfachere Schaltung mit vier Transistoren entspricht funktional im Wesentlichen der ursprünglichen Version. Es handelt sich um einen Flyback-Konverter, der durch den Spannungsabfall an einem Stromfühlerwiderstand (hier R2) geregelt wird. R2 ist für die Verwendung von vier weißen LEDs (D4...D7) mit $6,2 \Omega$ dimensioniert, es wird ein LED-Strom von etwa 20 mA erzielt. Zur Begrenzung der maximalen

Ausgangsspannung bei Unterbrechung der LED-Kette ist hier die 250-mW-Z-Diode D10 vorgesehen, die über T3 und T1/T2 das Gate des MOSFETs T5 nach Masse zieht, wenn die Ausgangsspannung über den Z-Diodenwert ansteigt. Es wird ein Z-Diodenwert zwischen 15 und 24 V empfohlen. L1 ist eine 100- μ H-Spule mit einem Maximalstrom von minimal 0,5 A und niedrigem DC-Widerstand.

Mit dem Transistor T1 wird das Gate des MOS-FETs T5 niederohmig geladen. Der Transistor T2 (beim Autor kam ein SMD-Doppeltransistor BC846S zum Einsatz) ist als Diode geschaltet. Hierüber wird das Gate von T5 mit T3 entladen. Durch die Ergänzung gegenüber der ursprünglichen Schaltung wird der MOS-FET T5 schneller geschaltet, damit steigt auch der Wirkungsgrad. Ein Nebeneffekt ist, dass auch die Schaltfrequenz deutlich



steigt. Bei einer Schaltfrequenz über 150 kHz sollte man für die Eingangs- und Ausgangskondensatoren möglichst Folien- oder Keramikkondensatoren verwenden, weil Elkos allmählich ihre eigentliche Wirkung verlieren. Als MOS-FET war in der ursprünglichen Schaltung ein NTD4815N mit einem $R_{DS(on)}$ von 15 m Ω (bei $U_{GS} = 10$ V) angegeben, es eignen sich aber auch andere N-Kanal-MOSFETs mit ähnlich niedrigem $R_{DS(on)}$.

Die zweite Schaltung (mit fünf Transistoren) unterscheidet sich von der vorherigen durch eine sekundäre Stromregelung (mit dem Transistor T4). Dadurch eignet sie

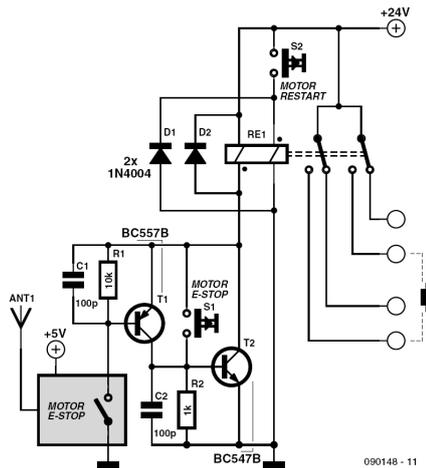
sich für höhere LED-Ströme, die bei Schwankungen der Versorgungsspannung auch noch relativ konstant bleiben. Der durch den LED-Strom verursachte Spannungsabfall am Widerstand R6 steuert T4 auf, der dann über T3 den maximalen Schaltstrom von T5 beeinflusst, um den Ausgangsstrom konstant zu halten. Der Transistor T4 ist ein BC856B, als bedrahtete Ausführung kann man einen BC556B verwenden. T3 ist ein BC546B. Und den für T1 und T2 verwendeten SMD-Doppeltransistor BC846S kann man durch einen BC546B für T1 und eine Diode 1N4148 für T2 ersetzen.

6 Einfacher Not-Aus per Funk

Jacquelin K. Stroble (USA)

Diese Schaltung ermöglicht es, eine preiswerte Funk-Türklingel (bestehend aus Sender und Empfänger) als Not-Aus für Maschinen oder Motoren hoher Leistung zu verwenden.

Wenn man den Taster des Senders solch einer Türklingel betätigt, wird im zugehörigen Empfänger ein Low-Signal ausgelöst, das dazu benutzt wird, den PNP-Transistor T1 durchzuschalten. Via Transistor T2 wird dann das bistabile Relais Re1 aktiviert. Genau das Gleiche passiert, wenn man den galvanisch angeschlossenen Notausschalter S1 betätigt.



Mit dem Reset-Taster S2 bringt man das bistabile Relais wieder zum Abfallen.

Der genaue Transistor-Typ für T1 oder T2 ist nicht so wichtig – jeder Kleinsignaltransistor mit dem entsprechenden PNP- bzw. NPN-Aufbau wird es tun, da es hier nur um ein einfaches Schaltverhalten geht.

Zwecks Entstörung sind kleine Kondensatoren mit je 100 pF Kapazität über die Basis-Widerstände R1 und R2 gelegt, was

verhindert, dass ein Motor durch elektrische Störsignale ungewollt vom Netz genommen wird. Sowohl die Wicklung zum Aktivieren als auch zum Rücksetzen des Relais ist mit einer Freilauf-Diode beschaltet, was Beschädigungen von T1 bzw. T2 verhindert.

Über das bistabile Relais wird dann ein Leistungsrelais oder Schütz angesteuert, worüber dann der Motorstrom geschaltet wird.

Kühlschranksicherung

7

Andrew Denham (UK)

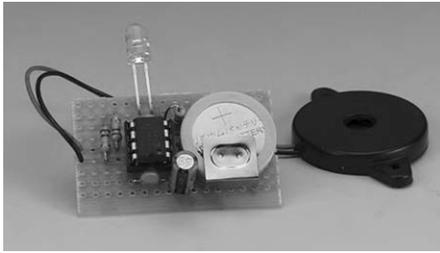
Wenn man die Kühlschranktür mit dem Ellbogen (oder sonstwie) zuschubst, passiert es manchmal, dass sie sich wieder etwas öffnet, wenn auch nur ein kleines bisschen. Das reicht aus, das Licht im Inneren brennen zu lassen – von dem man ja bekanntlich nicht weiß, ob es bei „zuer“ Tür wirklich aus ist. ;-)

Oft merkt man nicht einmal nachts, dass das Licht noch brennt. Ein Effekt von leuchten-der 15-W-Lampe (Heizung) plus warmer Frischluftzufuhr durch den offenen Spalt ist, dass am nächsten Morgen Milch und Frühstückswurst etwas unfrisch wirken. Nach einigen unerfreulichen Erlebnissen dieser Art sann der Autor auf Abhilfe. Ausgangspunkt für die folgende Lösung war die Entdeckung, dass das Licht schon angeht, wenn sich die Tür nur um etwa 2 mm öffnet.

Der Fototransistor TEMT6000 von Vishay kann solches Licht sehen, ist preiswert und gut erhältlich. Er hat einen vernachlässigbaren Dunkelstrom und kann eine Last von einigen μA treiben. Für Batteriebetrieb sollte die Ruhestromaufnahme so gering wie möglich sein. Ein PIC-Mikrocontroller mit „Sleep-Mode“ erscheint passend, und für den Typ 12F629 speziell gilt: klein, preiswert, leicht erhältlich, mit internem Taktgenerator und bis zu fünf nutzbaren I/O-Pins.

Laut Datenblatt [1] ergibt sich der niedrigste Stromverbrauch, wenn alle I/Os als Eingänge konfiguriert und auf „High“-Pegel gelegt werden. Jede genutzte interne Hardware benötigt Strom. Da die Elektronik permanent von einer Batterie versorgt wird, ist schon mal der Brown-out-Detektor überflüssig. Da A/D, Watchdog oder Komparatoren ebenfalls nicht gebraucht

19



werden, ergibt sich im Sleep-Mode ein typischer Strombedarf von nur 1,2 nA. Das garantierte Maximum liegt bei 3 V immer noch bei 770 nA.

Eine Lithium-Knopfzelle vom Typ CR2032/1HF hat eine nominale Kapazität von 230 mAh bei 3 V [2]. Das reicht theoretisch für über 250 Jahre Betrieb und praktisch für die Gebrauchsdauer des Kühlschranks. Von daher ist es kein Problem, eine solche Zelle direkt auf die Platine zu löten. Ein wichtiger Vorteil einer Lithium-Batterie ist schließlich, dass sie auch bei niedrigen Temperaturen gut funktioniert.

Die nächste Entscheidung betrifft den akustischen Alarmgeber. Ein Piezo-Buzzer ist das Bauteil der Wahl, denn es ist preiswert, klein und gut erhältlich. So ein Piezo kann problemlos von zwei I/O-Leitungen des PICs im Gegentakt angesteuert werden und macht bei den resultierenden 6 V_{SS} ordentlich Lärm. Das verwendete Exemplar KPEG827 von Kingstate [3] eignet sich für den Frequenzbereich von 2...4,5 kHz.

Die nötige Software wurde zwar mit Hilfe des kommerziellen MikroBasic-Compilers von Mikro-Elektronika auf dem Board Big-PIC 4 entwickelt, doch da das Programm so klein ist, kann man es auch mit der kostenlosen Demo-Version von MikroBasic bearbeiten, da diese bis zu 2

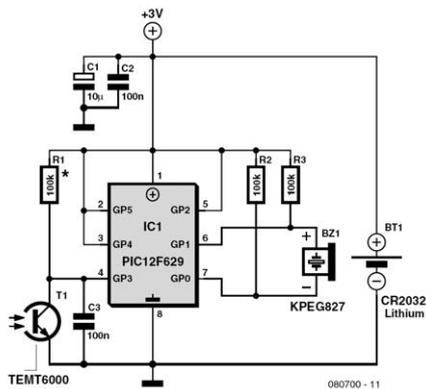
kB an Code verarbeitet (Download unter [4]).

Der verwendete PIC-Typ ist eine achtpolige DIL-Version, was die Programmierung mit Hilfe eines DIL-Sockeladapters vereinfacht. ISP geht auch, wenn man SMDs verwenden möchte, denn die DIL-Fassung benötigt eben viel Platinenfläche. Der Autor setzte den MikroE-PicFlash2-Programmer ein, aber der Programmer EasyPIC 4 tut es auch. Der Source-Code kann wie immer kostenlos von der Elektor-Webseite zu diesem Projekt [5] heruntergeladen werden.

Die Schaltung wird mit allem funktionieren, was den GPIO.3-Eingang auf „Low“ ziehen kann. Man kann also einen Bimetall-Temperatursensor einsetzen oder die Software so erweitern, dass zum Beispiel ein 1-Wire-Temperatur-Sensor funktioniert. Man könnte auch Über- oder Unterspannungen erfassen, wenn man möchte. Die Verzögerung für das Auslösen eines Alarms kann in der Software im Bereich 1...255 Sekunden eingestellt werden.

Eine Warnung: Es gibt viele PIC-Programmer. Bei Verwendung des MikroE-Programmers sollte man auf korrekte Konfiguration des Taktgenerators achten. Nicht jede Programmer-Software liest die Konfiguration richtig ein. Die korrekten Werte sind: INT RC OSC sowie GPIO.4 und GPIO.5 als I/O. Andere Werte blockieren den Oszillator und manche können sogar den PIC beschädigen. Bei einigen Programmern muss man diese Einstellungen manuell vornehmen. Im Zweifel hilft ein Blick in den Source-Code.

Nach einigem Probieren mit den Ports brachte es der Prototyp des Autors auf eine Stromaufnahme von nur 20 nA im



Sleep-Mode. Einmal getriggert, wird für eine Minute ein Strom von rund 500 μ A verbraucht, der sich verdoppelt, wenn der Piezo ertönt. Das bleibt deutlich unter dem Maximalstrom der Lithium-Zelle, bei der gepulst bis zu 10 mA erlaubt sind. Damit könnte der Piezo 10 Tage ununterbrochen Krach schlagen – was hoffentlich nie passiert. Wenn man den Kühlschrank etwa 20 Mal pro Tag für jeweils weniger als eine Minute öffnet, dann kann man mit einer Lebensdauer der Batterie von gut neun Jahren rechnen.

Das Foto zeigt den Prototypen des Elektrolabors, der auf einem Stück Lochrasterplatte aufgebaut wurde. Als Fototransistor wurde hier der Typ TEPT5600 verwendet. Anders als der Typ TEMT6000 muss dieser direkt auf die Lichtquelle ausgerichtet werden, da er über einen deutlich engeren „Sichtwinkel“ verfügt. Außerdem muss hierfür der Wert von R1 verdoppelt werden.

Selbst auf Lochraster-Platine ist die Schaltung klein genug für den Einbau in

ein Kunststoffgehäuse (am besten eines mit Batterie-Halterung). Man darf dann nur nicht das Loch für den Fototransistor vergessen, sonst bleibt dieser blind. Zur Abdichtung kann man das Loch mit klarem Epoxid-Kleber füllen. Hierzu verklebt man das Loch außen mit Tesa und füllt das Loch von innen mit Klebstoff. Das fertige Modul kann dann mit Heißkleber an passender Stelle im Kühlschrank angebracht werden. Ebenfalls gut dürfte sich doppelseitiges Klebeband eignen.

Beim ersten Start des Mikrocontrollers (oder wenn die Batterie ersetzt wird) sollte der Fototransistor abgedunkelt sein. Wenn er Licht entdeckt, dauert es (je nach Einstellung) 60 Sekunden bis zum Alarm. Im dunklen Kühlschrank geht die Schaltung nach einer Minute in den Sleep-Modus. Wenn allerdings die Lampe im Kühlschrank kaputt sein sollte, hilft auch die beste Elektronik nichts...

Weblinks

- [1] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/41190c.pdf>
- [2] www.panasonic.com/industrial/battery/oem/images/pdf/Panasonic_Lithium_CR2032_CR2330.pdf
- [3] www.farnell.com/datasheets/16396.pdf
- [4] www.mikroe.com
- [5] www.elektor.de/080700

Downloads & Produkte

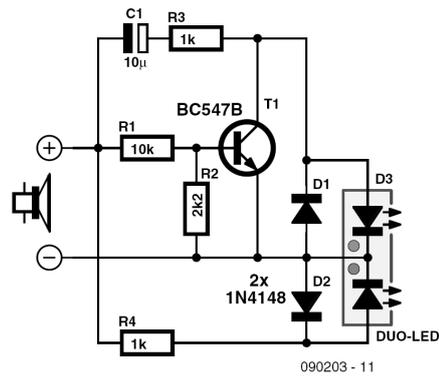
- Programmierer Contoller
- 080700-41: Programmierter PIC12F629 Software
- 080700-11.zip: MikroBasic-Source-Code und Hex-Dateien unter [5]

8 Empfindliche NF-Leistungsanzeige

Michiel Ter Burg (NL)

Der Autor der in *310 Schaltungen* erschienenen „Einfachen NF-Leistungsanzeige“ hat jetzt eine empfindlichere Version entworfen, die schon bei einer Audioleistung von deutlich unter 1 W (Zimmerlautstärke) anspricht. Höhere Leistungen treten normalerweise nur im Partybetrieb auf.

In der Schaltung leuchtet der grüne Teil der Duo-LED bereits auf, wenn etwa 0,1 W an 8 Ω oder 0,2 W an 4 Ω überschritten werden. Der Schwellenwert hängt natürlich auch von den Eigenschaften der LED ab, ein Low-current-Typ ist hier unbedingt notwendig. C1 wird zuerst über Diode D1 geladen und anschließend über den grünen Teil der LED entladen. Diese Spannungsverdopplung bewirkt eine hohe Empfindlichkeit. Bei mehr als 1 W reduziert Transistor T1 die Helligkeit der grünen LED, während die rote LED zunehmend leuchtet, so dass eine orange Mischfarbe entsteht. Bei mehr als 5 W



überwiegt die Farbe Rot, der grüne Anteil ist nicht mehr sichtbar.

Anstelle der Duo-LED sind auch zwei einzelne Low-current-LEDs verwendbar, doch dann tritt natürlich keine Mischfarbe auf. Bei eventuellen Tests muss der Ausgang des Messgenerators gleichspannungsgekoppelt sein. Ein Kondensator vor dem Ausgang würde zu fehlerhaften Ergebnissen führen.

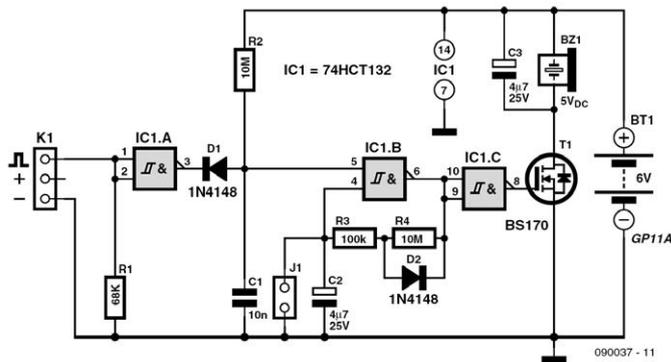
Weblink[1] www.elektor.de/090203

9 Akustisches ELT

Werner Ludwig (D)

Ein ELT (Emergency Locator Transmitter, Deutsch: Notfunkbake) ist ein Notsender,

der manuell oder automatisch durch einen Crash-sensor aktiviert wird und das Auf-



finden verunglückter Flugzeuge ermöglichen soll. Das akustische ELT ist für ferngesteuerte Flugmodelle gedacht, die sich mitunter selbständig machen und dann nicht selten im Dickicht verschwinden. Der hier beschriebene Ortungspiepser zum Auffinden solcher „außengelanderter“ Flugmodelle verfügt sogar über eine eigene Stromversorgung. Die im Schaltplan angegebene kleine Fotobatterie ermöglicht es dem akustischen Sender, nach dem Abbrechen des Funkkontakts mehr als 25 Stunden lang alle 10 Sekunden einen kurzen Signalton abzustrahlen. Der Stromverbrauch in Bereitschaft und im Passivbetrieb (bei gesetztem Jumper J1)

ist vernachlässigbar. Als Alarmton-Taktgeber dient der mit dem Schmitt-Trigger-UND-Gatter IC1.B realisierte Taktgenerator mit unsymmetrischem Tastverhältnis, der über den MOSFET T1 einen 5-V-Gleichstrom-Piepser schaltet. So lange vom Ausgang des RC-Empfängers kontinuierlich positive Impulse eintreffen, wird der Oszillator über IC1.A und D1 blockiert. Der gesetzte Jumper J1 parallel zu C2 bewirkt ebenfalls eine Sperrung und dient zum „Entschärfen“ des Notsenders.

Weblink
<http://de.wikipedia.org/wiki/Notfunkbake>

Schweißlicht für die Modellbahn 10

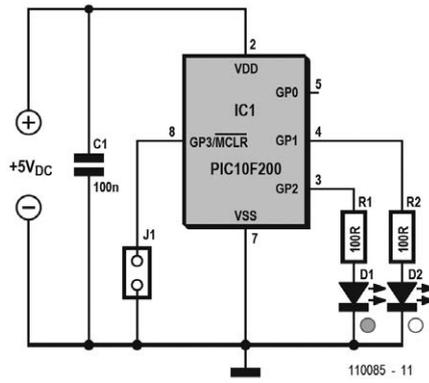
Erhard Stark (D)

Wer eine Modellbahn sein Eigen nennt und auf schöne Details bedacht ist, benötigt hin und wieder ein kleines Schweiß-

licht. Dieses Projekt zeigt, dass es hierzu außer einem Mikrocontroller und der richtigen Software nicht viel braucht.

In der hier vorgestellten Schaltung veranlasst der Mikrocontroller PIC10F200, dass die Leuchtdioden D1 und D2 mit verschiedenen Frequenzen zeitversetzt aufleuchten. Damit dieser Effekt dem Blitzen eines Schweißlichtes möglichst ähnlich sieht, sollten die beiden LEDs dicht nebeneinander montiert werden. Das An- und Absetzen der Schweißelektrode wird durch kurze Unterbrechungen des Flackerns nachgestellt. Um das Schweißlicht abzuschalten, muss die Schaltung entweder von der Betriebsspannung getrennt werden oder Pin 8 (GP3) mit Masse verbunden werden. Letzteres lässt sich elegant über J1 realisieren. Bei geöffnetem Jumper ist das Schweißlicht aktiv.

Die Software für den Mikrocontroller steht kostenlos unter [1] zum Download



bereit. Die Konfiguration des PICs ist in die ASM-Datei integriert, kann aber auch durch das Setzen aller Konfigurationsbits auf 0 manuell vorgenommen werden.

[1] www.elektor.de/110085

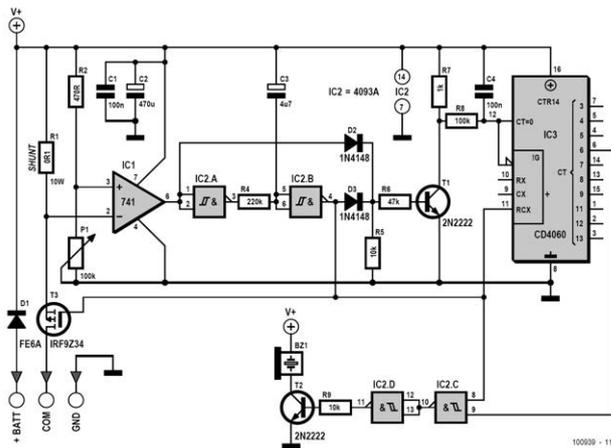
11 Dreidraht-Blinkgeber für motorisierte Zweiräder

Georges Treels (F)

Das klassische elektromechanische Blinkrelais für motorisierte Zweiräder hat zwei Nachteile: Damit die Blinkleuchten blinken, müssen vergleichsweise hohe Ströme durch die Blinklampen fließen. Diese Blinkrelais sind in Kombination mit LEDs in den Blinkleuchten (Leistung unter 5 W) nicht funktionsfähig. Das zweite Handicap ist das im Straßenverkehr unhörbare Klicken, das die Aktivität des Blinkrelais

signalisiert. Da Zweiräder nicht mit selbst rückstellenden Blinkerhebeln ausgerüstet sind, wird das notwendige Rückstellen nach Abbiege- oder Überholvorgängen häufig vergessen.

Das Problem des fehlenden akustischen Signals lässt sich zwar auf einfache Weise mit zwei Dioden und einem genügend lautstarken akustischen Signalgeber lösen, doch das ständige „Beep, Beep“ kann



auf die Dauer ziemlich nervig sein. Dieser elektronische Blinkgeber kennt solche Handicaps nicht. Er kann Lasten von 1 W bis etwa 40 W schalten, und das „Beep, Beep“ ertönt erst, nachdem die Blinkleuchten länger als eine Minute eingeschaltet waren.

In der Schaltung schützt die 6-A-Diode D1 vor Verpolung. Opamp IC1 ändert seinen Zustand, wenn Strom durch R1, T3 und die Blinklampen fließt. Die Umschaltswelle lässt sich mit Potentiometer P1 an die Höhe des Stroms anpassen. IC2.A und IC2.B bilden ein Monoflop, die Kippdauer hängt von R4 und C3 ab. Wenn am Ausgang von IC1 hohe Spannung liegt, wird C3 über R4 geladen. Nach einer bestimmten Zeit geht der Ausgang von IC2.B auf hohe Spannung, so dass MOSFET T3 sperrt. IC1 schaltet zurück, der Ausgang von IC2.B folgt etwas später. Nun schaltet T3 wieder durch, und der Zyklus beginnt von vorn. D2, D3, R5, R6 und T1 haben gemeinsam die Funktion eines NOR-Gatters, es dient zum Rücksetzen des Timers IC3. Über das NOR-Gatter kann IC3 rückgesetzt werden, ohne den

Strom durch die Blinklampen zu unterbrechen. Rückgesetzt wird der Timer, wenn am Ausgang von IC1 und am Ausgang von IC2.B gleichzeitig niedrige Spannungen liegen. Ausgang Q6 von IC3 geht nach 64 Impulsen am Eingang (Pin 11) auf hohe Spannung. Da das Monoflop IC2.A/IC2.B im Takt einer Sekunde schaltet, geschieht dies nach ungefähr einer Minute. Erst jetzt wird über IC2.C, IC2.D und T2 das akustische Signal im Blink-Rhythmus aktiviert.

Das vom Autor entworfene Platinenlayout sowie einige Ansichten des Blinkgebers stehen auf der Elektor-Website [1] zum Download bereit. Die Platinenabmessungen orientieren sich am Innendurchmesser eines 32-mm-PVC-Rohrs. Die Platinenbahnen, über die der Strom der Blinklampen fließt, müssen zur Erhöhung des Querschnitts verzinnt werden. Der Leistungs-MOSFET kommt ohne Kühlung aus. Im PVC-Rohr wird die Schaltung rüttelsicher eingeklebt, P1 muss jedoch zugänglich bleiben.

Weblink[1] www.elektor.de/100939

Michael Gaus (D)

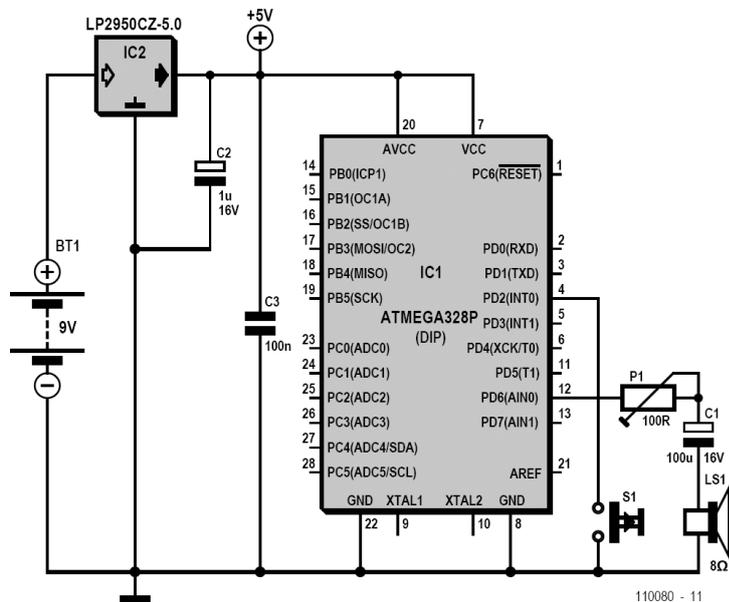
Dieser elektronische Türgong mit ATmega328P ist eigentlich ein kleiner WAV-Player, der per Klingelknopf aktiviert wird und dann eine kleine WAV-Datei über die integrierte PWM-Einheit abspielt. So erhält man auch bei der Türklingel individuelle Klingeltöne wie beim Handy, die man obendrein auch noch selbst laden kann. Die WAV-Datei wird im On-chip-Flash des Mikrocontrollers gespeichert, es wird kein zusätzlicher Speicher benötigt. Um mit einer minimalen Anzahl von Bauelementen auszukommen, wurde auf den eigentlich erforderlichen Tiefpass am PWM-Ausgang des AVR-Controllers verzichtet. Stattdessen wird über einen Elko nebst Vorwiderstand direkt ein kleiner Lautsprecher angeschlossen. Zu beachten ist dabei, dass man hier keinen Verstärker und keine Aktivboxen ohne einen vorgeschalteten Tiefpass anschließen kann, da diese durch das ungefilterte PWM-Signal zerstört werden könnten. Unmittelbar nach dem Einschalten der Spannungsversorgung wird der im Türgong gespeicherte Sound abgespielt und der AVR-Controller anschließend in den stromsparenden Standbymodus versetzt. Das Betätigen des Tasters beendet den Standbymodus und veranlasst eine erneute Wiedergabe der WAV-Datei.

Die WAV-Dateien müssen folgendes Format aufweisen:

RIFF-WAVE Format/PCM, 8-bit, mono und 8 kHz Samplingrate. Der Flashspeicher des ATmega328 ist 32 KB groß. Für die Firmware sind 1 KB (also 1024 Bytes) reserviert, so dass für die WAV-Datei maximal 31744 Bytes zur Verfügung stehen. Das entspricht einer Gesamtspieldauer von maximal fast 4 Sekunden.

Die Firmware liegt im Bereich von 0x0000-0x03FF, ab 0x0400 beginnen die WAV-Daten.

Falls die WAV-Datei noch nicht im oben genannten PCM-Format vorliegt, kann sie mit dem Freewaretool Audacity [1] konvertiert werden. Dazu öffnet man die Datei in Audacity und wählt unten links bei „Projektrate“ 8000 Hz aus. Außerdem kann man bestimmte Bereiche der WAV-Datei markieren und ausschneiden, zum Beispiel Pausen am Anfang oder Ende. Um bei Dateien im Stereoformat auf Mono zu wechseln, klickt man im Kästchen mit dem Dateinamen auf den kleinen Pfeil und wählt „Stereotonspur aufteilen“. Anschließend kann man zum Beispiel den rechten Tonkanal durch Klick auf das X löschen und beim linken Tonkanal durch erneuten Klick auf den kleinen Pfeil „Mono“ auswählen. Bei „Bearbeiten“ => „Einstellungen“ muss bei „Dateiformat“ als unkomprimiertes Exportformat „WAV (Microsoft 8 bit PCM)“ eingestellt werden. Um die Datei zu speichern, markiert man den gewünschten Bereich und wählt



unter „Datei“ den Punkt „Exportieren als WAV“ aus. Nun müsste die Datei im korrekten Format vorliegen. Im Windows Explorer kann man mit einem Rechtsklick auf die Datei unter „Eigenschaften“ und dann „Dateiinfo“ das Format nochmals überprüfen.

Um die WAV-Datei in das Hexfile zur Programmierung des ATmega328P zu bekommen, wird ein Tool „hex2bin“ [2] verwendet. Das Tool konvertiert die binäre WAV-Datei in das Intelhex-Format und fügt die Daten in die Hexdatei ein, die den AVR-Code enthält. Somit entsteht eine Hexdatei bestehend aus Firmware und WAV-Datei, die in den ATmega328P programmiert wird. Der komplette Konvertiervorgang wird über die Batchdatei „convert.bat“ gestartet. Die Firmware liest aus dem WAV-Header die Größe der WAV-Datei aus und spielt somit die WAV-Datei in der korrekten Länge ab.

Ein fertiges Hexfile besteht aus der Firmware sowie einer WAV-Datei. Eine WAV-Datei, die einen Gong („Dingdong“) als Sound enthält, ist im ZIP-File unter dem Namen „tuergong.hex“ bereits enthalten. Dieses kann direkt in den ATmega328P programmiert werden. Das im Unterverzeichnis „firmware/default“ enthaltene Hexfile „code.hex“ ist hingegen nur die reine Firmware (also ohne integrierte WAV-Datei). Es kann verwendet werden, falls eine eigene WAV-Datei integriert werden soll, die per Batchfile (wie zuvor beschrieben) dieser Hexdatei angegliedert wird.

Der Code für den ATmega328P wurde im AVR-Studio mit dem freien C-Compiler WINAVR erstellt. Das komplette Projekt inklusive Hex-Datei ist im Verzeichnis „firmware“ in der ZIP-Datei (Download unter [3]) enthalten.

Die Fusebits für den AVR müssen wie folgt programmiert werden:

Low-Fuse: 0xE2,
High-Fuse: 0xD9,
Extended-Fuse: 0xFF.(110080)

Links:

- [1] <http://audacity.sourceforge.net>
- [2] <http://hex2bin.sourceforge.net>
- [3] www.elektor.de/110080

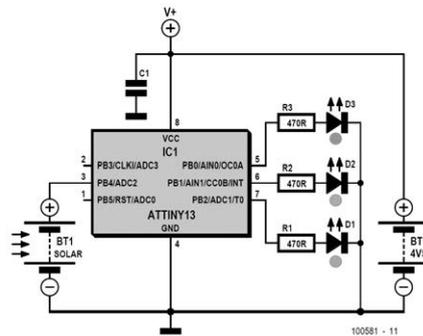
13 RGB-Solarlampe

Marcel Ochsendorf (D)

Diese Luxus-Solarlampe verwendet Akku und Solarzelle aus einer ausgeschlachteten Solarlampe mit vier Akkuzellen (4,8 V Nennspannung).

Die Schaltung lässt sich mit jeder Gleichspannung in diesem Bereich betreiben und verbraucht mit etwa 20 mA nur wenig Strom. So wird mit einer 4,5-V-Batterie eine Laufzeit von etwa fünf Tagen erreicht.

Die Schaltung besteht aus einem ATtiny-Mikrocontroller von Atmel, der über drei Port-Ausgänge eine rote, gelbe und blaue Leuchtdiode direkt ansteuert, wobei natürlich Widerstände vor den LEDs den jeweiligen LED-Strom begrenzen. Der Mikrocontroller steuert die LEDs nacheinander an, so dass sich ein RGB-Lauflicht ergibt. Das automatische Einschalten bei Dunkelheit (und Ausschalten bei Helligkeit) erfolgt ebenfalls durch den Mikrocontroller. Als Helligkeitssensor dient dabei eine Solarzelle aus einer defekten Solarlampe (meist ist nur der Akku defekt). Die Leistung der Solarzelle ist dabei völlig unerheblich, da der Mikrocontroller le-



diglich die Spannung an der Solarzelle über den internen A/D-Wandler an PB4 auswertet. Wenn man einen bereits fertig programmierten Mikrocontroller verwendet (erhältlich im Elektor-Shop, Bestell-Nr. 100581-41), eignet sich das Projekt auch für Anfänger.

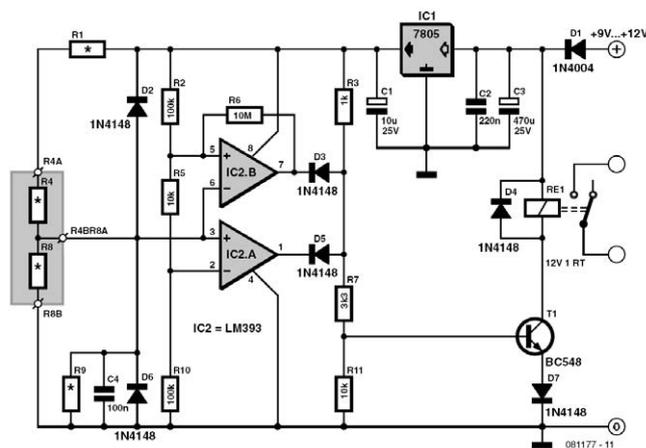
Der Autor hat die Firmware mit Flowcode entwickelt. Source- und Hexcode der Firmware stehen auf der Elektor-Projektseite www.elektor.de/100581 zum kostenlosen Download zur Verfügung.

Christian Tavernier (F)

Diese Schaltung basiert auf zwei Komparatoren, die zu einem Fenster-Komparator kombiniert sind. Mit den Widerständen R2, R5 und R10 wird das Spannungsfenster festgelegt, innerhalb dessen sich die Spannung am Sensor-Eingang R4BR8A des Fenster-Komparators befinden muss. Dann nämlich sind die Ausgänge der beiden Komparatoren IC2.A und IC2.B „High“. Bei den angegebenen Werten von R2, R5 und R10 erstreckt sich das zulässige Fenster auf einen Bereich von $10/21$ bis $11/21$ der Versorgungsspannung. Bei 5 V sind das 2,38...2,62 V. Die beiden Dioden D3 und D5 bilden ein diskretes UND-Gatter, weshalb T1 nur dann durchgeschaltet wird, wenn beide Komparator-Ausgänge „High“ sind. In diesem Fall zieht das Relais an, mit dem man zum

Beispiel einen elektrischen Türöffner schalten kann.

Die richtige Spannung an R4BR8A erzeugt man durch die beiden Widerstände R4 und R8, die man in einen Stereo-Klinkenstecker einlötet. Dieser kann dann als Schlüssel in die entsprechende Klinkenbuchse der analogen Schloss-Schaltung gesteckt werden. Stimmt die erzeugte Spannung, öffnet die Tür. Bei der Berechnung der Werte von R4 und R8 muss man natürlich noch die Werte von R1 und R9 berücksichtigen. R1 und R9 sollten nicht gleich sein, damit ein Kurzschließen der drei Pole des Schlüssels die Tür nicht öffnen kann. Aus Zuverlässigkeitsgründen wird die Versorgungsspannung mit IC1 auf 5 V geregelt.



Durch die individuelle Dimensionierung der Werte von R4 und R8 wird auch die ganze Schaltung mit den entsprechenden Werten für R1 und R9 personalisiert. Das Schloss ist deshalb sicher gegen Knackversuche. Mit den folgenden Formeln kann man gültige Werte für die Widerstände R1, R4, R8 und R9 berechnen:

$$10 \cdot R8 \cdot R9 < 11 \cdot (R1 + R4) \cdot (R8 + R9)$$

$$10 \cdot (R1 + R4) \cdot (R8 + R9) < 11 \cdot R8 \cdot R9$$

Die mit R2, R5 und R10 festgelegte Fensterbreite ist so gewählt, dass man Widerstände mit einer Genauigkeit von 5 % verwenden kann. Da das Rechnen mit vier

Unbekannten nicht trivial ist, ist es am einfachsten, mit Festlegungen von zwei Widerständen zu starten, die Standardwerte aus der E12-Reihe aufweisen.

Aller Wahrscheinlichkeit nach passen die resultierenden restlichen beiden Widerstände nicht in die E12-Reihe. Diese setzt man des halb am einfachsten durch eine Reihen- oder Parallelschaltung von je zwei Widerständen zusammen. Klappt das nicht genau genug, kann man die Kalkulation nochmals mit anderen Startwerten vornehmen.

15 UKW-Prüfgenerator für die Westentasche

Kai Riedel (D)

Nach der Freigabe von UKW-Sendern mit 50 nW Sendeleistung erschienen kleine kostengünstige FM-Transmitter auf dem Markt. So etwas müsste sich doch auch zum Bau eines kleinen UKW-Prüfgenerators eignen? Hierfür wird lediglich ein Sinussignal benötigt, das aus einem vorhandenen NF-Generator stammen kann. Steht ein solches Gerät nicht zur Verfügung, kann der hier gezeigte Wienbrückenoszillator aufgebaut werden.

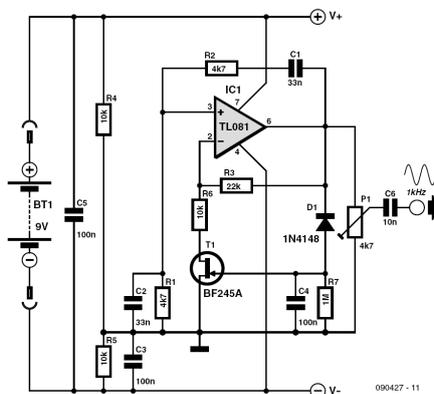
Der FET T1 dient zur Amplitudenstabilisierung, um den Klirrfaktor niedrig zu halten. Das erzeugte Signal wird über eine 3,5-mm-Stereo-Klinkenbuchse in die üblichen 3,5-mm-Stereo-Klinkenstecker des

FM-Transmitters einsteckt und in den Sender eingespeist (L+R-Signalanschlüsse der Klinkenbuchse verbinden). Der Ausgangspegel des NF-Oszillators sollte mit P1 so eingestellt werden, dass es nicht zur Übersteuerung des Transmitters kommt.

Beim vom Autor verwendeten Transmitter bildet der BH1418FV von Rohm das Herz des HF-Teils. Das Datenblatt dieses ICs lässt sich mit Google leicht finden und kann dabei helfen, den HF-Ausgang auf der Platine des Transmitters zu lokalisieren. Dann lässt sich das UKW-Signal mit einem Koaxkabel auskoppeln und an der Antennenbuchse eines zu testenden Emp-

fängers einspeisen. Dabei ist auf den maximalen Eingangsspegel des Empfängers und auf die Anpassung zu achten und gegebenenfalls ein Abschwächer am Empfängereingang zu verwenden.

Mit dem Oszilloskop lässt sich das Signal im Empfänger verfolgen und dessen Ausgangssignal analysieren.



Fledermäuse hören

16

Guy Boniface und Jean Rowenczyn (F)

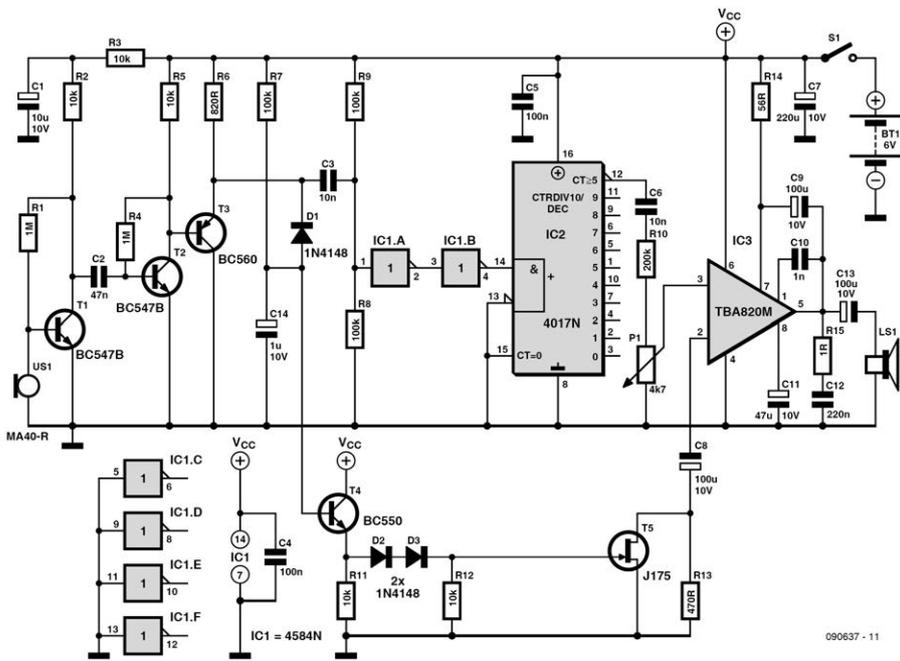
Es geht hier um eine neue Möglichkeit, an schönen Abenden Fledermäuse zu hören. Stellen Sie den mit vier AA-Batterien betriebenen Empfänger zum Beispiel auf eine Fensterbank und richten Sie den Ultraschall-Sensor am besten auf eine Laterne oder auf Bäume. Stellen Sie den Lautsprecher dort auf, wo Sie hören möchten, und verbinden sie ihn mit einigen Metern Kabel mit dem Empfänger. Warten Sie jetzt die Nacht ab. Bei Anwesenheit von Fledermäusen hören Sie im Lautsprecher ein salvenartiges Prasseln. Bei schlechtem Wetter werden sie aber vergeblich warten.

Das Signal vom Ausgang des Ultraschallsensors wird von T1, T2 und T3 verstärkt

und an IC1 weitergegeben. IC1 formt das analoge Signal zu digitalen Pulsen und leitet diese weiter an IC2, das ihre Frequenz durch 10 teilt, um sie für das menschliche Ohr hörbar zu machen. Die Verstärkung von IC3 wird automatisch geregelt. Das Regelsignal wird vom Signal an T3 durch Gleichrichtung mit D1 und Glättung mit C14 abgeleitet. Gesteuert wird dann über T4 und T5 die Impedanz zwischen Pin 2 von IC3 und Masse und damit die Verstärkung von IC3.

Als Ultraschallsensor dient ein MA40-R, SQ40-R oder UST-40R. Diese für 40 kHz ausgelegten Ultraschallwandler sind bei Conrad, Farnell oder Reichelt erhältlich.

31



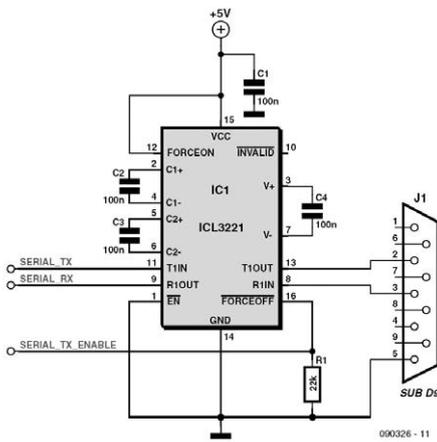
17

RS232-Netzwerk

Marcos Agra-Trillo (UK)

Durch das steigende Angebot an immer mehr elektronischen Fertig-Modulen und fix- und fertigen Platinen zu niedrigen Preisen hat es für Entwickler immer weniger Sinn, die Elektronik für bestimmte Anwendungen komplett von Grund auf neu zu entwerfen. Und gerade bei Dingen wie einer PID-Motor-Steuerung oder einem GPS-Receiver würde dies ein enormes Wissen bedingen, sehr viel Zeit kosten und Aufwand mit sich bringen. Viele Fertig-Lösungen verfügen allerdings nach wie vor über eine althergebrachte serielle

Schnittstelle. Das ist allerdings kein Wunder, denn RS232 ist einfach in einem Mikrocontroller-System zu implementieren und kostet neben zwei I/O-Pins maximal noch einen Pegelwandler wie das IC MAX232. Bei einem PC als steuerndem Gerät sind serielle Interfaces via Windows oder Linux sehr einfach anzusprechen. Viele externe Module beinhalten einen Text-Parser, der auf einzeilige Befehle mit Argumenten entsprechende Antworten generiert:



```

Tx: cmd arg0 arg1 ... argX/n
Rx: cmd arg0 arg1 ... argX/n
replyline0/n
replyline1/n

replylineY/n

```

Problematisch ist eigentlich nur, dass jedes seriell angesprochene Externum am PC eine extra Schnittstelle erfordert. Abhilfe würden Spezialitäten wie RS232-Multiplexer in Hardware schaffen, doch noch besser ist es, wenn man die serielle Netzwerkfähigkeit in Selbstbau-Geräten gleich von vorneherein mit einplant.

Bei Netzwerk-RS232 handelt es sich also nicht mehr um eine Punkt-zu-Punkt-Verbindung, sondern alle angeschlossenen Geräte teilen sich die Sende- und Empfangsleitung eines Masters. Alle Module müssen dann mit gleicher Baudrate, Start- und Stopp-Bits sowie ohne Flusskontrolle konfiguriert sein. Alle Module müssen auf der Empfangsleitung den Datenverkehr belauschen und ihre Sender abgeschaltet haben. Jedes Modul wartet darauf, dass ein Identifier in Form einer

Zahl in einer Zeile geschickt wird. Die Zeile „2/n“ würde also Modul 2 selektieren. Wenn ein Modul den eigenen Identifier erkennt, decodiert es die nachfolgenden Befehlszeilen und aktiviert für den Zeitraum der Übertragung der eigenen Antwort seine Sende-Elektronik. Die nicht angesprochenen Module brauchen die weitere Kommunikation also gar nicht erst decodieren und ihre Sender bleiben deaktiviert.

Neben der Unterstützung via Firmware sollte die RS232-Treiber-Elektronik die Sende-Stufe mit einer Art Tristate-Modus abschalten können. Beim bekannten MAX232 geht das leider nicht, dafür aber bei den Typen ICL3321 und MAX242. Beide verfügen über Low-Power-Shutdown-Modi, die sogar die Ladungspumpen abschalten und nur den Empfänger aktiv halten können.

Ein RS232-Netzwerk verträgt aufgrund des obligatorischen 5-kΩ-Pull-Down-Widerstands am Empfänger-Eingang leider nur eine begrenzte Anzahl von Modulen. Je mehr Module vernetzt sind, desto höher die Last – und daher sinkt die mögliche Datenrate und die Entfernung. Mit der abgebildeten Schaltung ist es allerdings kein Problem, sein Netz mit fünf Modulen bei 9.600 Baud mit jeweils 1 m Abstand zu betreiben.

Jedes vernetzte Modul muss natürlich über einen Netzwerk-Modus und einen Identifier verfügen. Letzterer kann über Jumper, Schalter oder bei knappen I/O-Pins auch im EEPROM/Flash des Controllers eingestellt sein. Ist der Identifier im Speicher abgelegt, sollte ein spezieller Modus zu dessen Festlegung implementiert sein, der den Identifier ignoriert, sonst hat man sich unter Umständen ausgeschlossen.

Fertige Module kann man nur dann mit Netzwerk-Fähigkeit nachrüsten, wenn der Hersteller ein geeignetes Schnittstellen-

IC verwendet hat und Änderungen an der Firmware zulässt.

Im Selbstbau allerdings ist auch der nachträgliche Einbau kaum ein Problem.

18 Fernsteuerung für Netzwerkgeräte

Werner Rabl (D)

Viele Geräte in einem lokalen Netz laufen rund um die Uhr, auch wenn sie gar nicht benötigt werden, wie zum Beispiel DSL- oder Kabelmodems, Router, WLAN-APs, Netzwerkfestplatten, Druckerserver oder Drucker. Der Stromverbrauch all dieser Geräte addiert sich natürlich und schlägt durch den Dauerbetrieb deutlich zu Buche. Mit einer einfachen Schaltung kann man erreichen, dass nur solche Geräte dann laufen, wenn mindestens ein Endgerät (zum Beispiel ein PC oder ein Streaming-Client) eingeschaltet ist.

Dazu wird in die Stromzuleitung der zu schaltenden Netzwerkgeräte ein Relais mit Treiberschaltung eingefügt, welches von den steuernden Endgeräten über Optokoppler und somit galvanisch getrennt über einen Zweidrahtbus angesteuert wird. Dieser Bus kann gegebenenfalls auch mit den oftmals vorhandenen freien Aderpaaren der bestehenden LAN-Verkabelung realisiert werden.

Die Schaltung zeigt eine Beispielkonfiguration mit zwei Endgeräten (Streaming-Client und PC) sowie drei Netz-

werkgeräten (DSL-Router, Netzwerkfestplatte und Netzwerkdrucker). Es wird angenommen, dass alle Daten zentral auf der Netzwerkfestplatte liegen. Sowohl der Internetzugang (das heißt, der DSL-Router) als auch die Netzwerkfestplatte werden also eingeschaltet, wenn der PC oder der Streaming-Client läuft, der Drucker hingegen nur bei laufendem PC.

Es werden also in diesem Beispiel zwei Gerätegruppen gebildet, Gruppe 1 mit DSL-Router und Netzwerkfestplatte, Gruppe 2 mit dem Drucker. Aus den Versorgungsspannungen der Endgeräte werden Optokoppler angesteuert, die für eine galvanische Trennung der Endgeräte untereinander und vom Rest der Schaltung sorgen. Über die Optokoppler werden die Relaisschaltungen in der Nähe der Netzwerkgeräte gesteuert. Diese Relaisschaltungen werden durch (sparsame) Steckernetzteile versorgt, das können zum Beispiel auch ausgemusterte Handyladegeräte sein.

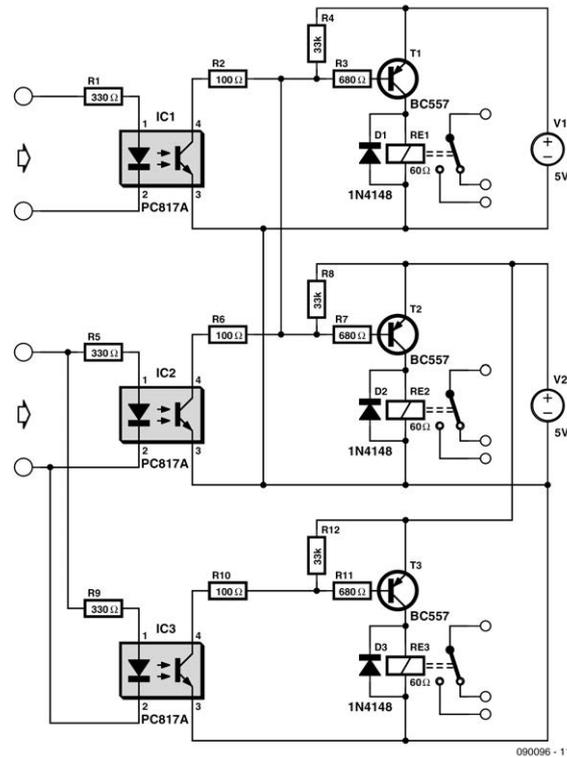
In der gezeigten Schaltung werden die Optokoppler mit 5 V von den Endgeräten

gesteuert. Endgerät 1 (der Streaming-Client) steuert den Optokoppler IC1, Endgerät 2 (der PC) steuert die Optokoppler IC2 und IC3.

Die Optokoppler IC1 und IC2 steuern gemeinsam die Netzwerkgeräte der Gerätegruppe 1, das sind hier als Netzwerkgerät 1 der DSL-Router (geschaltet durch RE1) und als Netzwerkgerät 2 die Netzwerkfestplatte (geschaltet durch RE2). Optokoppler IC3 steuert die Netzwerkgeräte der Gerätegruppe 2, die in unserem Beispiel nur aus dem Drucker besteht (geschaltet durch RE3).

Die Steuerleitungen zwischen den Optokopplern und den Relaisstufen kann man als Bus für die jeweilige Gerätegruppe betrachten. Einzelne Gerätegruppen können auch durch einfaches Kurzschließen des entsprechenden Busses eingeschaltet werden, der Aufbau lässt sich so auch einfach testen. Die Widerstände (R2, R6, R10) an den Kollektoren der Optokopplertransistoren schützen diese vor versehentlich auf den Bus gelegter Versorgungsspannung.

Die beiden 5-V-Spannungsquellen V1 und V2 in der Beispielschaltung sind die bereits genannten Steckernetzteile zur Versorgung der Relaisschaltungen. Es wurde angenommen, dass Netzwerkfest-



platte und Drucker nahe beieinander stehen, so dass hier ein gemeinsames Netzteil ausreicht. Wenn man den Bus um eine dritte Ader erweitert, lassen sich auch weiter entfernte Relaisschaltungen aus demselben Netzteil versorgen.

Bei Netzwerkfestplatten ist zu beachten, dass NAS-Geräte (Network Attached Storage) normalerweise vor dem Ausschalten heruntergefahren werden sollten. Bei den Geräten, die auf der NDAS-Technik von Ximeta basieren, ist das einfache Ausschalten hingegen problemlos möglich.

Entwurf: Mathieu Coustans (F)

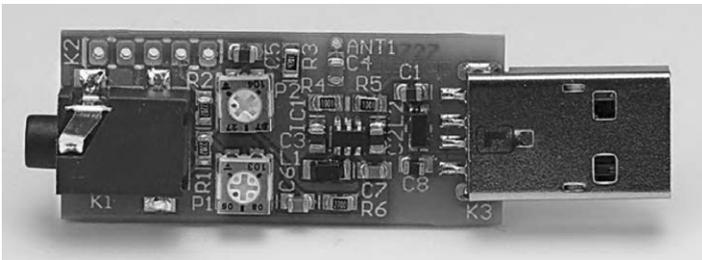
Der Autor hatte sich zum Ziel gesetzt, einen einfachen FM-Sender zu realisieren, mit dem die Audiodateien eines MP3-Players oder eines Computers über einen FM-Rundfunkempfänger wiedergegeben werden können. Die Schaltung soll möglichst unkompliziert aufgebaut sein, insbesondere soll der FM-Sender ohne selbst zu wickelnde Induktivitäten auskommen. Über einen solchen FM-Sender kann Musik zum Beispiel von einem MP3-Player über jedes UKW-Radio – auch im Auto – wiedergegeben werden, ohne dass eine Verkabelung notwendig ist.

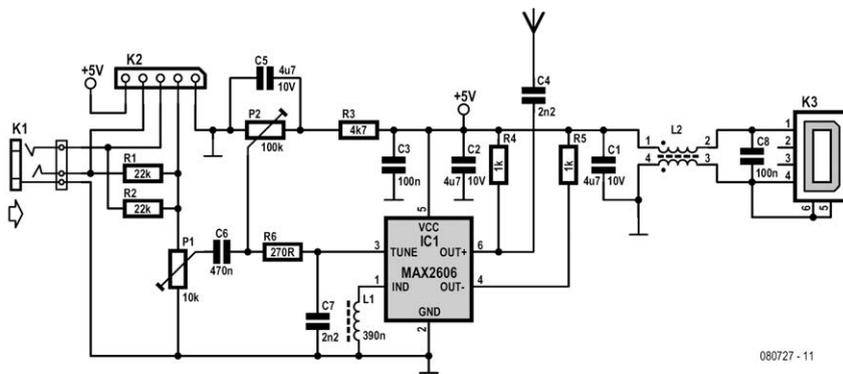
In der Schaltung kommt das IC MAX2606 von Maxim [1] zum Einsatz. Es gehört zur Familie der FM-Transmitter MAX2605... MAX2609, die von Maxim speziell für Low-noise-HF-Anwendungen mit fester Frequenz entwickelt wurde. Der in diesem IC integrierte VCO (Voltage Controlled Oscillator) ist als Colpitts-Oszillator geschaltet. Die Kapazitätsdiode für die Abstimmung und die Rückkoppelkondensatoren sind ebenfalls auf dem Chip inte-

Eigenschaften

- Einfacher Aufbau mit FM-Transmitter-IC MAX2606 von Maxim
- Stromversorgung aus einem USB-Port möglich
- Betriebsspannung 2,7...5,5 V, Stromaufnahme nur 2...4 mA
- Optionale Erweiterung durch Preemphasis-Schaltung

griert. Extern muss lediglich eine Induktivität zugeschaltet werden, von ihr hängt die Mittenfrequenz des Oszillators ab. Die Feinabstimmung wird durch die Spannung an der Varicap-Diode vorgenommen. Für die Induktivität genügt nach Angaben von Maxim ein Typ mit relativ niedrigem Q-Faktor (etwa 35...40). Die Betriebsspannung liegt im Bereich 2,7...5,5 V, die Stromaufnahme beträgt 2...4 mA. Zur störungsfreien Stromversorgung aus einem USB-Port wird die 5-V-Spannung des USB-Ports über das aus C1, L2 und C8 bestehende Entstörfilter geführt.





Auch der übrige Teil der Schaltung ist schnell erklärt. Die Kanäle des an Klinkenbuchse K1 liegenden Stereosignals werden über R1 und R2 zusammengeführt, sie gelangen über Lautstärkeeinsteller P1 zum Tune-Eingang des MAX2606. Das RC-Glied R6/C7 begrenzt die Bandbreite des zu übertragenden Audiosignals. Die Sendefrequenz ist mit P2 über den gesamten FM-Bereich durchstimmbar.

Die im Elektor-Labor entworfene Platine wird mit SMD-Widerständen und -Kondensatoren der Bauform 0805 bestückt. Die Platinenabmessungen betragen nur 41,2 mm · 17,9 mm und entsprechen ungefähr einem USB-Stick. Mit der fast geraden Leiterbahn im Randbereich der Platine als Antenne liegt die Reichweite bei etwa 6 m. Auf der Platine ist auch Platz für eine 5-polige Kontaktleiste, über die der Eingang von P1, die Eingänge der 3,5-mm-Klinkebuchse und die Betriebsspannung zugänglich sind. Dort können beispielsweise drei Rundzellen oder eine Lithium-Knopfzelle angeschlossen werden, falls ein Gerät mit USB-Port nicht verfügbar ist.

Als Induktivität L1 diente beim Musterbau ein Typ von Murata mit relativ hohem Q-Faktor (mindestens 60 bei 100 MHz). Beim Löten der Induktivität L2 ist Vorsicht geboten, die Anschlüsse liegen dicht nebeneinander. Die 5-V-Spannung des USB-Ports darf nicht kurz geschlossen werden! Vor dem Anschluss an den USB-Port eines Geräts oder an eine Batterie sollten die Leitungen mit einem Multimeter auf Kurzschluss überprüft werden. Die Drehrichtung von P1 ist vertauscht (nach rechts bedeutet „leiser“), weil dies das Platinenlayout vereinfacht. Die Audiobandbreite hängt ebenfalls von der Einstellung des Potentiometers P1 ab. Wenn P1 auf höchste Empfindlichkeit eingestellt ist, hat ein Stereo-Eingangssignal mit 10 mV_{eff} im FM-Empfänger einen noch sauberen Klang. Auch die Einstellung des VCOs hat Einfluss auf die Audiobandbreite, bei hoher Abstimmspannung kann das Audiosignal fast doppelte Amplitude haben (siehe Diagramm im Datenblatt). Sobald der Grenzwert überschritten wird, setzen deutlich hörbare Verzerrungen ein. Wenn sich die Abschwächung mit P1 nicht wunschgemäß einstellen lässt,

Stückliste

Widerstände (SMD 0805):

R1,R2 = 22 k

R3 = 4k7

R4,R5 = 1 k

R6 = 270 Ω

P1 = 10 k Trimpoti SMD (TS53YJ103

MR10 Vishay Sfernice, Farnell 1557933)

P2 = 100 k Trimpoti SMD

(TS53YJ104MR10 Vishay Sfernice, Farnell 1557934)

Kondensatoren (SMD 0805):

C1,C2,C5 = 4 μ 7/10 V

C3,C8 = 100 n

C4,C7 = 2n2

C6 = 470 n

Induktivitäten:

L1 = 390 n SMD 1206 (Murata

LQH31HNR39K03L, Farnell 1515418)

L2 = 2200 Ω bei 100 MHz, SMD common mode choke 1206 (Murata DLW31SN222SQ2L, Farnell 1515599)

Halbleiter:

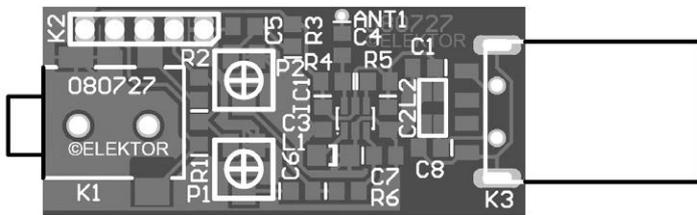
IC1 = MAX2606EUT+, SMD SOT23-6 (Maxim)

Außerdem:

K1 = Audio-Buchse 3,5 mm Stereo, SMD (SJ1-3513-SMT CUI Inc., DIGI-Key CP1-3513SJCT-ND)

K2 = Stiffliste 5-polig (nur in Kombination mit Preemphasis-Schaltung 090305 erforderlich)

K3 = USB-Buchse Typ A, SMD (Lumberg 2410 07, Farnell 1308875)



können die Werte von R1 und R2 herauf gesetzt werden.

Messungen mit einem Spektrum-Analyser zeigten, dass im erzeugten HF-Spektrum die dritte Harmonische mit nur 10 dB unter der Grundschwingung stark vertreten ist. Mit einer niederohmigen Audio-Signalquelle am Eingang variiert die Bandbreite von 13,1 kHz (P1 auf Maximum) und 57 kHz (P1 auf 1/10 des Maximums).

Die Schaltung hat keine Preemphasis zur Höhenanhebung, die Wiedergabe klingt daher auffallend dumpf. Zur Korrektur

dient die an anderer Stelle bei Elektor beschriebene „Preemphasis für FM-Transmitter“. Sie verhindert auch, dass der FM-Empfänger auf ein eventuell im Audiosignal enthaltenes 19-kHz-Signal reagiert.

Wichtiger Hinweis: In vielen Ländern ist der Betrieb selbst gebauter Sendeeinrichtungen unzulässig. In Deutschland darf die hier vorgestellte Schaltung nur von lizenzierten Funkamateuren als Hochfrequenzsender verwendet werden. Ein Betrieb ohne HF-Signalabstrahlung (z.B. an einer Hauskabelanlage) ist jedoch auch ohne Lizenz möglich.

Ringoszillator

Burkhard Kainka (D)

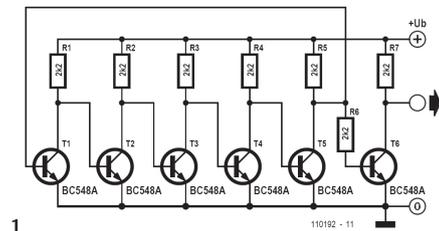
Der Ringoszillator besteht aus hintereinander geschalteten invertierenden Transistor-Verstärkerstufen, wobei der Ausgang der letzten Stufe mit dem Eingang der ersten Stufe verbunden ist.

Man kann drei, fünf, sieben oder neun Stufen verwenden. Es kommt dabei nur darauf an, dass es eine ungerade Zahl ist. Der Vorteil dieser Schaltung liegt darin, dass kein Kondensator benötigt wird. Oszillatoren dieser Art werden daher gerne in integrierten Schaltungen wie zum Beispiel in Mikrocontrollern eingesetzt.

Im Prinzip handelt es sich um einen gegengekoppelten Verstärker, der aber wegen der hohen Gesamtverstärkung ins Schwingen gerät. In der in Bild 1 gezeigten Schaltung werden fünf Stufen verwen-

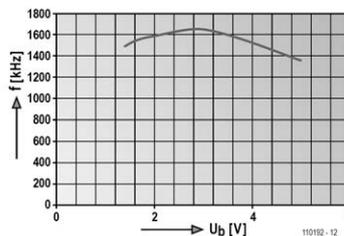
det. Um den Ring nicht zu beeinflussen, erfolgt die Auskopplung des Oszillatorsignals durch eine Pufferstufe. Alle Widerstände in der Schaltung haben einen Wert von 2k2 und alle Transistoren sind vom Typ BC548A. Die vom Oszillator erzeugte Frequenz liegt über 1 MHz und hängt etwas von der Betriebsspannung ab (siehe Bild 2). Ein flaches Maximum mit einer Frequenz von 1650 kHz ergibt sich bei einer Betriebsspannung von 3 V.

Der Ring-Oszillator kann im weitesten Sinne als Laufzeitoszillator betrachtet werden. Die Signal-Laufzeit aller fünf Stufen beträgt eine halbe Schwingungsperiode, bei 1,65 MHz also gerade 300 ns. Jede einzelne Stufe hat damit eine Laufzeit von 60 ns.



1

110192 - 11



2

110192 - 12

Bei hoher Betriebsspannung wird die Verzögerung der Stufen etwas größer, weil

die Transistoren stärker in die Sättigung gefahren werden.

21 Regler für Drehstromgeneratoren

Jac Hettema (NL)

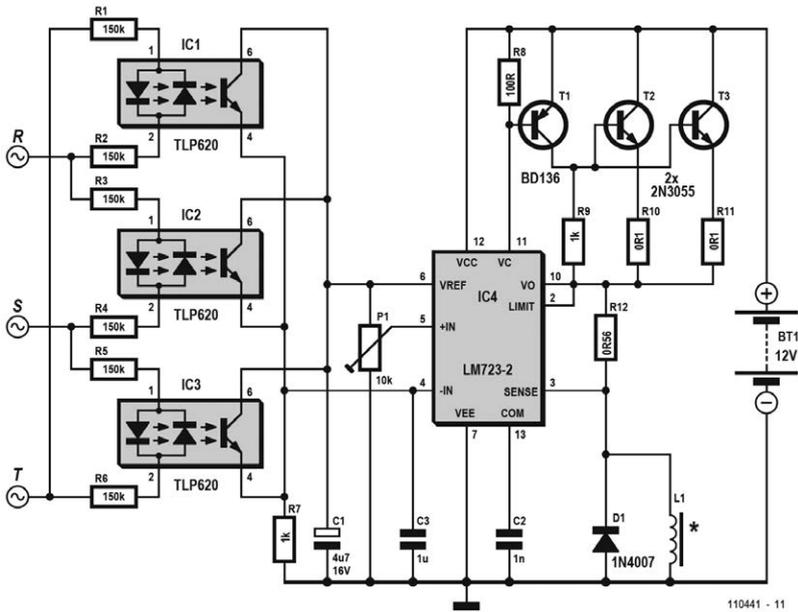
Dieser Regler eignet sich für Generatoren mit höheren Ausgangsspannungen. Solche Generatoren finden sich vor allem auf Schiffen oder bei Fahrzeugen von Rettungsdiensten. Bei der Schaltung handelt es sich um eine angepasste Version eines normalen KFZ-Lichtmaschinenreglers. Die Feldwicklung ist hierbei an das Bordnetz mit 12 V oder 24 V angeschlossen. Die Generatorwicklungen sind jedoch für 230 V ausgelegt. Diese 230 V müssen nun mit Hilfe der Feldwicklung stabil gehalten werden. Obwohl man hier auch gut eine geschaltete Lösung einsetzen könnte, wird analoge Technik mit dem Spannungsregler-IC 723 bevorzugt.

Beim Generator handelt es sich um ein klassisches dreiphasiges Exemplar mit Feldwicklung für ein 12-V-Bordnetz. Die Ausgangsspannung der Generatorwicklungen ergibt sich aus dem Strom durch die Feldwicklung und der Generator-Drehzahl. Da die Ausgangsspannung relativ groß ist, wird sie über drei Optokoppler in Standardkonfiguration auf für 723-ICs passende Werte herabgesetzt. Diese Maßnahme isoliert gleichzeitig die 230-V-Seite vom Bordnetz. Der IC-Ausgang steuert

über den Treiber T1 zwei parallel geschaltete Leistungstransistoren vom Typ 2N3055, die genug Strom für die Erregerwicklung liefern.

Im Prototyp stecken Optokoppler vom Typ TLP620. Diese eignen sich besonders zur Ansteuerung mit Wechselspannungen, da sie an ihrem Eingang zwei antiparallel geschaltete LEDs haben. Damit funktioniert die Regelung so gut, dass die Ausgangsspannung über einen großen Drehzahlbereich recht konstant bleibt. Nachteil des verwendeten Optokopplers ist, dass die antiparallelen LEDs auch bei gleichem Strom den Fototransistor unterschiedlich stark beleuchten können. Die Fertigung ist wohl nicht so präzise, dass der Abstand der LEDs zum Transistor gleich genug gehalten werden kann. Eine Alternative wäre die Verwendung von zwei normalen Optokopplern pro Phase mit möglichst gleichem Übertragungsfaktor, deren Eingänge man antiparallel und deren Ausgänge man parallel schaltet.

Anstelle eines BD136 für T1 eignet sich auch ein TIP32. Für T2 und T3 verwendet man besser Exemplare mit Kunststoffgehäuse (TIP3055).

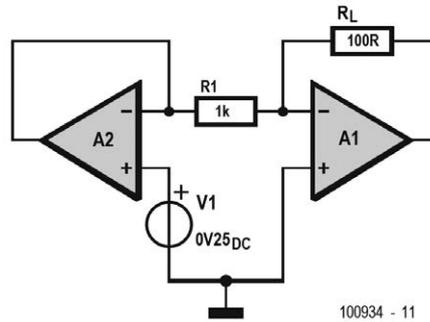


Positive Stromquelle 22

Stephen Bernhoeft (UK)

Das Design einer Stromquelle für mit Masse verbundene Lasten ist in der Regel etwas kniffliger als wenn die Last mit der (positiven) Versorgungsspannung verbunden ist. Und auch hier wird etwas getrickst, da die Last mit einer virtuellen Masse verbunden ist. Trotzdem ist die Schaltung nützlich.

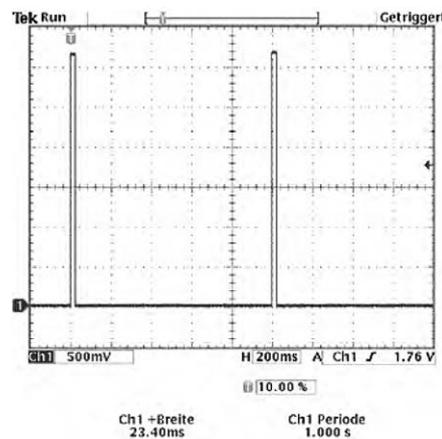
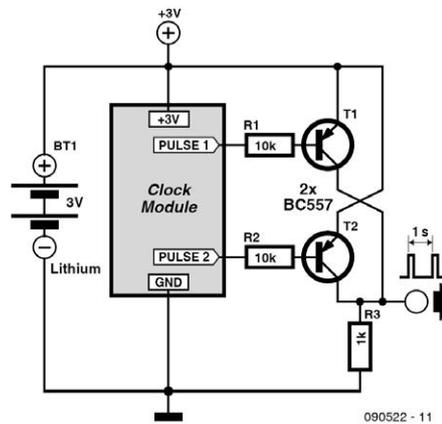
Der Strom wird so generiert: Opamp A1 stellt die virtuelle Masse bereit und A2 erzeugt den Strom $I = -V1/R1$, der durch die Last R_L fließt.



Claus Torstrick (D)

Sehr oft benötigt man im Elektronikalltag eine genaue Zeitbasis, etwa von einer Sekunde. Natürlich lässt sich das mit einem Mikrocontroller, einem Quarz und etwas Software realisieren. Noch kostengünstiger und einfacher ist das Recycling einer alten quarzgesteuerten Analoguhr. Der Autor hat einige Uhren untersucht, das Antriebs-Prinzip war immer das Gleiche: Eine Magnetspule wird von einem Strom durchflossen, dessen Richtung im Sekundentakt wechselt. Beim abgebildeten Modul lag die Spule zwischen den Pins Pulse1 und Pulse2. Im Ruhezustand liegen beide Pins auf Betriebsspannung. Die Uhrelektronik zieht jede Sekunde abwechselnd einen der Pins für etwa 25 ms nach Masse.

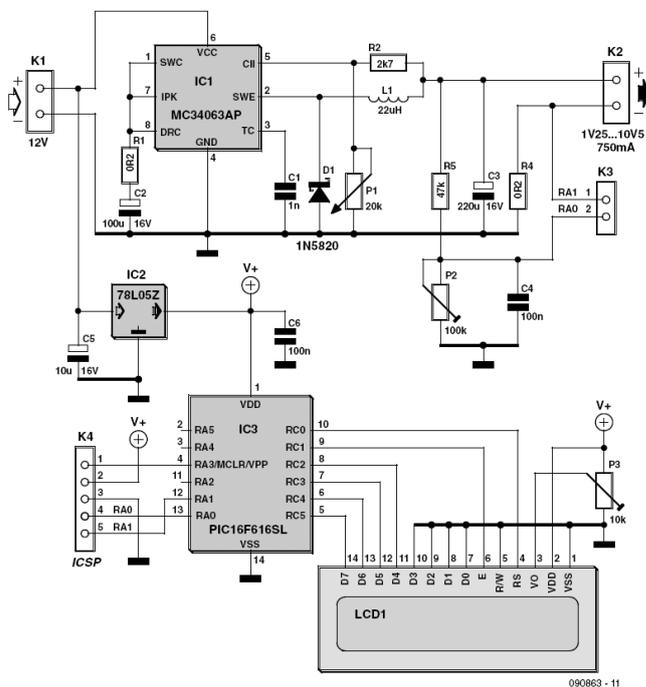
Mit nur fünf zusätzlichen Bauteilen kommt man zum Ziel (siehe Schaltbild). Wenn einer der Pulse-Pins auf Masse liegt, leitet der entsprechende PNP-Transistor. Im Sekundentakt kommt dann ein schön schmaler Puls heraus, der sich prima in eigenen Digitalerschaltungen nutzen lässt. Beim Autor verrichtet das Uhrenmodul als Zeitbasis für einen Datenlogger hervorragende Dienste. Obwohl die Uhr ursprünglich mit 1,5 V betrieben wurde, läuft das Ganze auch mit einer 3-V-Lithiumbatterie. Und das schon drei Monate fehler- und batteriewechselfrei.



Ludovic Voltz (F)

In allen PCs sitzt doch ein starkes, gut geregeltes Netzteil, das unter anderem eine Spannung von 12 V liefert. Könnte man dieses nicht als variable Versorgung verwenden, die Spannungen zwischen 1,25 und 10 V bereitstellt? Genau das ist es, was wir Ihnen in diesem Artikel vorschlagen. Das Netzteil liefert eine einstellbare Spannung und kann so gut in Ergänzung zum einem konventionellen Labornetzteil genutzt werden, besonders wenn dieses nur einen Ausgang hat.

Im Mittelpunkt der Schaltung steht der beliebte und preiswerte DC/DC-Wandler MC34063, geschaltet als Step-Down-Konverter. Mit dieser schaltenden Lösung werden thermische Verluste begrenzt. Der MC34063 ist mit einem Mikrocontroller verbunden, der wiederum ein LCD mit 1x16 Zeichen ansteuert. Hier werden Ausgangsspannung und Strom, die durch das Netzteil geliefert werden, angezeigt. Verbinden Sie hierzu K3 mit den Pins 4 und 5 von K4.



Auch wenn man höchstens bis zu 700 mA ziehen darf, brauchen Sie keine Angst vor Überlastung zu haben. Die Schaltung hat eine Strombegrenzung, die aktiviert wird, sobald Sie die Grenzwerte überschreiten.

Programmieren Sie den Controller mit der unter [1] verfügbaren Software und justieren Sie P2, bis die angezeigte Ausgangsspannung dem tatsächlichen Wert entspricht. Beachten Sie, dass sich manche einzeilige LCDs mit 16 Zeichen wie Dis-

plays mit zwei Mal 8 Zeichen verhalten. Die zwei HEX-Dateien im Download decken beide LCD-Varianten ab. Ist das Netzteil aufgebaut, können Sie es in einem freien Laufwerks-Einschub in Ihrem Computer unterbringen.

Noch ein letztes kleines Detail: Die Einstellmöglichkeit wird präziser, wenn Sie ein zweites Potentiometer mit 1 k Ω in Reihe mit P1 schalten.

[1] www.elektor.de/090863

25

Uhrimpulsgeber

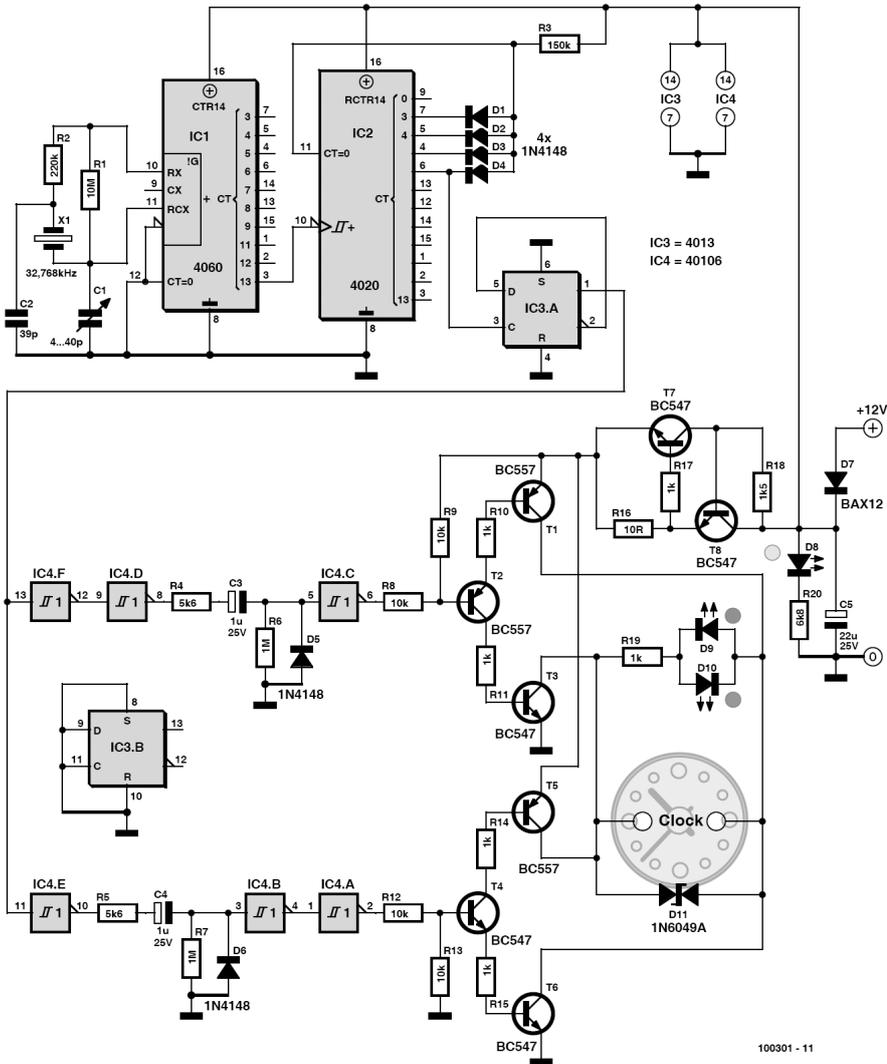
Ed Flier (NL)

Wer eine dekorative alte Bahnhofsuhr (oder ein ähnliches Relikt vergangener Tage) erstanden hat, möchte das Schmuckstück vermutlich auch in Betrieb nehmen. Was fehlt, ist ein polwechselnder Impulsgeber, der die Uhr steuert. Natürlich soll die Steuerung wenig kosten (die Uhr war teuer genug!), und die Schaltung soll nicht kompliziert sein. Der hier vorgestellte Uhrimpulsgeber vereint beide Eigenschaften. Seine Bewährungsprobe hat er bereits bestanden, denn er erfüllt seine Aufgabe seit Jahren unermüdlich in gleich drei Uhren.

Der Oszillator an Bord von IC1 schwingt mit der Frequenz des Quarzes X1 auf 32,768 kHz. Mit Trimmkondensator C1 kann die Frequenz auf ihren präzisen Sollwert gezogen werden. Die Frequenz des Oszillatorsignals wird von IC1 und IC2 so

herabgeteilt, dass an Ausgang Q6 (Pin 6) von IC2 jede Minute ein Impuls erscheint. IC3.A ist so geschaltet, dass sein Ausgang im Minuten-Rhythmus den logischen Zustand wechselt. IC4.F und IC4.E puffern dieses Signal, das Signal von IC4.F wird anschließend von IC4.D invertiert.

Wenn Ausgang Q6 von IC2 auf logisch 1 geht, wird der Ausgang von IC3.A ebenfalls 1. Da jetzt der Ausgang von IC4.D logisch 1 ist, wird C3 über R4 und R6 geladen, so dass der Ausgang von IC4.C für ungefähr eine Sekunde logisch 0 ist. Das hat zur Folge, dass T2 und damit auch T1 und T3 leiten. Der durch die Antriebswicklung der Uhr fließende Strom ist so gerichtet, dass die grüne LED aufleuchtet. Geht Ausgang Q6 von IC2 nach einer Minute zum zweiten Mal auf 1, schaltet IC3.A seinen Ausgang auf logisch 0. Über IC4.E,



R5 und R7 wird C4 geladen, so dass der Ausgang von IC4.A für ungefähr eine Sekunde logisch 1 wird. Jetzt leiten T4 und damit auch T5 und T6. Der durch die Antriebswicklung der Uhr fließende Strom

ist nun so gerichtet, dass die rote LED aufleuchtet. Damit wird die Uhr polwechselnd gesteuert. Diode D7 verhindert das verpolte Anschließen der Betriebsspannung; LED D8

zeigt die Betriebsbereitschaft an. T7 und T8 begrenzen den Strom, falls beim Betrieb der Uhr ein Kurzschluss auftritt. Durch Herabsetzen des Werts von R16 (Mindestwert 2,2 Ω) kann der maximale Impulsstrom erhöht werden. D11, eine Überspannungsschutzdiode, unterdrückt induktive Spannungsspitzen. Normalerweise ist sie entbehrlich, nur beim Steuern

sehr großer Uhren oder mehrerer Uhren kann sie notwendig sein.

Dieser Uhrimpulsgeber ist für impulsgesteuerte Uhren ausgelegt, die an 12 V betrieben werden. Für Uhren mit den Betriebsspannungen 24 V, 48 V oder 60 V muss die Schaltung angepasst werden. Eventuell lassen sich solche Uhren so umbauen, dass sie an 12 V betrieben werden können.

26 Fernbedienbarer Preamp mit digitalem Poti

Michael Hölzl (D)

Es handelt sich hier um einen einfachen, jedoch klanglich hochwertigen Vorverstärker mit einem speziell für Audioanwendungen konzipierten digitalen Potentiometer (DS1882), das von einem R8C/13-Mikrocontroller über I2C angesteuert wird. Vorteilhaft sind die Fernbedienbarkeit und Verschleißfreiheit.

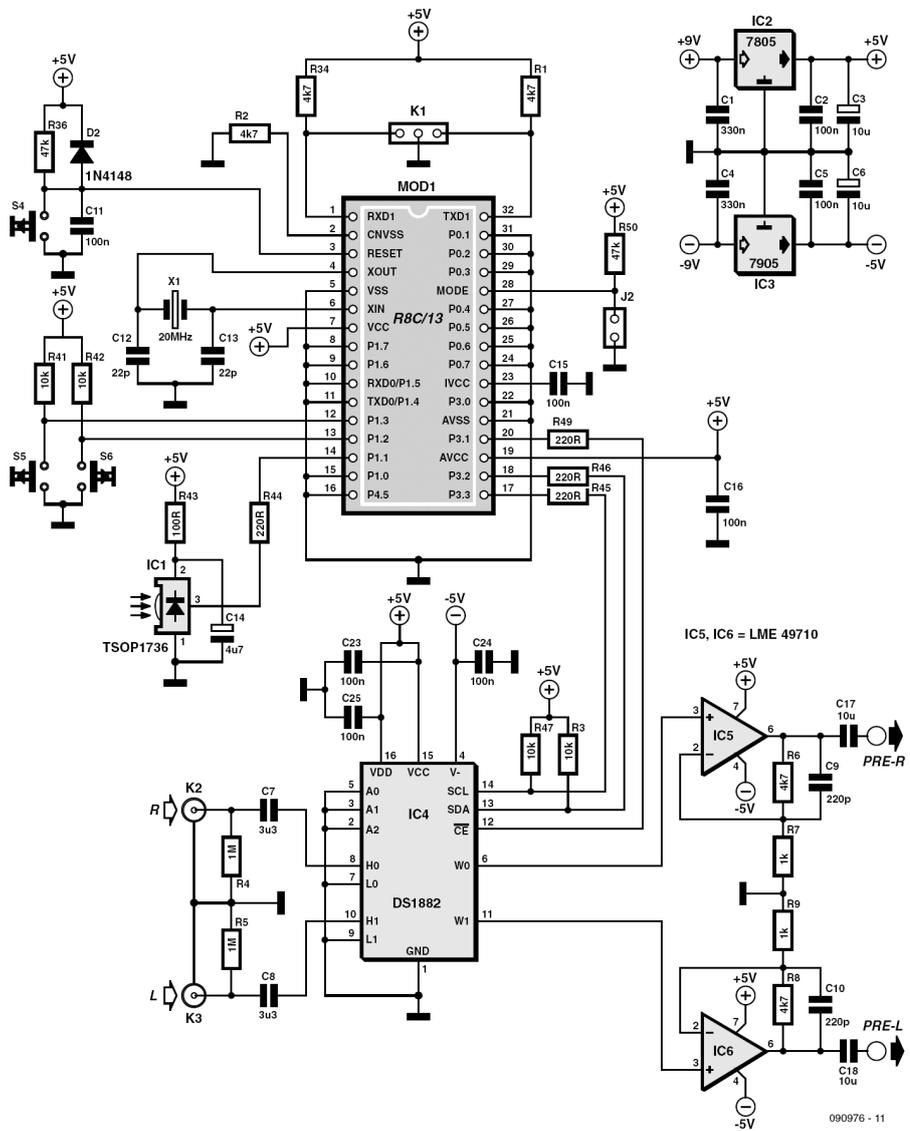
Zur Bedienung ist der Controller mit zwei Tastern (Volume up und Volume down) und einem Infrarotempfänger verbunden. Die entsprechenden C-Routinen sind für RC5-Fernbedienungen ausgelegt. Es werden folgende Befehle per Infrarot unterstützt:

- Lautstärke erhöhen,
- Lautstärke erniedrigen,
- Stummschalten.

Natürlich können auch andere Befehle implementiert werden.

Das Audiosignal gelangt von den Cinch-Buchsen am Eingang über Koppelkondensatoren direkt an das digitale Potentiometer, das einen Spannungsteiler mit 45 k Ω Gesamtwiderstand darstellt. Die Abschwächung ist per I2C einstellbar.

Am Ausgang des Potentiometers sorgen zwei Operationsverstärker in nichtinvertierender Grundsaltung für die erforderliche hochohmige Auskopplung des abgeschwächten Signals, das von ihnen 5,7-fach verstärkt wird. Die Kondensatoren sind so dimensioniert, dass der Übertragungsbereich bei offenem Ausgang bis etwa 150 kHz reicht.



Die Dimensionierung der Koppelkondensatoren am Ausgang hängt vom Eingangswiderstand R_{IN} der angeschlossenen Endstufe ab.
 Als Faustregel gilt: $C=1/(100 \cdot R_{IN})$.

Die 10 μ F im Schaltplan sind in den meisten Fällen überdimensioniert. Unter Umständen ist es sinnvoll, die Ausgänge über hochohmige Widerstände mit Masse zu

verbinden, um für definierte Gleichspannung zu sorgen.

Die Betriebsspannung der Opamps ($\pm 5\text{ V}$) sollte man wie beim DS1882 jeweils mit 100 nF entkoppeln. Als Opamps können auch die günstigeren NE5532 ohne nennenswerte Nachteile verwendet werden. Alle unbenutzten Controllerpins sind auf Masse gelegt.

Wie in Elektor schon ausführlich beschrieben wurde [1], besitzt der R8C eine serielle Debug-Schnittstelle und ein entsprechendes Bootprogramm, über das sich die Software ins Flash-ROM übertragen lässt. Die Anschlüsse dieser seriellen Schnittstelle sind an K1 herausgeführt. Für den Anschluss an die serielle Schnittstelle eines PCs benötigt man einen RS232/TTL-Adapter (typischerweise mit MAX232). Soll über den USB-Port programmiert werden, ist ein USB/TTL-Kabel [2] die geeignete Lösung. Über K1 wird TXD vom PC mit RXD1 am R8C verbunden und RXD vom PC mit TXD1 am Controller. Zum Programmieren muss der Jumper J2 gesetzt werden (MODE/Pin28 des R8C auf Masse). Anschließend ist die Betriebsspannung einzuschalten (für einen Power-up-Reset) oder der Reset-Taster S4 zu betätigen. Zur Programmierung kann man das Programm FlashSTA verwenden, das auf der Webseite zu diesem Artikel [3] zusammen mit der Firmware des Controllers zum kostenlosen Download bereitsteht.

Eine Erweiterung mit einem Eingangswahlschalter könnte man beispielsweise mit einem integrierten Analogschalter

realisieren, der an den bereits vorhandenen I2C-Bus angeschlossen wird.

Der Aufbau des RC5-Codes der Fernbedienung wurde in Elektor unter anderem in [4] (Gratis-Download „RC5-Code“) beschrieben. Bei diesem Fernbedienungsprotokoll legt eine 5-bit-Adresse die Geräteart (z.B. TV oder VCR) fest. Da der Autor zur Steuerung des Vorverstärkers die RC5-Fernbedienung einer Hauppauge-TV-Karte verwendet hat, ist in der Firmware die Adresse „00000“ (für TV-Geräte) eingetragen. Bei Verwendung einer anderen Fernbedienung muss die Adresse entsprechend angepasst werden. Die Adresse ist in der Datei „preamp.h“ als `#define IR_DEV_ADDRESS 341` hinterlegt, und zwar in Manchester-Codierung. Die Umwandlung ist dabei aber ganz einfach: Man schreibt den RC5 Code binär auf und ersetzt anschließend jede Null durch „01“ und jede Eins durch „10“. Für die Adresse „00000“ ergibt das: „0101010101“. Damit dies etwas übersichtlicher wird, sind die Befehle in Dezimalschreibweise hinterlegt, für die Adresse wäre das entsprechend „341“. Eine Timereinheit des R8C wird zur Abtastung der RC5-Signale verwendet; das Ganze startet interruptgesteuert.

Es ist zu beachten, dass der Infrarotsensor in der Nähe von Energiesparlampen und Leuchtstoffröhren nicht zuverlässig funktioniert, da diese auch im infraroten Bereich sehr stark abstrahlen.

[1] www.elektor.de/050179-2

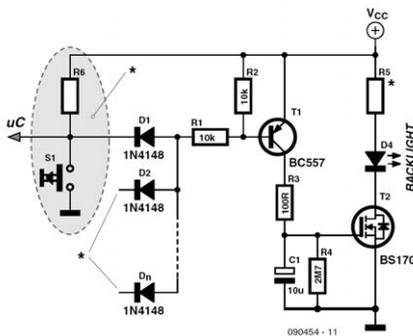
[2] www.elektor.de/080213

[3] www.elektor.de/090976

[4] www.elektor.de/071149

Clemens Valens (F)

Viele Geräte sind heutzutage mit einem LCD ausgestattet. Die meisten LCDs erfordern ein Backlight (Hintergrundbeleuchtung), damit man das durch flüssige Kristalle Angezeigte auch halbwegs deutlich lesen kann. Bei Geräten, die nicht dauernd abgelesen werden müssen, kann die Beleuchtung in den Zwischenzeiten auch ausgeschaltet werden. Dies spart nicht nur Energie, sondern verlängert auch die Lebensdauer der Leuchtmittel. Typischerweise enthalten mit LCDs ausgestattete Geräte auch einen Mikrocontroller, den man gleich für die Steuerung der Hintergrundbeleuchtung mitnutzen kann. Manchmal ist das aber nicht möglich, da entweder keine freien Pins zur Verfügung stehen oder der Zugriff auf den Source-Code der Firmware fehlt, was Änderungen ausschließt. Für genau diese Fälle (und für alphanumerische LCDs mit einer LED als Backlight) ist die hier vorgestellte Schaltung gedacht.



Ein mit LCD versehenes Gerät ist üblicherweise mit mindestens einem Taster versehen, dessen Betätigung irgendeinen Pin eines Mikrocontrollers auf Masse legt. Falls nicht, kann man immer noch einen Taster nachrüsten. Die Signale solcher Taster können für die Steuerung des Backlights mitgenutzt werden. Sobald solch ein Taster betätigt wird, startet die Hintergrundbeleuchtung. Einige Sekunden später wird sie durch einen Timer wieder ausgeschaltet. Mit einem ODER-Gatter kann man sogar die Signale mehrerer Taster zusammenfassen, um den Timer zu starten.

Die Schaltung zeigt eine Minimalversion eines Timers. Die ODER-Funktion wird durch die Kombination R1/R2 mit den Dioden D1...Dn gebildet. Man benötigt also so viele Dioden, wie Taster vorhanden sind. Wenn ein Taster gedrückt wird, schaltet T1 durch und lädt über R3 sehr schnell C1. Folglich leitet auch der MOSFET T2 und die Backlight-LED D4 erstrahlt. Sobald der Taster wieder losgelassen wird, sperrt T1 und C1 entlädt sich langsam über R4, da das Gate von T2 extrem hochohmig ist. Unterschreitet die Spannung am Gate dessen Schwelle, dann geht die Hintergrundbeleuchtung aus. Die Verzögerungszeit kann man näherungsweise so berechnen: $T = R4 \text{ (O)} \times C1 \text{ (F)}$ Sekunden. Selbstverständlich lässt sich diese Schaltung auch für völlig andere Zwecke ein-

setzen. Statt der Backlight-LED kann man zum Beispiel ein Relais treiben und damit viel größere Lasten verzögert ausschalten lassen. Der Wert von R5 hängt von der jeweiligen Hintergrundbeleuchtung ab. Ein Blick ins Datenblatt hilft.

Generell benötigen größere Displays mehr Strom. Man kann mit Werten zwischen 300 Ω (einzeiliges LCD) und 27 Ω (vierzeiliges LCD) experimentieren.

Christian Tavernier (F)

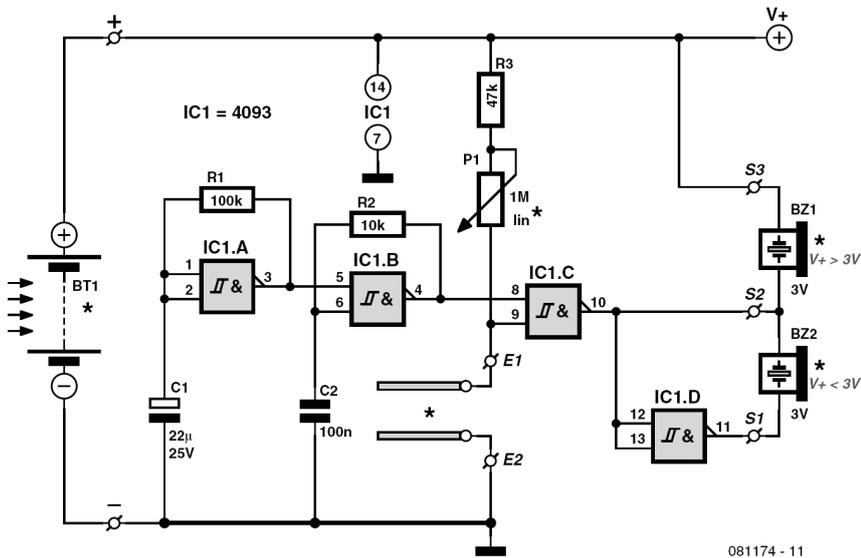
Denkt man an Solarzellen oder Solarmodule, dann ist damit meistens die Gewinnung elektrischer Energie verbunden. Das ist nahe liegend, denn die Photovoltaik beschäftigt sich hauptsächlich mit dieser Aufgabe. Weniger geläufig, aber ähnlich nahe liegend ist der Gedanke, dass Solarzellen im Dunkeln keine Energie abgeben. Deshalb können sie eine Funktion als Tag-Nacht-Indikator übernehmen, in einer Schaltung, die im Tag-Nacht-Rhythmus ihren Dienst tun muss. Um eine solche Schaltung geht es hier.

Anders als vielleicht vermutet hat der Solar-Feuchtesensor nicht die Aufgabe, die Luftfeuchtigkeit bei Sonnenschein zu messen. Die Schaltung wurde entworfen, um die Feuchte des Erdreichs mit Hilfe von Sonnenenergie zu überwachen. Der Feuchtesensor ist ein nützliches Utensil für Pflanzen-Liebhaber, denn er verhindert, dass die Pflanzen den Tod durch Verdursten sterben.

Das Prinzip ist einfach: Mit der Schaltung sind zwei aus blankem Kupferdraht bestehende Elektroden verbunden, sie werden

in das Erdreich nahe den Pflanzenwurzeln gesteckt. Mehr ist vorläufig nicht zu tun. Solange die Pflanze noch nicht düstet, was daran erkennbar ist, dass die umgebende Erde feucht ist, besteht kein Handlungsbedarf. Ein akustisches Signal ertönt erst, wenn die Erde einen bestimmten Austrocknungsgrad erreicht hat. Die Alarmschwelle lässt sich individuell an die Bedürfnisse des grünen Hausgenossen anpassen. Wenn die Pflanze während tiefschlafener Nacht auf ihr Bedürfnis aufmerksam macht, ist die Gefahr nicht von der Hand zu weisen, dass andere Hausgenossen (Lebenspartner, Haustiere) ihren Unmut über die nächtliche Ruhestörung an der Pflanze auslassen. Um dem wirksam vorzubeugen, ist der Feuchtesensor nur bei Tag in Betrieb. Die Solarzelle hat zwei Funktionen: Sie liefert nicht nur die Energie für die Feuchtesensor-Schaltung, sondern setzt auch die Schaltung nachts außer Betrieb.

Ebenso wie das Prinzip ist auch die Schaltung von bemerkenswerter Unkompliziertheit. Aktives Bauelement ist ein



CMOS-IC vom Typ 4093, in dem vier NAND-Schmitt-Trigger mit zwei Eingängen integriert sind. Gatter IC1.A ist als Oszillator mit niedriger Frequenz geschaltet, sein Ausgang wechselt in langsamem Rhythmus von Null zur Betriebsspannung und umgekehrt. Solange der Ausgang von IC1.A auf hoher Spannung liegt, ist der mit IC1.B aufgebaute Oszillator aktiv, seine Frequenz liegt im hörbaren Bereich. Wenn am zweiten Eingang von IC1.C (Pin 9) hohe Spannung liegt, gelangt das Signal von IC1.B über IC1.C (Pin 8) zum akustischen Signalgeber BZ1. An Pin 9 von IC1.C liegt dann hohe Spannung, wenn zwischen den im Erdreich der Pflanze steckenden Elektroden E1 und E2 infolge mangelnder Feuchtigkeit kein Strom fließt. Der Schwellenwert der Feuchtigkeit, bei der Schmitt-Trigger-Gatter IC1.C umschaltet, ist mit P1 einstellbar. Der Feuchtesensor arbeitet mit einer Betriebsspannung um 3 V, abhängig vom So-

larzellen-Typ und der aktuellen Beleuchtungsstärke. Bei dieser niedrigen Betriebsspannung kann ein akustischer Signalgeber unmittelbar an den Ausgang von IC1.C und die Betriebsspannung angeschlossen werden. Beim Anschluss an diesen Ausgang und den Ausgang von Inverter IC1.D hat das Signal bezogen auf die Betriebsspannung doppelte Höhe. Auch der Schaltungsaufbau gestaltet sich einfach und unkompliziert. Hierzu wurde die abgebildete Platine entworfen, die Schaltung kann aber natürlich auch auf einer Experimentierplatine aufgebaut werden. Als akustische Signalgeber sind nur Piezo-Schallwandler ohne eingebauten Signalgenerator geeignet. Große Ausführungen mit flexiblen Anschlussleitungen können mit Zweikomponenten-Kleber auf IC1 geklebt werden. Kleinere Typen mit starren Anschluss-Pins lassen sich meistens unmittelbar an die Lötinseln auf der Platine löten.

Stückliste

Widerstände

R1 = 100 k

R2 = 10 k

R3 = 47 k

P1 = Poti 1 M, linear

Kondensatoren

C1 = 22 μ /25 V

C2 = 100 n

Halbleiter

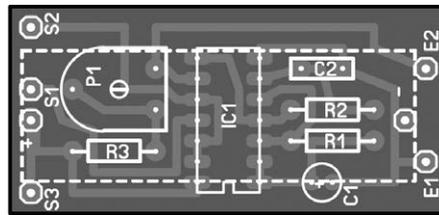
IC1 = 4093

Außerdem

Solarmodul (siehe Text)

Akustischer Signalgeber (Piezo)

2 Elektroden, Kupfervolldraht 1,5 mm²



dem Fall über 3 V liegen, von der Zellengröße hängt die Empfindlichkeit ab.

Baumärkte und Gartencenter bieten häufig Gartenleuchten zu niedrigen Sonderpreisen an, deren LEDs von Solarzellen mit Energie versorgt werden. Manchmal zahlt es sich aus, eine solche Gartenleuchte zu erstehen und ihr die benötigten Solarzellen zu entnehmen.

Die Solarzelle, die der Autor verwendete, stammt aus dem Angebot des französischen Herstellers Solems. In Frankreich wird dieses Sortiment unter anderem von Selectronic [2] vertrieben. Die Typenbezeichnungen sind einfach zu entschlüsseln, sie haben das Format NN/LL/WW, wobei gilt:

NN = Anzahl der Elemente einer Zelle, die Spannung einer Zelle beträgt etwa 0,5 V,
LL = Länge der Zelle in Millimetern,
WW = Breite der Zelle in Millimetern.

Obwohl die untere Grenze der Betriebsspannung bei CMOS-Logik-ICs der 4000er-Reihe nominal 3 V beträgt, arbeiteten die meisten Exemplare des Typs 4093 auch noch bei etwas niedrigeren Spannungen. Falls Kosten gespart werden sollen (oder sehr viele Pflanzen vor dem Verdursten geschützt werden müssen!), genügt die preiswerteste Solarzelle aus der Produktreihe von Solems, der Typ 05/048/016. Auch Elektronik-Versender Conrad hat diverse kleine Solarmodule im Angebot. Die Nennspannung muss in je-

Die Abmessungen der für den Solarfeuchtesensor entworfenen Platine wurden so gewählt, dass die Solarzelle auf der Kupferseite montiert werden kann. Beim Lötten von Solarzellen, die ohne Anschlussleitungen geliefert werden, ist größte Vorsicht und Umsicht geboten. An den versilberten Flächen darf nur kurzzeitig gelötet werden, denn sie sind gegen Überhitzen äußerst empfindlich. Wenn die Solarzelle angeschlossen ist und die Anschlüsse E1 und E2 der Elektroden noch „in der Luft“ hängen, muss der akustische Signalgeber aktiv werden (ausreichende Beleuchtung der Solarzelle vorausgesetzt). Als Elektroden sind zwei gleich lange Kupfervolldraht-Abschnitte, Querschnitt 1,5 mm² bestens geeignet. Kabel mit diesem Aderquerschnitt gehören zum Standard der elektrischen Hausinstallation. Die Kupferdrähte werden an die Platine gelötet, die anderen Seiten werden in die Erde der gegen Feuchtigkeitsmangel zu schützenden Pflanze gesteckt. Übrig

bleibt nur noch, P1 so einzustellen, dass die Pflanze genau dann Hilfe anfordert, wenn die Feuchtigkeit ihrer Erde die kritische Grenze erreicht. Wenn die Tonhöhe des Alarmsignals nicht den Erwartungen entspricht, kann sie durch Ändern der Werte von C2 oder R2 angepasst werden. Auch die Periodendauer des akustischen Signals lässt sich verändern, dazu müssen

die Werte von C1 oder R1 modifiziert werden.

Weblinks

[1] www.elektor.de/081174

[2] www.selelectronic.fr

Downloads & Produkte

Platine081174-1, siehe www.elektor.de/081174

Milliohmmessung mit Multimeter 29

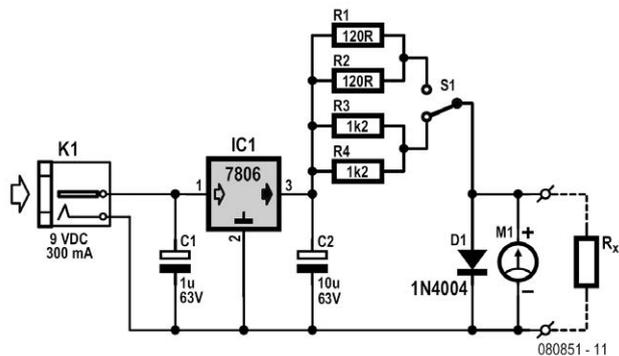
Klaus Bertholdt (D)

Auch kleine Widerstände machen „viel Mist“ (wenn man sie nicht misst): Bei einem Strom von 10 A gehen zum Beispiel an einem Übergangswiderstand von 50 m Ω schon 0,5 V an Spannung und sogar 5 W an Leistung verloren. An einer Schraubklemme können diese 5 W schon einen Brand auslösen.

Da sich sehr kleine Widerstände mit üblichen Multimetern nicht messen lassen und spezielle Milliohmmeter nicht ganz billig sind, wurde die hier vorgestellte einfache Schaltung erdacht, die es ermöglicht, mit jedem einfachen Multimeter Widerstände im Milliohmbereich zu messen. Die Schaltung besteht im Wesentlichen aus einem 6-V-Spannungsregler, der an seinem Eingang eine Gleichspannung von 9 bis 12 V von einem Steckernetzteil erhält, das mit etwa 300 mA belastbar sein sollte.

Am Ausgang sorgen umschaltbare Widerstände von 60 Ω und 600 Ω für einen

Messstrom von 100 mA und 10 mA, wobei die Werte durch die Parallelschaltung von je zwei Widerständen der E6-Reihe (120 Ω und 1k2) gebildet werden. Über zwei Messkabel mit Prüfspitzen fließt der Messstrom über den zu messenden Widerstand. Der Spannungsabfall wird mit dem als M1 eingezeichneten Multimeter als Voltmeter gemessen. Bei 100 mA Messstrom entspricht 1 mV gemessene Spannung einem Widerstand von 10 m Ω , bei 10 mA Messstrom (untere Position des Schalters S1 im Schaltbild) entspricht 1 mV einem Widerstand von 100 m Ω . Das Digitalmultimeter kann in der Regel auch 0,1 mV anzeigen, was 1 m Ω entspricht. Die Diode D1 hat dabei nur die Aufgabe, das Voltmeter vor zu hohen Spannungen zu schützen. Wenn das Voltmeter so wie gezeichnet mit dem Ausgang der Schaltung verbunden ist, wird auch der Widerstand der Messkabel und der Übergangs-



widerstand der Messspitzen mit gemessen. Es ist dann zweckmäßig, erst mit den Messspitzen am gleichen Messpunkt (einem Anschluss des zu messenden Widerstands) zu messen und dann an den beiden Anschlüssen des Widerstands. Die erste Messung ermittelt dann den Kabel- und Übergangswiderstand und die zweite Messung die Summe aller Widerstände (inklusive dem zu messenden Widerstand). Die Differenz ist dann das richtige Ergebnis.

Die Genauigkeit hängt außerdem noch vom Kontaktwiderstand des Schalters S1 und von der Genauigkeit der Widerstände (R1...R4), der Genauigkeit der 6-V-Spannung und der Genauigkeit des Voltmeters ab.

Beim Aufbau sollte man C1 für gute Entkopplung nahe an Pin1 von IC1 anordnen. Bei größerer Welligkeit des Stecker-Netzteils kann auch ein zusätzlicher größerer Elko (z.B. 500 µF) am Eingang der Schaltung sinnvoll sein.

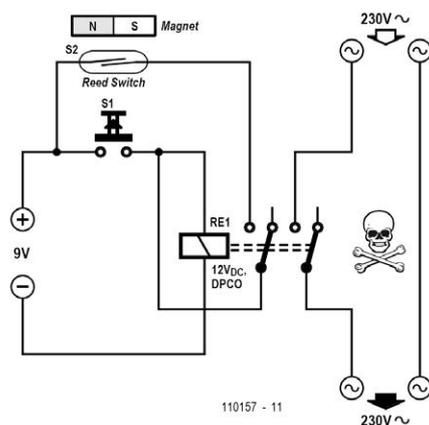
30 Automatischer Netzschalter für die FeWo

Stefan Hoffmann (D)

Eingeschaltete Verbraucher in der vorübergehend oder länger leerstehenden (Ferien-)Wohnung verbrauchen unnötig Strom und können sogar eine Brandgefahr darstellen. Fast jeder kennt die Situation, dass man gerade ein paar Kilometer weit gefahren ist und sich dann unweigerlich

fragt: Ist die Kaffeemaschine auch wirklich ausgeschaltet? Und das Licht und der Herd?

In Hotelzimmern gibt es oft einen Schalter hinter der Eingangstür, der erst nach Einstecken der als Türschlüssel dienenden Plastikkarte (mit Chip, Magnetstreifen



oder Lochcode) die Stromversorgung des Zimmers freischaltet. So etwas Ähnliches bezweckt der hier vorgestellte Schaltungsvorschlag, durch den das Licht und andere Verbraucher ausgeschaltet werden, wenn man die Wohnung verlässt. Die Lösung ist verblüffend einfach:

Am Rahmen der Wohnungstür befindet sich ein Reedkontakt, der durch einen an der Tür befestigten Magneten bei geschlossener Tür ebenfalls geschlossen ist. Um die Stromversorgung der (Ferien-)Wohnung freizuschalten, wird der Taster S1 kurz gedrückt. Das Relais RE1 zieht nun an und schließt den Stromkreis für die

angeschlossenen 230-V-Verbaucher in der Wohnung. Über den zweiten Relaiskontakt und den geschlossenen Reedkontakt bleibt das Relais auch nach dem Loslassen des Tasters angezogen (Selbsthalteschaltung).

Sobald die Wohnungstür geöffnet wird, öffnet auch der Reedkontakt und unterbricht die Selbsthalteschaltung, so dass das Relais abfällt. Die entsprechenden Verbraucher werden so automatisch und unvermeidlich beim Verlassen der Wohnung ausgeschaltet!

Die Schaltung wurde vor allem für eine kleine Ferienwohnung konzipiert, bei der dieses Prinzip durchaus praktikabel ist. Grundsätzlich gilt bei allen Arbeiten an Netzspannung:

Achtung Lebensgefahr!

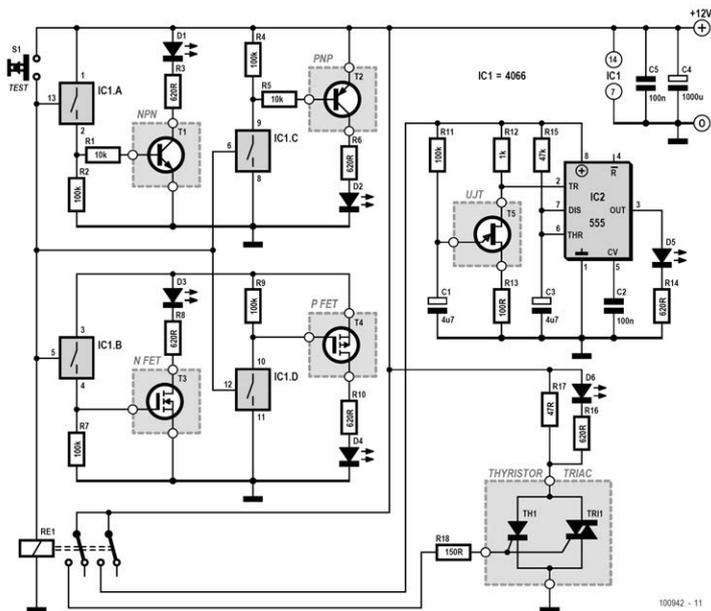
Die Montage und der Anschluss der Schaltung darf nur durch eine ausgebildete Elektrofachkraft unter Einhaltung der entsprechenden Bestimmungen nach VDE erfolgen. Das bedeutet natürlich auch, dass das verwendete Relais für diese Netzspannungs-Anwendung zugelassen und ausreichend dimensioniert sein muss!

Universaltester für dreibeinige Bauteile 31

Georges Treels (F)

Ein Großteil der aktiven Bauteile mit drei Anschlüssen kann mit einem einfachen

Ohmmeter getestet werden. Falls jedoch eine große Anzahl dieser Komponenten



geprüft werden soll, wird dieses Vorgehen schnell zu zeitraubend. Das führte zu der Überlegung, ein Gerät zum einfachen und schnellen Testen dieser Bauteile aufzubauen.

Das hier vorgestellte Messgerät erlaubt es, bipolare NPN- und PNP-Transistoren zu prüfen, ebenso wie FETs oder MOSFETs (n-/p-Kanal), Unijunctiontransistoren (UJTs), Triacs und Thyristoren. Die Tests sind für alle diese Bauteile nicht destruktiv, also zerstörungsfrei. Ein universeller Anschluss erlaubt es, alle Gehäuseformen zu verwenden, sogar manche SMDs. Der Wechsel von einem Typ Prüfling zum nächsten geschieht auch ohne Mehrfachumschalter sekundenschnell, ein solcher wäre ohnehin zu teuer und wohl auch schwer erhältlich.

Hier wird beschrieben, wie man dieses vielseitige Instrument zu einem Spottpreis aufbaut.

IC1 ist ein Vierfach-CMOS-Schalter 4066, welcher die Umschaltung der bipolaren Transistoren und der FETs besorgt. Die LEDs D1 bis D4 geben auf Testknopfdruck Auskunft über den Zustand des Prüflings.

Der 4066 verträgt nur wenige Milliampere, was für andere Bauteile nicht ausreicht, daher wird Relais RE1 eingesetzt. Dieses 12-V-Relais besitzt zwei Umschaltkontakte. Der erste versorgt den Schaltenteil für die UJTs, der zweite denjenigen für Triacs und Thyristoren.

Durch viele Versuche hat sich gezeigt, dass die Tests bei UJTs am besten dynamisch erfolgen, unter Zuhilfenahme eines Relaxationsoszillators. Das Glied R11/C1 hält die Oszillatorfrequenz bei etwa 2 Hz. An B1 des UJTs liegt eine Sägezahn-schwingung an, die hier allerdings nicht weiter interessiert. B2 liefert kurze Impul-

se, die IC2 als Monoflop verlängert, so dass sie an LED D5 gut sichtbar werden. Der zweite Arbeitskontakt des Relais steuert das Gate des Thyristors oder Triacs. Der Wert von R18 ist ein guter Kompromiss für die verschiedenen Gate-Ströme der verschiedenen Typen. Widerstand R17 ist wichtig, denn der Haltestrom ist bei einem Triac recht groß, 250 mA ist hier eine gute Wahl. LED D6 zeigt an, ob das Bauteil in Ordnung ist, aber Achtung: dieser Test muss durch kurzes Ausschalten der Versorgungsspannung bestätigt werden, um den Triac zu re-initialisieren.

Auf der Webseite zum Artikel [1] finden Sie CAD-Dateien des Autors (Platine und Frontplatte) ebenso wie Fotos des Aufbaus. Beim Prototypen wurden die LEDs und der Taster „Test“ auf der Kupferseite der Platine bestückt. Die sechs Anschlussbuchsen für die zu testenden Bauteile sind – wenn nicht schon vorhanden – gut erhältlich, das Rastermaß ist Standard. Die Krokodilklemmen der Messschnüre müssen möglichst klein sein, um eventuell auch SMD-Bauteile testen zu können.

Weblink

[1] www.elektor.de/100942

Niveaugesteuerte Pumpenelektronik 32

Guntram Liebsch (D)

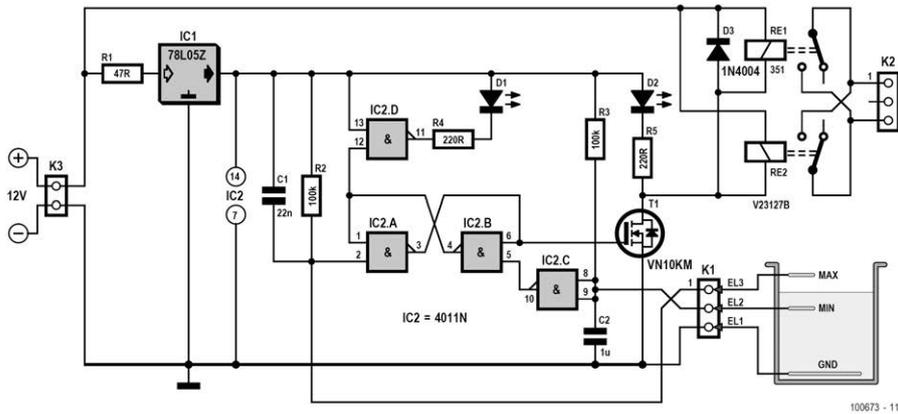
Bei der hier vorgestellten Steuerung geht es darum, dass die Pumpe bei einem definierten Niveau einschaltet und bei einem anderen Niveau wieder abschaltet. Dafür wurden vom Autor verschiedene Möglichkeiten untersucht. Handelsübliche Pumpen mit Schwimmschaltern kamen nicht in Frage, weil mit diesen Pumpen die Gefahr besteht, dass unter dem Haus Sand abgesaugt werden könnte, weil der Sog zu stark ist.

Als zuverlässigstes Verfahren, hat sich die hier vorgestellte Methode erwiesen. Dabei wird der Niveauunterschied und damit eine definiert abzupumpende Wassermenge nur durch den Abstand zweier Elektroden mit einer einfachen Schaltung be-

stimmt, die der Autor schon seit 10 Jahren dazu verwendet, in einem Pumpensumpf (Vertiefung im Keller) das zeitweise Auftreten des Schichtenwassers auf einem bestimmten Pegel unterhalb des Kellerbodens zu halten.

Die Schaltung wird dabei in zwei Situationen eingesetzt:

1. In einem Pumpensumpf wird das Schichtenwasser auf einem Niveau unterhalb des Kellerbodens gehalten. Dabei wird immer ein Niveauunterschied von ca. 2 cm (= 3 Liter) abgepumpt. Durch den geringen Niveauunterschied entsteht keine Strömung unter dem Haus, die Sand wegziehen könnte.



2. Wenn im Keller die Heizung oder der Kessel entleert werden muss, um zum Beispiel die Opferanode zu wechseln, wird das Wasser in einen Behälter geleitet und von dort mit Hilfe der Pumpensteuerung in den Garten abgepumpt, ohne dass dieser Vorgang überwacht werden muss.

Die Schaltung wurde bewusst einfach gehalten, um eine hohe Zuverlässigkeit zu erreichen. Die Gatter IC2A und IC2B stellen eine bistabile Kippstufe dar, die über zwei Elektroden geschaltet wird – und das nur mit einem einzigen, preiswerten CMOS-IC. Als Schaltelement dient ein Relais, das sowohl zum Schalten von 12-V-Pumpen als auch von konventionellen 230-V-Pumpen verwendet werden kann. Der Autor verwendet beides: Eine 12-V-Bootspumpe als Hauptpumpe und – nur im Störfall – eine konventionelle Pumpe, die erst auf einem höheren Niveau aktiviert wird – wobei der Störfall noch nie eingetreten ist. Das 12-V-System wird von einer Autobatterie (12 V/70 Ah) gespeist, die nachgeladen wird. In der Schaltung sind zwei Relais zu sehen, damit auf der Platine die Möglichkeit be-

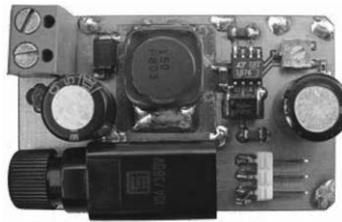
steht, zwei verschiedene Relais bestücken zu können. Es wird aber nur ein Relais verwendet.

Die drei Elektroden bestehen aus einfachen Installations-Cu-Drähten (NYM) mit etwa 1,5 bis 2 mm² Querschnitt und abisolierten Enden. EL1 dient als Masse, EL2 bestimmt das (untere) Abschaltniveau und EL3 das obere Abpumpniveau. Die Schaltvorgänge werden durch die geringen Ströme von EL1 zu EL2 und EL3 bewirkt, die fließen, wenn die Elektroden mit Wasser in Kontakt kommen. Der Stromfluss führt auch zu einer Elektrolyse, weshalb der Autor die Elektroden nach etwa einem Jahr erneuert. Bei EL1 (Masse) sollte das abisolierte Ende etwa doppelt so lang sein wie die anderen beiden Elektroden.

Beim Einsatz einer 230-V-Pumpe muss auf die galvanische Trennung der Spannungsversorgung, die Verwendung eines dafür zugelassenen Relais und die sichere Isolation aller 230 V führenden Leitungen geachtet werden. Schaltungen an Netzspannungen dürfen nur von dafür ausgebildeten Fachleuten installiert werden!

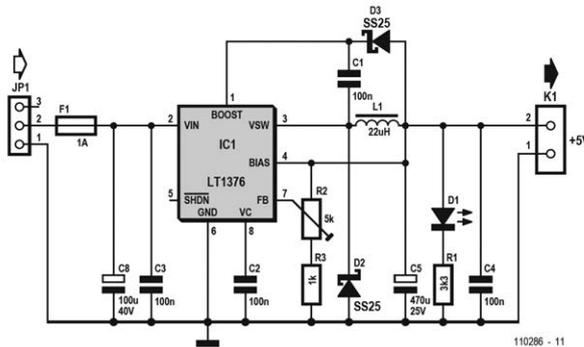
Albert Bitzer (D)

Einen Schaltregler mit abgleichbarer Ausgangsspannung kann man im Kampf gegen heiße Kühlkörper oft gebrauchen. Der hier vorgestellte Step-Down-Konverter ist mit Eingangsspannungen von 7,5 V bis 25 V verwendbar und liefert einen Ausgangsstrom von bis zu 1,5 A. Bei der minimalen Ausgangsspannung von 3,3 V arbeitet die Schaltung auch mit 5 V Eingangsspannung. Die Schaltung wurde mit dem IC LT1376 realisiert und basiert im Wesentlichen auf der typischen Anwendungsschaltung aus dem Datenblatt von Linear Technology [1]. Der minimale Wert und die Strombelastbarkeit der Speicherdrossel L1 richtet sich nach dem benötigten maximalen Ausgangsstrom. Bis 0,6 A reicht ein Wert von 5 μ H, bis 1 A sollten es minimal 10 μ H sein, und für den maximalen Strom von 1,5 A sind mindestens 20 μ H erforderlich. In der Schaltung wurde L1 mit 22 μ H eingesetzt.



Die maximal mögliche Ausgangsspannung hängt von der vorhandenen Eingangsspannung und dem geforderten Ausgangsstrom ab und lässt sich dem Datenblatt entnehmen. Der Einstellbereich von P1 ist auf jeden Fall ausreichend groß, um Ausgangsspannungen zwischen 3,3 V und 14,5 V einstellen zu können. Mit der angegebenen Dimensionierung der Schaltung lassen sich etwa folgende typischen Werte erzielen:

U_{IN}	U_{OUT}	$I_{OUT} (max.)$
5 V	3,3 V	1,5 A
8 – 10 V	5 V	1,4 A
12 – 18 V	10 V	1,3 A



Der maximale Ausgangsstrom hängt nicht zuletzt von der Qualität der Spule L1 und des Elkos C5 ab. Bei L1 zählt neben der Induktivität auch der DC-Strom- und Widerstandswert. Die Strombelastbarkeit sollte mindestens doppelt so groß sein wie der gewünschte maximale Ausgangsstrom und der DC-Widerstand möglichst niedrig. Beim Elko ist ein niedriger ESR gefragt.

Für den Aufbau der Schaltung wurde vom Autor eine kleine Platine mit den Abmessungen 31 mm x 52 mm entwickelt, auf der sogar noch ein Sicherungshalter untergebracht werden konnte. Die Layout- und Schaltbild-Datei im Eagle-Format steht unter [2] zum kostenlosen Download zur Verfügung.

[1] www.linear.com/product/LT1376

[2] www.elektor.de/110286

34 Hochspannungsgenerator

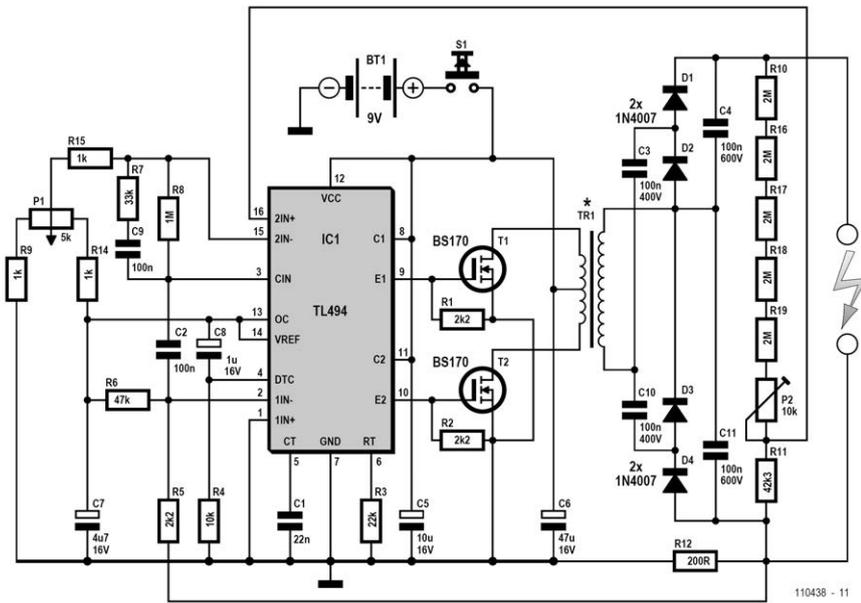
Jac Hettema (NL)

Der Hochspannungsgenerator wurde entworfen, um Spannungsfestigkeiten im Bahnwesen zu überprüfen. Solche Tests sollen sicherstellen, dass äußere Metallteile keine unzulässig hohen Spannungen führen. In diesem Fall könnten Ströme im Kiloampere-Bereich fließen, so dass Signaleinrichtungen versagen, Kurzschlüsse entstehen und spannungsführende Metallteile geerdet werden. Eine typische Situation ist der Blitzeinschlag in Oberleitungen und Tragemasten. Die Hochspannung, die diese Schaltung erzeugt, liegt bei 1 kV, der Ausgangsstrom ist auf wenige Milliampere begrenzt. Unter diesen Vorgaben können Spannungsfestigkeiten getestet werden, ohne dass Kurzschlüsse zu erwarten sind.

Die Schaltung kommt ohne spezielle Bauteile aus. Ein PWM-Schaltregler TL494, zwei MOS-FETs BS170, ein handelsüblicher 230-V-Kleintrafo sowie eine Span-

nungsvervielfacher-Schaltung sind die Zutaten. Der maximale Strom ist mit P1 einstellbar, die Ausgangsspannung kann mit P2 variiert werden.

Der Spannungsvervielfacher hat den Vorteil, dass im Hochspannungszweig Kondensatoren mit vergleichsweise niedrigen Arbeitsspannungen einsetzbar sind. Solche Kondensatoren lassen sich leichter beschaffen als spezielle Hochspannungskondensatoren. Der PWM-Schaltregler TL494, der die zu transformierende Spannung erzeugt, ist noch bei ungefähr 7 V Betriebsspannung funktionsfähig. Dadurch kann die Kapazität der sechs Babyzellen, die als Energiequelle dienen, recht effizient genutzt werden. Der Trafo ist ein vergossener Netztrafo 230 V/2x4 V, die Leistung beträgt 1,4 VA. In der Schaltung sind die Primär- und Sekundärseite miteinander vertauscht. An den 4-V-Wicklungen liegt ungefähr die zweifache Nenn-



spannung. Weil die Schaltfrequenz einige Kilohertz beträgt und der Trafo für die Netzfrequenz 50 Hz dimensioniert ist, wird er durch die höhere Spannung nicht geschädigt.

Am Rand sei noch eine historische Begebenheit erwähnt, die zum Thema passt: Die Geschichtsbücher berichten von einem anderen Sicherungssystem, bei dem auf jedem Leitungsmast ein Glasgefäß in der Größe eines Einweckglases installiert war. In dem Glasgefäß befanden sich ein pulvriger roter Farbstoff, eine spezielle farblose Flüssigkeit und eine Metallkugel. In dem Moment, in dem ein hoher Entladestrom floss, schleuderte die Metallkugel infolge des starken Magnetfelds durch das Glasgefäß, so dass die farblose Flüssigkeit mit dem Farbstoff durchmischt wurde. Die Färbung des

Glasgefäßes war während der folgenden 24 Stunden zweifelsfrei erkennbar. Nach schweren gewittrigen Unwettern markierten diese Zeichen die Wege, die Entladungsströme nach Blitzeinschlägen genommen hatten.

Zum Leidwesen ihres Erfinders, eines gewissen Herrn van Ark, hat sich die Methode nicht bewährt. Da starke Gewitter mit Blitzeinschlägen in Bahnanlagen doch relativ selten vorkommen, dickte der Farbstoff häufig so stark ein, dass er nicht mehr mischfähig war. Selbst nach massiven Blitzeinschlägen, die durch Augenzeugen belegt waren, zeigte der Glasbehälter oft keine Reaktion. Der Farbstoffindikator geriet in Vergessenheit und ging als „van Ark'sche Kugel“ in die Bahngeschichte ein.

35 Einfacher Rechteck- Generator & Tester

Petre Tzvetanov Petrov (Bulgarien)

Dieser Rechteck-Generator und Tester basiert auf dem Audio-Verstärker-IC TBA820M. Die Schaltung soll als Anregung für eigene Experimente dienen, wobei die Bauteilwerte nach Wunsch verändert werden können.

Die Schaltung bietet fünf Frequenzbereiche von $<0,1$ Hz bis zu >70 kHz. Damit kann man sehr einfach Kabel, Kommunikationselektronik, Interfaces, Lautsprecher, Kopfhörer, Glühlampen, Trafos, LEDs, Spulen, Ultraschall-Geber und andere Elektronik testen. Neben einem großen Frequenzbereich verfügt er über eine einstellbare Amplitude/Ausgangsleistung. Außerdem ist es kein Problem, damit Lasten mit ordentlichem induktiven oder kapazitiven Anteil zu treiben, da mehr als 1 W Leistung zur Verfügung steht.

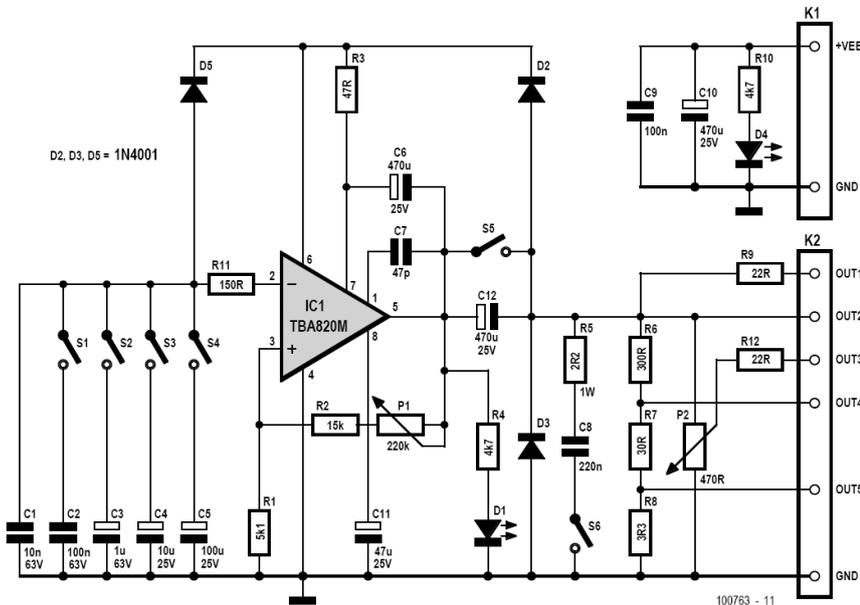
Der Frequenzbereich wird mit S1...S4 ausgewählt. Damit man mit einem vierfachen DIP-Schalter auskommt, ist die kleinste Kapazität C1 immer angeschlossen. Doch es ist auch kein Problem, explizit fünf Schalter zu verwenden. Mit einem Wert von 10 nF für C1 und einem minimalen Widerstand von 15 k Ω zwischen den Pins 5 und 3 des TBA820M liegt die maximale Frequenz bei 70...100 kHz. Für bessere Reproduzierbarkeit ist es allerdings sinnvoll, die Maximalfrequenz auf <50 kHz zu begrenzen.

D5 und R11 bilden einen Entladepfad sowie einen Schutz-Widerstand für die größeren Kondensatoren. S5 erlaubt es, die Gleichspannungskomponente am Ausgang abzutrennen oder anzulegen. S6 sollte beim Anschluss großer reaktiver Lasten zur Vermeidung hochfrequenter Oszillationen geschlossen sein. Mit P1 lässt sich die Frequenz einstellen.

OUT1 ist der mit Widerstand R9 geschützte Ausgang. Hier kann man unbekannte Lasten mit potentiell großen induktiven oder kapazitiven Anteilen anschließen oder sogar solche, die schon mit Spannungen beaufschlagt sind. R9 kann an den jeweiligen Anwendungsfall im Bereich 22...100 Ω angepasst werden und sollte mit 0,5...2 W belastbar sein.

OUT2 ist der direkte IC-Ausgang. Damit kann man Lautsprecher, Trafos und spannungsfreie Leitungen treiben. Die Ausgangsleistung hängt von der Versorgungsspannung ab und beträgt bei 12 V gut 2 W an 8 Ω . Die Last an OUT2 hat eine geringe Rückwirkung auf die Frequenz, was aber meist vernachlässigbar sein dürfte.

Der Pegel an OUT3 ist von P2 abhängig. Als Schutzwiderstand dient R12, der je nach Anwendung 22...220 Ω haben sollte. Mit diesem Ausgang kann man Kopfhörer, Audio-Kabel, kleine Lautsprecher, Trafos, Verstärker, Piezo-Buzzer, LEDs etc. testen.



OUT4 und OUT5 sind hauptsächlich zum Testen von Verstärkern, der Verkabelung oder ähnlichen Anwendungen gedacht. Die Amplitude von OUT4 liegt bei 10% und die von OUT5 sogar bei nur 1% des Pegels an OUT2.

Alle Ausgänge sind kurzschlussfest. Die Dioden D2 und D3 sorgen für einen Über- und Unterspannungsschutz der Ausgänge.

Die Slew-Rate des Signals an den Generator-Ausgängen beträgt ohne Last mehr als 20 V/ μ s, sie hängt allerdings auch ein Stück vom Hersteller des verwendeten TBA802M und natürlich vom Layout des Aufbaus ab. Es macht einen Unterschied, ob man eine dicht gepackte Platine oder frei und luftig eine Lochrasterplatine bestückt.

R2 und P1 ergeben zusammen einen Widerstandsbereich von 15...250 k Ω . Auch wenn der Generator noch mit 1 M Ω funktioniert, ist er dann doch anfälliger für parasitäre Kapazitäten, Induktivitäten und Störeinstrahlungen. Eine Optimierung wäre es, in Serie mit P1 noch ein weiteres Potentiometer mit etwa 10% des Werts von P1 zu schalten. Auf diese Weise ergibt sich eine getrennte Grob- und Feineinstellung der Frequenz, was in vielen Fällen nützlich sein kann.

Der Generator funktioniert an Betriebsspannungen von 4...16 V. Man kann ihn also auch an einer 12-V-Autobatterie betreiben, die typischerweise ja etwa 13,2 V liefert.

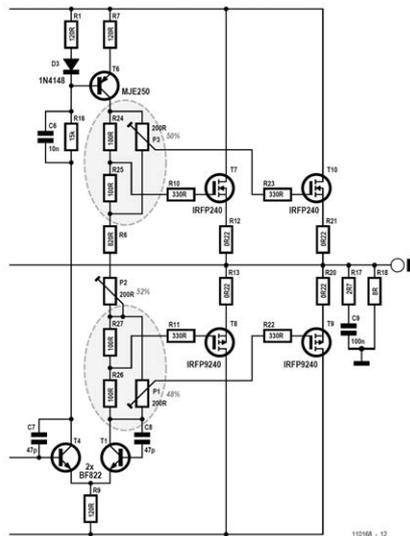
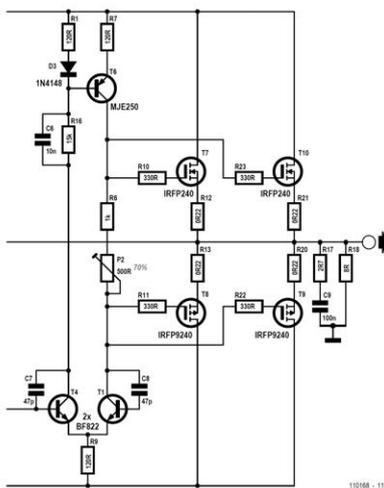
Alfred Rosenkränzer (D)

Bei Audio-Endstufen mit mehreren HEX-FETs kommt es recht schnell dazu, dass sich die Verlustleistung nicht gleichmäßig auf die einzelnen Transistoren verteilt. Das liegt an der stark streuenden Gate-Source-Spannung, die zum Beispiel beim IRFP240 (beziehungsweise IRFP9240) zwischen 2 V und 4 V variieren kann. Dem sollen in den üblichen Verstärkerschaltungen die Sourcewiderstände im Bereich von $0,22 \Omega$ (siehe Schaltungsauszug) entgegenwirken, was aber nur unzureichend gelingt.

Eine Möglichkeit zur Lösung des Problems ist bekanntlich das „Selektieren“ der verwendeten Transistoren auf mög-

lichst gut übereinstimmende Gate-Source-Spannungen. Für den Bau von Prototypen oder Kleinstserien bedeutet das aber neben dem zusätzlichen Bauteil-Testaufwand auch, dass man wesentlich mehr Transistoren bestellen muss, als eigentlich benötigt werden.

Die hier vorgestellte Schaltungsidee soll es mit Hilfe von zusätzlichen Trimpotentiometern ermöglichen, die Unterschiede in den Gatespannungen der Transistorpaare auszugleichen, was auch in der Simulation mit Simetrix bestätigt wurde. Der zweite Schaltungsauszug zeigt die dafür erforderlichen Modifikationen.



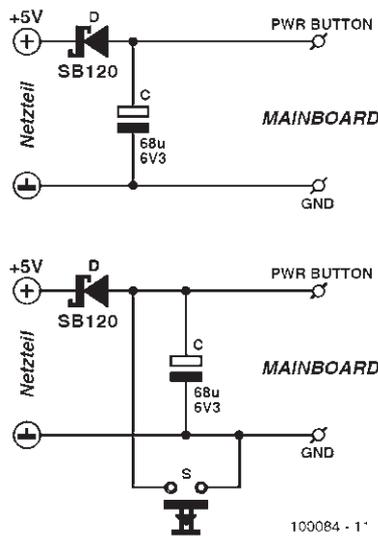
Dr. Rolf Freitag (D)

So mancher Elektroniker hat einen PC zum Messen, Steuern und Regeln oder als Webserver in Betrieb. Solche Rechner sollten möglichst immer verfügbar sein, auch nach einem Stromausfall oder wenn ein unwissender Hausgenosse einmal den Power-Taster betätigt. Bei den heutigen Betriebssystemen mit ihren vielfältigen Automatisierungsoptionen ist auch nie ganz ausgeschlossen, dass sich ein Computer einmal selbst herunterfährt.

Diese „Always-On“-Schaltung restartet ATX-PCs in all diesen Fällen ganz von selbst. Nur zwei Bauteile genügen: Eine Schottky-Diode vom Power-Button-Pin des Mainboards zu +5 V des Netzteils und ein Kondensator vom Power-Button-Pin zu Masse. Als Kapazität reicht ein Tantal-Kondensator mit $68 \mu\text{F} / 6,3 \text{ V}$ und als Diode die SB 120 ($20 \text{ V} / 1 \text{ A}$). Die Bauteile kosten rund einen Euro!

Am zweckmäßigsten wird die Schaltung gleich mit einem 4-poligen Molex-Stecker (auch IDE-Stecker genannt) verbunden, Kondensator und Diode sollten vor dem Einbau noch mit einem Schrumpfschlauch isoliert werden. Der Stecker kommt dann auf ein noch freies Gegenstück am Netzteil.

Die Funktionsweise der Schaltung ist einfach erklärt: Wenn die +5-V-Spannung fehlt (Rechner ausgeschaltet), wird der Power-Button-Pin des Mainboards über die Schottky-Diode auf Masse gezogen.



Dies teilt dem Mainboard mit, dass es starten soll. Sind die +5 V vorhanden, sperrt die Diode und am Power-Button-Pin liegen typischerweise hochohmig $3,3 \text{ V}$ an. Der Kondensator dient zum Filtern kurzzeitiger Spitzen und Einbrüche.

Bei dieser einfachen Variante wird der Power-Taster am Gehäuse quasi ersetzt, der Rechner kann dann nur noch über den Netzschalter aus- und eingeschaltet werden.

Erfolgreich getestet hat der Autor die aktuellen Mainboards SuperMicro X8SAX und X8DTH-6F sowie das ältere Tyan Tiger MPX. Dabei zeigte sich, dass der Kondensator im Zweifelsfall kleiner gewählt

werden sollte, denn die SuperMicro-Boards verwenden hohe Innenwiderstände, die den Kondensator nur langsam aufladen. Hinweis: Einige PC-Tastaturen besitzen eine Sleep-Taste, welche den Rechner in einen Stromsparmodes versetzt – dann funktioniert die Schaltung nicht. Man sollte also entweder eine Tastatur ohne Sleep-Taste verwenden oder alle Sleep-Modi über das Betriebssystem abschalten.

Bei der fortgeschrittenen Variante der Always-On-Schaltung wird der Power-Taster parallel am Eingang angeschlossen (siehe Schaltbild). Der Power-Taster erzwingt einen „Graceful Shutdown“, bei dem das Betriebssystem vorher noch eine Warnung erhält und sich daraufhin (normalerweise) entsprechend schnell verabschiedet.

38 MicroSD-Kartenhalter

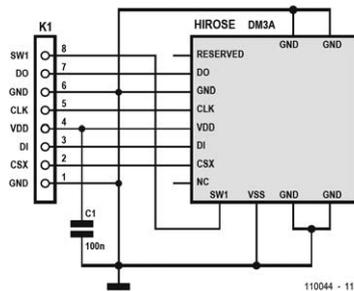
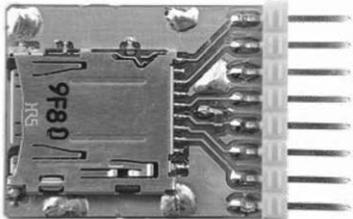
Albert Bitzer (D)

In vielen Schaltungen mit Mikrocontrollern werden SD-Speicherkarten verwendet. Dementsprechend stehen im Internet viele Programmbibliotheken und zahlreiche Applikationsbeispiele zur Verfügung.

In manchen Projekten – etwa für den Modellbau – ist ein SD-Kartenhalter aber einfach nicht kompakt genug. Als Lösung

bietet sich hier die wesentlich kleinere microSD-Karte an [1]. Die Firma Hirose [2] hat entsprechende Kartenhalter im Portfolio, die beispielsweise bei Farnell [3], HBE [3a] oder Digikey [4] zu kaufen sind.

Den Typ DM3 gibt es in drei Ausführungen: Als Push-Push-Typ DM3A, als Klapp-Variante DM3C und als einfache



Steckfassung DM3D. Die Kartenhalter sind auch mit einem normalen LötKolben noch gut zu löten. Damit es miniaturbegeisterte Elektroniker noch einfacher haben, hat der Autor eine kleine Eagle-Bibliothek erstellt, die alle drei Typen umfasst. Ein Zip-Archiv kann von der Elektor-Website heruntergeladen werden [5].

Auf einer ebenfalls enthaltenen Experimentier-/Adapterplatine sind die Anschlüsse des Kartenhalters DM3A auf Stiftleisten gelegt, die einfach mit einem

Mikrocontroller (zum Beispiel auf einer Lochrasterplatine) verbunden werden können.

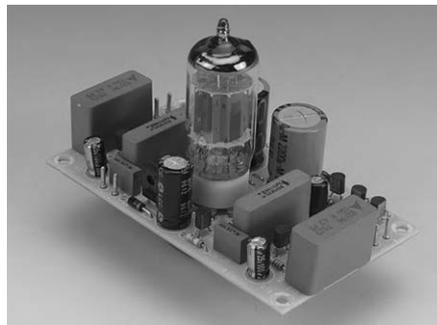
- [1] www.sdcard.org/developers/tech/sdcard#microsd
- [2] www.hirose.de
- [3] <http://de.farnell.com>
- [3a] www.hbe-shop.de
- [4] <http://dkc1.digikey.com/se/en/tod/Hirose/DM3/DM3.html>
- [5] www.elektor.de/110044

Verbesserter Hybrid-Kopfhörer-Verstärker 39

Dr. Tuck Choy (Singapur)

Der exzellente „Hybrid-Verstärker für Kopfhörer“ von Jeff Macaulay [1] mit der Röhre ECC82/12AU7 inspirierte den Autor zu Modifikationen, die im Wesentlichen aus einem zusätzlichen Vorverstärker am Eingang bestehen. Das Ergebnis wurde dann noch leicht im Elektor-Labor überarbeitet und mit einer Platine nach Elektor-Standard ergänzt.

Der ursprüngliche Entwurf war für Line-Pegel mit etwa $1 V_{\text{eff}}$ am Eingang gedacht und eignete sich für Kopfhörer mit einer Impedanz von etwa 35Ω , wie sie hauptsächlich für portable Geräte Verwendung finden. Unglücklicherweise passt dies nicht ganz zu den Pegeln und Impedanzen vieler HiFi-Kopfhörer. Wenn der Hybrid-Kopfhörerverstärker mit bes-



seren Kopfhörern wie den AKG-Typen K601 (125Ω) oder K701 (62Ω) an einem HiFi-Vorverstärker wie dem Rega Mira des Autors betrieben wird, führt dessen geringere Ausgangsspannung von nur $600 mV_{\text{eff}}$ zu begrenztem Dynamikumfang und geringeren Lautstärken gerade bei älteren CD-Aufnahmen.

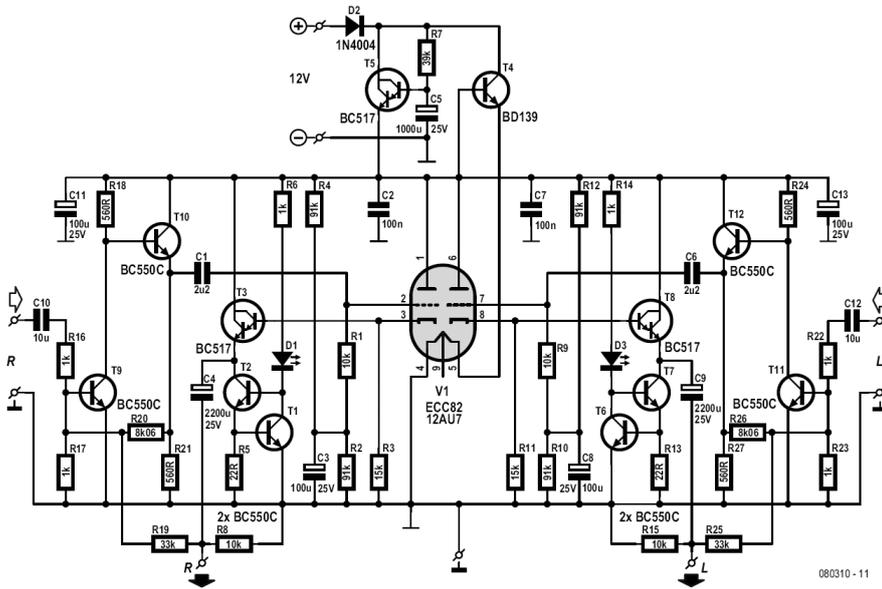
Erste Experimente am Darlington BC517 der Ausgangsstufe brachten keine Verbesserungen. Der niedrige Anodenstrom der Röhre erforderte diese spezielle Verstärkerstufe und jeder Versuch, hier mehr herauszuholen, verschob die Röhrencharakteristik des Verstärkers mehr und mehr in Richtung Transistor. Außerdem litt der Klang. Das zentrale Problem des Verstärkers hängt eben eng mit seiner Stärke zusammen, denn ein Kathodenfolger hat eben keine Verstärkung > 1. Niedriges Rauschen und niedrige Verzerrungen hängen auch mit der niedrigen Anodenspannung zusammen, weshalb an dieser Stelle nicht viel zu machen ist.

Die Schaltung zeigt im Gegensatz zum Vorgänger von 2006 gleich die Stereo-Ausführung. Als Vorstufe mit Spannungsverstärkung ist eine invertierende gegengekoppelte Kombination zweier BC550C in den Signalweg gelegt, die auf etwa

Eigenschaften

- Aufwärmzeit: 15...30 Minuten
- Lastimpedanz: min. 33 Ω
- Versorgungsspannung: 12,1 V
- Stromaufnahme: 235 mA
- Verstärkungsfaktor bei 33 Ω Last: 4,5
- Ausgangsspannung: max. 730 mV (THD = 3%, Clipping hörbar)
- THD + N: 0,13 % (1 mW/1 kHz/B = 80 kHz)
- S/N: 87 dB (bei 1 mW/B = 22 kHz)
- Bandbreite: 17 Hz – 3,5 MHz (bei 1 mW)
- Ausgangsimpedanz: 2 Ω
- Ausgangs-Offset: 1 mV bei 33 Ω Last
3 mV bei 150 Ω Last

achtfache Verstärkung kommt. Durch die Invertierung ist es nun möglich, etwas Feedback „über alles“ über den Widerstand R19 beziehungsweise R25 auf den Eingang zu geben. Diese Maßnahme hat einige Millivolt Gleichspannung am Aus-



Stückliste

Widerstände:

R1,R8,R9,R15 = 10 k
R2,R4,R10,R12 = 91 k (E96: 90k9)
R3,R11 = 15 k
R5,R13 = 22 Ω
R6,R14,R16,R17,R22,R23 = 1 k
R7 = 39k
R18,R21,R24,R27 = 560 Ω
R19,R25 = 33 k
R20,R26 = 8k06

Kondensatoren:

C1,C6 = 2 μ 2/100 V, RM 22,5 mm
(BxL = 10 mm x 26 mm max.)
C10,C12 = 10 μ /63 V, RM 22,5 mm
(BxL = 10 mm x 26 mm max.)
C2,C7 = 100 n, MKT,
RM 5 oder 7,5 mm

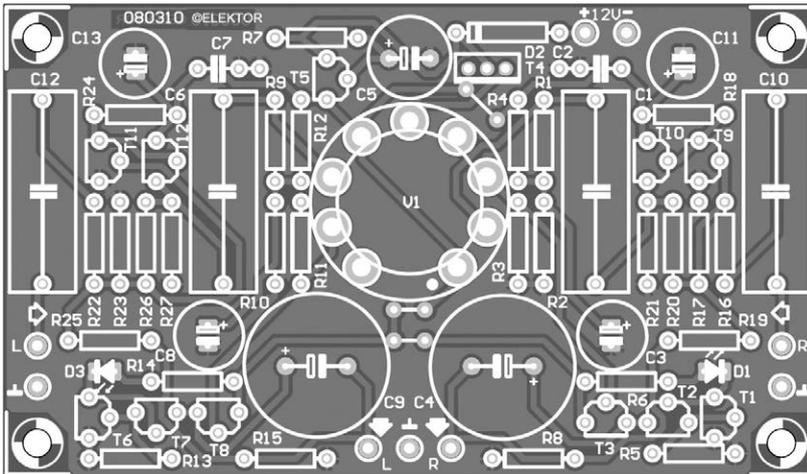
C3,C8,C11,C13 = 100 μ /25 V,
RM 2,5 mm, Durchmesser max. 8,5 mm
C4,C9 = 2.200 μ /25 V, RM 7,5 mm,
Durchmesser max. 18 mm
C5 = 1000 μ /25 V, RM 5 mm,
Durchmesser max. 10 mm

Halbleiter:

D1,D3 = LED, rot
D2 = 1N4004
T1,T2,T6,T7,T9,T10,T11,T12 = BC550C
T3,T5,T8 = BC517T4 = BD139

Außerdem:

V1 = ECC82 oder 12AU7
9-poliger Sockel (Noval) für Platinen-
montage, z.B. Conrad 120529



gang (über die 33 k Ω des Feedback-Widerstands) zur Folge, die aber nicht weiter stören. Die technischen Daten gelten mit dieser Gegenkopplung. Ohne diesen Widerstand liegt natürlich keine Gleichspannung mehr am Ausgang. Bei Hörversuchen hat sich aber gezeigt, dass dieses Feedback zumindest beim Kopfhörer AKG K701 zur Klangverbesserung beiträgt – aber diese Einschätzung ist selbst-

verständlich subjektiv. Man sollte sich hierzu sein eigenes Urteil bilden. Die Kondensatoren C1 und C6 sind für das gute Verhalten der Schaltung bei tiefen Frequenzen relevant.

Im Prototypen benötigte die Röhre ECC82/12AU7 fast 15 Minuten für das Warmlaufen. Erst ab dann war regulärer Betrieb möglich. Grund hierfür ist die doch deutliche Unterheizung mit der vom

BD139 gelieferten Spannung von etwa 9,4 V. Die Funktionen von T5/C5 und T4 sind im Artikel zum Original [1] ausführlich beschrieben.

Mit der einseitigen Platine kann man einen Stereoverstärker aufbauen. Wer die Platine selbst ätzen will, der kann die Layout-Datei kostenlos von der Elektor-Webseite zu diesem Artikel herunter laden. Beim Anblick der Platine fällt auf, dass auf der Unterseite statt vereinzelter Leiterbahnen recht viel Kupfer erhalten ist. Diese Abschirmung sorgt für geringes Rauschen und wenig Störungen. Für den Röhrensockel ist ausreichend Platz gelassen und die Bohrungen für die Sockel-Stifte sind groß genug für unterschiedliche Fabrikate.

Weblink

[1] Hybrid-Verstärker für Kopfhörer, 310 Schaltungen, Elektor-Verlag
www.elektor.de/050347

Messungen	
Spannungen gegen Masse	
T1/T6 Basis	0,7 V
T2/T7 Basis	1,4 V
T3/T8 Basis	3,8 V
T3/T8 Emitter	2,8 V
ECC82 Gitter	4 V
T10/T12 Emitter	6,2 V
T9/T11 Basis	0,67 V
ECC82 Anoden	10 V
ECC82 Pin 5	9,4 V
D2 (Anode-Kathode)	0,8 V
T5 (Kollektor-Emitter)	1,3 V
R6/R14 (über Widerstand)	6,85 V

Downloads & Produkte

Platine080310-1,
siehe www.elektor.de/080310

40

Niedervolt-Dimmer

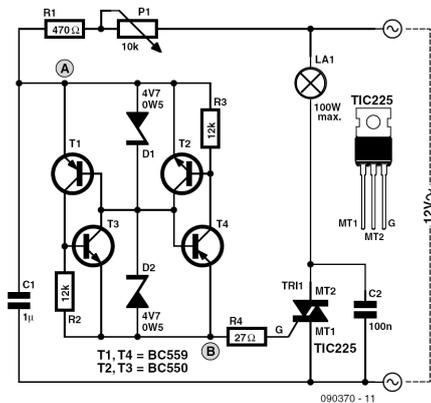
Peter Jansen (NL)

Der zentrale Unterschied zwischen einem ordinärem Netzdimmer und dem hier gezeigten Modell liegt im Bereich der Arbeitsspannung, die statt 230 V nun 12 V Wechselspannung beträgt. So kann man auch Niedervolt-Leuchten sekundärseitig dimmen. Schaltungstechnisch liegt der Unterschied zwischen den Punkten A und B. Ein simpler Diac (zur Triggerung eines

Triac) funktioniert hier nicht, denn dieser benötigt zwischen 30 und 40 V für eine Zündung. Folglich funktioniert ein Dimmer für Netzspannung nicht an Niedervolt-Systemen.

Doch wenn man die zwischen den Punkten A und B liegende Elektronik verwendet, entsteht eine Art Niedervolt-Diac mit einer Durchbruchsspannung von ca. 5,5 V.

70



Die Kombination R1/P1/C1 erzeugt eine Phasenverschiebung gegenüber der versorgenden Wechselspannung. Folglich erzeugt der NV-Diac bei der positiven und der negativen Halbwelle der Wechselspannung einen phasenverschobenen Zündimpuls für den Triac. Und das funktioniert so: Bei der positiven Halbwelle wird mit dem Beginn des Spannungsanstiegs C1 geladen (R1 und P1 bestimmen das Ladetempo). T1 leitet zunächst noch

nicht. Interessant wird es, wenn die Spannung über D2 4,7 V übersteigt und die Z-Diode anfängt zu leiten. Kurz darauf werden T1 und T3 durchgesteuert. Dieses sorgt für einen Stromimpuls in Punkt B. In der negativen Halbwelle ereignet sich das analoge Geschehen mit D1, T2 und T4.

Mit P1 kann man den Zeitpunkt des Zündimpulses zwischen $\pm 15^\circ$ und $\pm 90^\circ$ einstellen. C2 dient zur Entstörung. Abhängig vom Strom muss der Triac eventuell auf einen Kühlkörper geschraubt werden. Bei den verwendeten Transistoren kommt es nicht so genau auf den Typ an. Falls der Einstellbereich von P1 nicht ausreicht, kann man auch ein Exemplar mit 25 k Ω verwenden, womit sich ein Bereich bis zu 135° überstreichen lässt.

Eine wichtige Einschränkung: Die Schaltung funktioniert nur mit normalen Trafos – nicht mit „elektronischen“ Trafos.

Weblinks

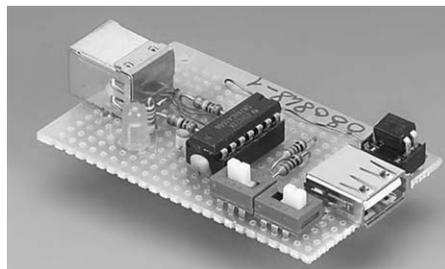
[1] www.elektor.de/090370

USB-Schalter

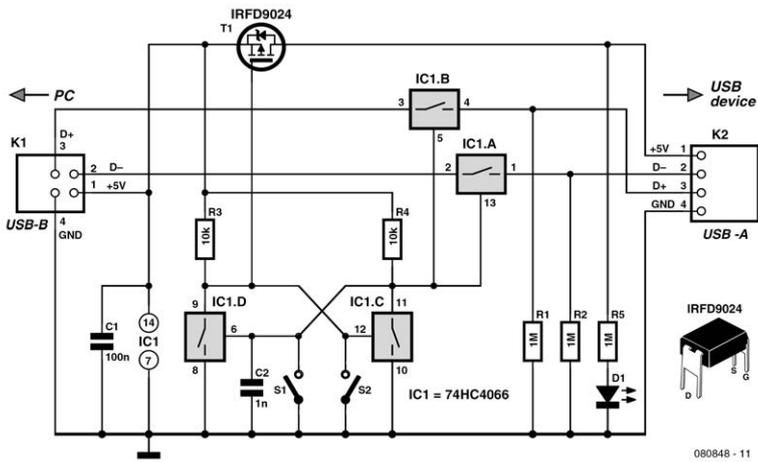
41

Rainer Reusch (D)

Wer viel mit USB experimentiert oder entwickelt, muss das USB-Gerät häufig vom Host trennen und wieder verbinden, um die Kommunikation zwischen PC und Endgerät neu zu etablieren. Das ist beispielsweise zwingend erforderlich, wenn das Gerät zurückgesetzt oder eine neue Firmware eingespielt wurde. Die Stöpse-



71



080848 - 11

lei ist lästig und verschleißt die Kontakte der Steckverbindung. Es liegt auf der Hand, eine kleine Schaltung zu bauen, die diesen Vorgang elektronisch nachbildet. Das sorgt für Bequemlichkeit und schont die Kontakte. Eine kompakte und preiswerte Lösung zeigt das Schaltbild.

Kernstück der Schaltung ist der Vierfach-Analogschalter 74HC4066. Zwei Schalter werden in die USB-Datenleitungen gelegt. Die beiden übrigen Schalter bilden ein Flip-Flop, wie man es klassisch mit Transistoren kennt. Um die Versorgungsspannung für das USB-Gerät zu schalten, kommt ein Kleinleistungs-MOSFET zum Einsatz. Der Kondensator C2 sorgt dafür, dass das Flip-Flop einen definierten Zustand einnimmt, wenn der USB-Schalter über die USB-B-Buchse mit dem PC verbunden wird. Das an der USB-A-Buchse angeschlossene USB-Gerät ist zunächst „nicht verbunden“. Eine Betätigung des Tasters S2 lässt das Flip-Flop umkippen. Die beiden Analogschalter der USB-Signale und der MOSFET leiten. Das USB-Gerät wird vom Host erkannt. Um das Ge-

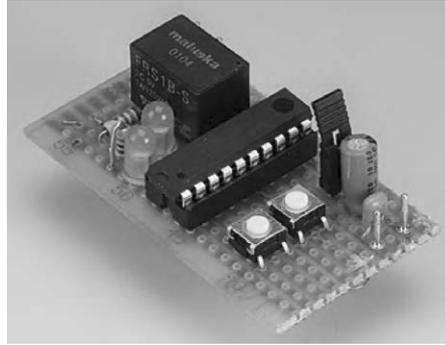
rät zu trennen, wird der Taster S1 betätigt. Die Schaltung emuliert nicht den Sachverhalt, dass zuerst die Versorgungsspannung und dann die Signalleitungen verbunden werden, wie das bei der USB-Steckverbindung durch unterschiedlich lange Kontaktzungen realisiert wird. Da der elektronische Schalter kein Kontaktprellen kennt, stört diese kleine Nachlässigkeit jedoch nicht. Die sehr überschaubare Schaltung wurde auf einer Lochrasterplatine aufgebaut. Beim Analogschalter wird empfohlen, nicht den „4066“, sondern den dazu kompatiblen 74HC(T)4066 zu verwenden. Er hat die besseren Schalteigenschaften. Der USB-Schalter eignet sich für Endgeräte, die mit Low-Speed (1,5 MBit/s) und Full-Speed (12 MBit/s) als Übertragungsrate auf den USB-Datenleitungen arbeiten. „Hi-Speed“ (480 MBit/s) ist aber zu viel für den verwendeten Analogschalter und einen Lochrasteraufbau.

Die bei Endgeräten nicht unübliche Stromaufnahme von bis zu 500 mA stellen den

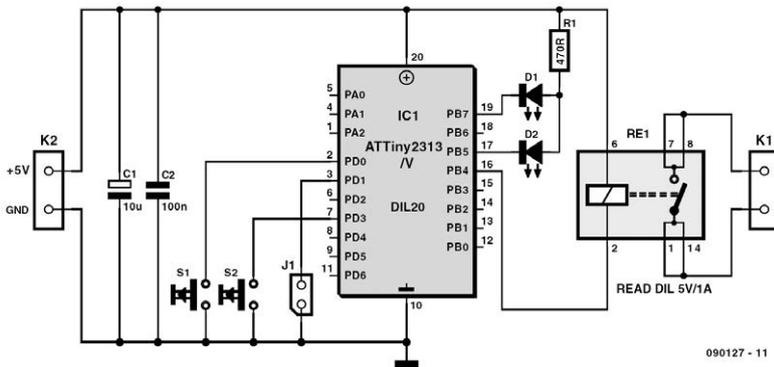
Codeschloss mit zwei Tastern 42

Francis Perrenoud (Thailand)

Dieses Codeschloss kommt mit zwei Drucktastern anstelle des sonst üblichen Tastenfeldes aus. Die Bedienung ist äußerst simpel. Über Taster S1 werden nacheinander die Ziffern des geheimen Codes eingegeben, wobei die Anzahl der Tasterbetätigungen von der Ziffer abhängt. Für eine „4“ muss S1 vier Mal gedrückt werden, für eine „9“ neun Mal, und so weiter. Ein Druck auf Taster S2 bedeutet, dass die Eingabe der Ziffer beendet ist. Wenn der Code beispielsweise „4105“ lautet, sind S1 und S2 wie folgt zu drücken: Vier Mal S1, ein Mal S2, ein Mal S1, ein Mal S2, null Mal S1, ein Mal S2 und fünf Mal S1, ein Mal S2. Wenn der Code korrekt eingegeben wurde, leuchtet die grüne LED D1



für zwei Sekunden auf, und das Relais wird ebenfalls für zwei Sekunden aktiviert. Wurde ein falscher Code eingegeben, leuchtet die rote LED D2 für zwei Sekunden auf, das Relais bleibt inaktiv.



Um den Code zu ändern, muss Jumper J1 aufgesteckt werden. Nach Eingabe des bisher gültigen Codes blinkt die grüne LED D1 zwei Mal. Der neue Code wird eingegeben, anschließend blinkt LED D1 drei Mal. Nach erfolgreichem Bestätigen des neuen Codes blinkt LED D1 vier Mal. Falls statt der grünen LED D1 die rote LED D2 vier Mal blinkt, war das Ändern des Codes nicht erfolgreich. In diesem Fall ist eine Wiederholung der Prozedur notwendig. Der neue Code wird aktiv, nachdem Jumper J1 entfernt ist und die Betriebsspannung kurz ausgeschaltet und wieder eingeschaltet wurde.

Das Programm für den ATtiny-Mikrocontroller steht auf der Elektor-Website [1] zum Download bereit. Vor der Programmierung sollte das EEPROM des Mikrocontrollers gelöscht werden. Nur dann ist sicher, dass nach der Programmierung der Code „1234“ aktiv ist. Anderenfalls könnte es auch ein willkürlicher Code sein, der zufällig im EEPROM steht.

Weblink

[1] www.elektor.de/090127

Download

Software

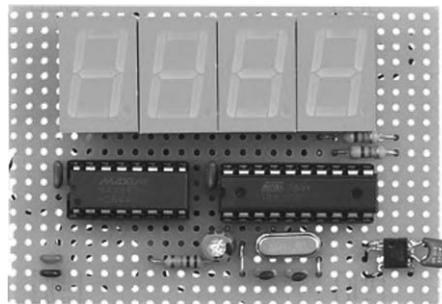
090127-11 Quellcode und Hex-Datei

43 Thermometer mit vierstelliger LED-Anzeige

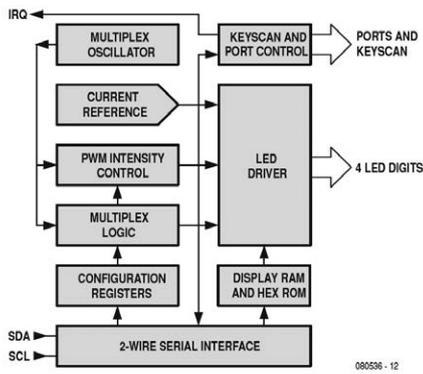
Andreas Köhler (D)

Für die Ansteuerung von Siebensegment-LED-Displays war das Treiber-IC SAA1064 von Philips bislang eine Art Quasistandard. Mit ihm lassen sich vierstelligen Anzeigen realisieren, die über I2C angesteuert werden können. Doch egal ob DIL24- oder SO24-Gehäuse – mit seinen 24 Beinchen fällt das IC einfach groß aus. Eine minimale Betriebsspannung von 5 V und ein Ruhestrom von fast 10 mA sind ebenfalls nicht mehr ganz zeitgemäß.

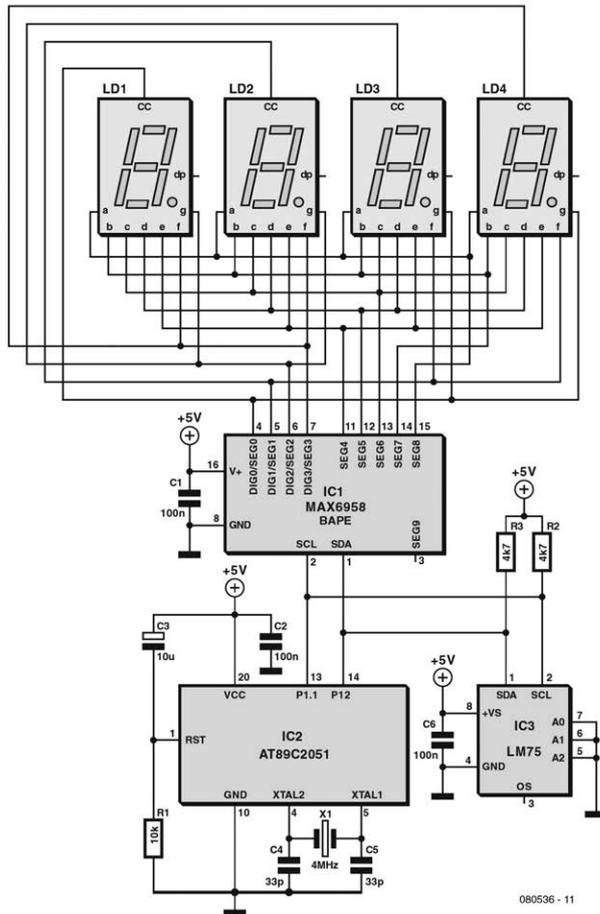
Eine interessante Alternative für solche Aufgaben ist das IC MAX6958 von Maxim. Es kommt im kleineren QSO-Gehä-



se mit nur 16 Pins daher, arbeitet auch mit 3,3 V und verfügt über einen Shutdown-Mode mit nur 20 μ A Strombedarf. Über-



zeugt durch diesen Fortschritt entwickelte der Autor eine Digitalthermometer-Schaltung mit diesem IC. Außer dem MAX6958 selbst, vier LED-Displays mit gemeinsamer Kathode (TLR 324 von Toshiba) und einem Mikrocontroller AT89C2051 von Atmel (es wären auch andere Typen denkbar) ist nur noch ein Temperatursensor erforderlich. Der dafür gewählte LM75 von National Semiconductor passt sehr gut zum Rest der Elektronik, da er ebenfalls I2C-kompatibel ist. Als Taktquelle für den



Controller eignet sich in dieser einfachen Anwendung jeder Quarz mit einer Frequenz zwischen 4 und 12 MHz.

Bei der in Assembler geschriebenen Firmware hatte der Autor mit der Komplexität des Display-Treibers zu kämpfen, die durch die wenigen Pins bedingt ist. Die hier von Maxim eingesetzte Form des Multiplexing wurde schon ausführlich in Elektor beschrieben [1]. Wer wissen möchte, was sich hinter den Kulissen dieses Treibers verbirgt, der findet auch in der Application Note 1880 von Maxim [2] ausreichend Aufklärung. Selbstverständlich steht auf der Elektor-Webseite zu die-

ser Schaltung [3] nicht nur eine fertige Hex-Datei zur Verfügung, sondern auch der vollständige kommentierte Quellcode des Autors, so dass man auch selbst Änderungen vornehmen kann. Wer einfach nur die Schaltung nachbauen und nicht programmieren möchte, der kann von Elektor einen fertig programmierten Controller beziehen [3].

[1] Charlieplexing, 310 Schaltungen
www.elektor.de/060124

[2] www.maxim-ic.com/app-notes/index.mvp/id/1880

[3] www.elektor.de/080536

44 Netzteil für Gitarrenverstärker

Malcolm Watts (Neuseeland)

Röhren als verstärkende Bauelemente haben in ihrer Nische bei Musikern nicht nur überlebt, sondern erfreuen sich auch bei jungen Gitarristen großer Beliebtheit. Für Puristen darf die Gleichrichtung der Hochspannung von Röhrenverstärkern selbstverständlich nicht aus Silizium sein. Von daher gibt es Verstärker-Hersteller, die auch im 21sten Jahrhundert glühend gleichrichten. Einer der Vorteile geheizter Glaskolben an dieser Stelle ist, dass sie als Widerstand fungieren, wodurch die Hochspannung einbricht, wenn dem Verstärker ordentlich Power abgefordert wird. Dies wiederum erzeugt eine Kompressor-Cha-

rakteristik mit zusätzlichen Verzerrungen (Crunch).

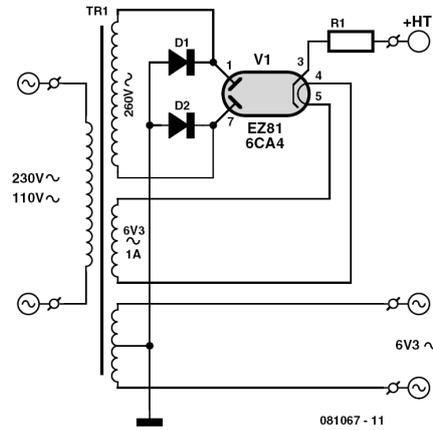
Die Standard-Schaltung ist eine Vollweg-Gleichrichtung mit einer Wicklung mit Mittenanzapfung. Doch diese Lösung hat Nachteile: Es muss mit höheren Spannungen gearbeitet werden, die Drahtstärke ist geringer und der verfügbare Wicklungsquerschnitt des Trafos wird schlecht ausgenutzt.

Der hier gezeigte Schaltungstrick vermeidet beides und holt den maximal möglichen Strom aus dem Trafo, indem ein stärkerer Drahtdurchmesser verwendet wird.

Normalerweise kommt dann noch ein Widerstand in Serie zu jeder Anode, um die Kathoden-Spitzenströme beim Laden des Kondensators zu reduzieren. Übrigens entspricht die Wirkung eines Kathodenwiderstands (bei doppelter Verlustleistung) exakt der von zweien in den Anodenleitungen. Auch wenn man durch diese Begrenzung große Trafoströme gar nicht braucht, bleibt immer noch die bessere Isolation (die Isolierschicht skaliert mit dem Drahtdurchmesser) und die geringere Erwärmung des Trafos.

Alternativ könnte sogar ein kleinerer Trafo verwendet werden, ohne dass die Verstärkerleistung betroffen wäre.

Die dargestellte Schaltung eignet sich prima zur Versorgung von Vorverstärkern und Phasensplittern. Aufgrund der Ver-



wendung der Röhre EZ81 (6CA4) beträgt der maximale Ausgangsstrom 100 mA. Für höhere Ströme braucht man eine leistungsfähigere Gleichrichter-Röhre und passende Dioden.

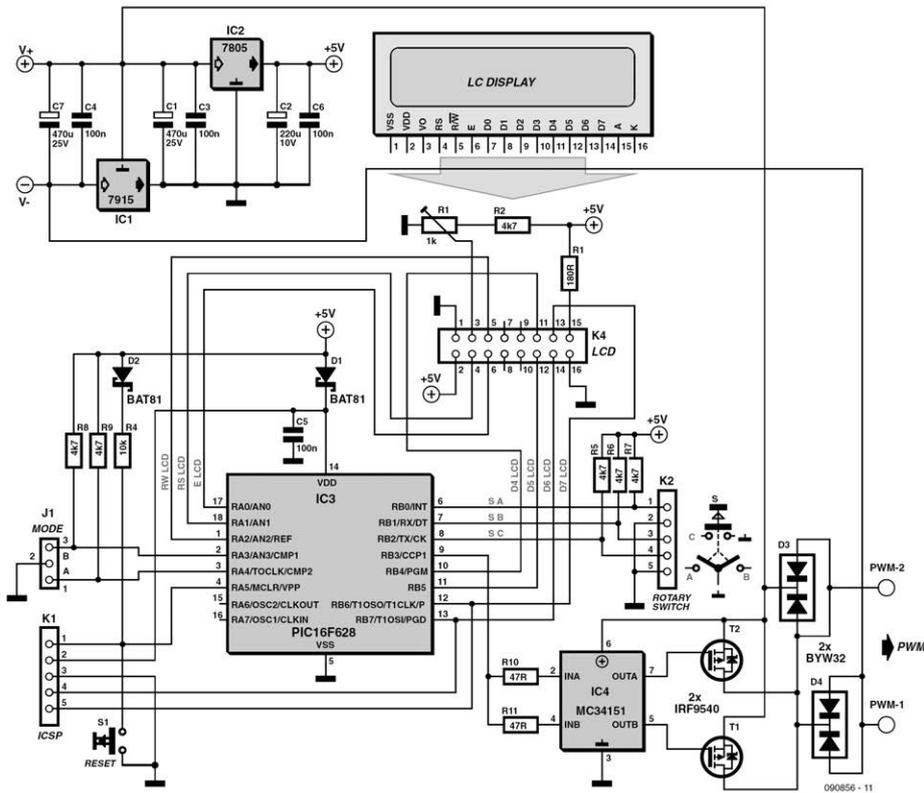
Universeller PWM-Generator 45

Herbert Musser (A) und Alexander Ziemek (D)

PWM-Generatoren eignen sich zum Messen, Testen, Einstellen und Versorgen von vielerlei Elektronik. Zwar hat man solche Schaltungen bei Elektor bereits hin und wieder gesehen. Doch hier kommt eine universelle Ausführung, die man schon als luxuriös bezeichnen darf. Wie immer kann man die Software zu diesem Projekt (Sourcecode und Hexfile) kostenlos von der Elektor-Website downloaden [1], dort lässt sich auch ein programmierter Controller bestellen. Speziell bei diesem

Projekt sind auch Eagle-Platinen-Files der Autoren downloadbar.

Zentrales Instrument zur Eingabe (fast) aller Einstellungen ist ein Inkrementalgeber (Drehgeber) von Alps. Daneben wird nur noch ein Mode-Switch benötigt, mit dessen Hilfe die Betriebszustände ausgewählt werden („aus“ / „PWM“ / „full power“). Geeignet ist ein einpoliger Wechselschalter mit Mittelstellung „Aus“. Beide Bedienelemente werden über Stiftleisten angeschlossen (K2 und J1). Zur Überwa-



chung der aktuellen Einstellungen wird ein (Standard-)LCD-Display mit 2x16 Zeichen genutzt, auch dieses ist über einen Standard-Konnektor mit der Platine verbunden.

Im Mittelpunkt der Schaltung steht ein PIC16F628 (es ist auch ein PIC16F628A verwendbar). Zwei parallel geschaltete Leistungs-FETs sowie kräftige Freilaufdioden sorgen dafür, dass man Gleichspannungsmotoren bis 30 V mit Nennströmen von bis zu 10 A direkt und ohne Probleme treiben kann. Die Elektronik

kommt sogar mit noch höheren Strömen zurecht. Man muss aber unbedingt auf einen ausreichenden Leiterquerschnitt achten (dicker verzinnen, eventuell einen Draht auflöten)!

Auch bei der Bedienung haben die Autoren an den Verwendungszweck „Motorsteuerung“ gedacht. Ein nützliches Feature ist die Boost-Funktion, die Gleichspannungsmotoren zuverlässig anlaufen lässt. Für die eingestellte Boost-Time werden die Ausgänge voll durchgeschaltet, unabhängig vom eingestellten Duty-Cycle.

Aus Sicherheitsgründen wird nach dem (Neu-)Start des PWM-Generators erst dann der Ausgang freigegeben, wenn der Betriebswahlschalter vorher auf „aus“ stand und dann umgeschaltet wird. Damit ist sichergestellt, dass eine angeschlossene Maschine nach einem Stromausfall nicht sofort anfährt.

Im Normalbetrieb (PWM-Betrieb) wird die aktuelle Frequenz der PWM sowie der Duty-Cycle (in %) auf der Anzeige dargestellt. Über den Inkrementalgeber kann nun der Duty-Cycle verändert werden.

In einem Setup-Menü lassen sich die Grundeinstellungen ändern. Um dahin zu gelangen, muss der Betriebszustand „aus“ gewählt und der Drehgeber für mehrere Sekunden gedrückt werden.

Im Menü gibt es folgende Optionen:

Boost: on / off

Boost-Time: 1 Sek. / 2 Sek. / 5 Sek.

PWM-Freq.: 1 kHz / 2 kHz / 5 kHz

PWM-Step: 1 % / 2 % / 5 % / 10 %

Mit „exit“ wird das Setup-Menü wieder verlassen. Der Parameter „PWM-Step“ gibt an, mit welchen Sprüngen der Drehgeber den Duty-Cycle im PWM-Modus verändert.

Die eingestellten Werte gehen selbst beim Abschalten der Stromversorgung nicht verloren, da sie im EEPROM des 16F628(A) gespeichert werden.

Bei den Autoren verrichtet die Schaltung hervorragende Dienste, auch bei einer Frequenz von 5 kHz sind die Flanken sehr sauber und stabil.

[1] www.elektor.de/090856

Preamp, Mixer & Leitungstreiber

für E-Gitarren

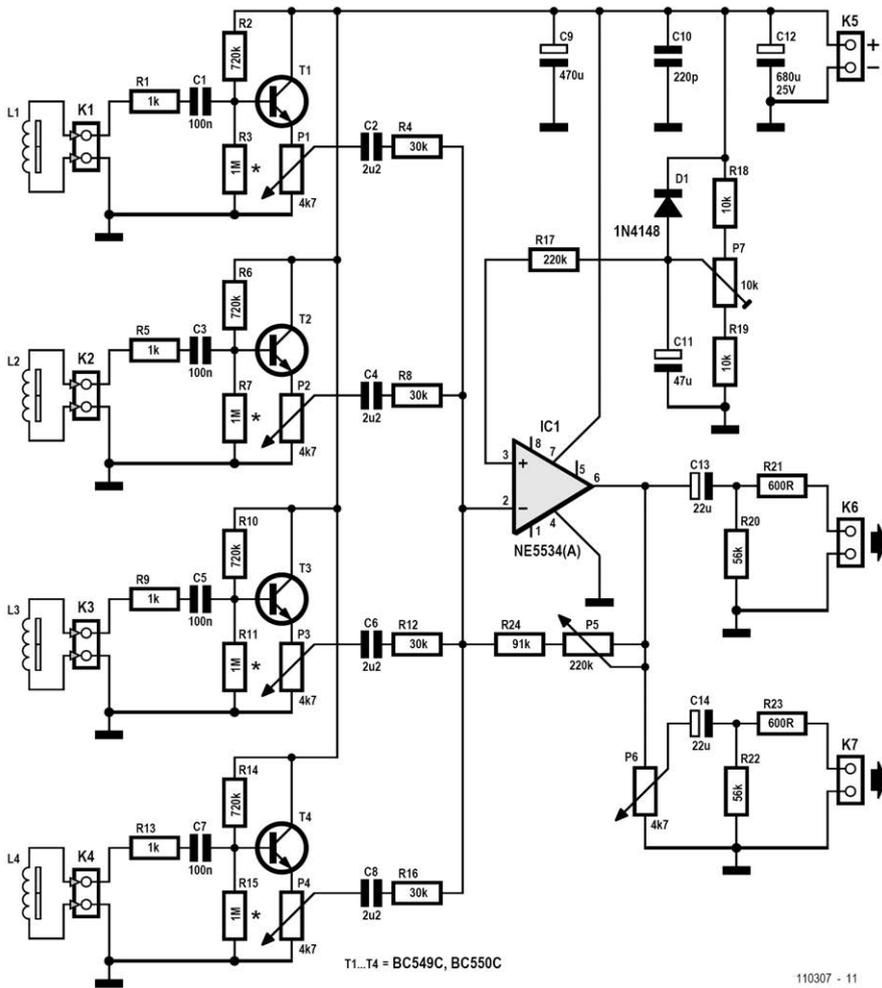
46

Petre Tzvetanov Petrov (Bulgarien)

Je nach der Bauart von E-Gitarren hat man es mit bis zu sechs Tonabnehmern zu tun. Auch wenn man eine akustische Gitarre mit mehr als einem Tonabnehmer nachrüstet, kann die hier beschriebene Elektronik nützlich sein. Auf jeden Fall beeinflusst die Art und die Platzierung der Pickups massiv die Klangcharakteristik. Wenn

eine Gitarre mit mehr als einem Pickup ausgestattet ist, dann kann man diese mit oder ohne zusätzliche Bauteile zusammenschalten. Und es hat Vorteile, wenn man jeden Tonabnehmer zunächst individuell puffert. Nach Impedanzwandlung und vor der Zusammenfassung kann man die Signale dann individuell verstärken

79



und so den gewünschten Klang einstellen. Das Summensignal steht dann für weitere Klangprozessoren oder Verstärker zur Verfügung.

Gitarristen wissen aus Erfahrung, dass Kabel über 2 m Länge schon deutlich den Klang verschlechtern. Die Tonabnehmer-
spulen sollen typischerweise mit einer Last von 50 k Ω oder gar 200 k Ω abgeschlossen werden, da sie recht hochohmig

sind. Von daher werden manchmal Vor-
verstärker integriert, die nicht etwa Span-
nung verstärken, sondern das Signal nie-
derohmig machen. Dann kann man auch
längere Kabel von 3...10 m einsetzen,
denn die zugehörigen Kapazitäten von
90...180 pF/m wirken sich nicht mehr
dämpfend auf die Höhen aus.

Die beschriebene Schaltung hat für jeden
Pickup einen eigenen Impedanzwandler

aus einem Transistor in Kollektorschaltung, was eine Verstärkung von knapp unter 1 ergibt. Bei den typischen Pegeln um die 200 mV_{SS} ist das kein Problem.

Die Eingangsimpedanz der Impedanzwandler liegt bei mehr als $200 \text{ k}\Omega$, was für praktisch alle Tonabnehmer passt. Noch höhere Eingangsimpedanzen von etwa $500 \text{ k}\Omega$ lassen sich durch ersatzlose Entfernung der $1\text{-M}\Omega$ -Widerstände mit dem Sternchen und durch Erhöhung der $720\text{-k}\Omega$ -Widerstände auf $1,2\dots 1,5 \text{ M}\Omega$ bewerkstelligen. Der größte dynamische Signalbereich ohne Verzerrungen ergibt sich, wenn an den Potis P1...P4 etwa die halbe Betriebsspannung abfällt.

Die Transistoren der Eingangsstufen sollten wenig rauschen und eine hohe Stromverstärkung aufweisen. Die Typen BC549C und BC550C und sogar der fast antike BC109C eignen sich hervorragend, aber sogar mit BC546C, BC547C und BC548C erhält man brauchbare Resultate.

Mit den Potis P1...P4 kann man den jeweiligen Signalanteil jedes Tonabnehmers einstellen, bevor diese Signale dann mit einem Addierer zusammengefasst werden. Hierzu wird der Audio-Opamp NE5534 oder NE5534A (IC1) verwendet. Der Typ 5534(A) ist nicht nur rauscharm, sondern kann Lasten bis hinunter zu 600Ω problemlos treiben. Die ideale Last sollte aber $\approx 2 \text{ k}\Omega$ sein. Dank P5 ist die Gesamtverstärkung im Bereich $3\dots 10$ einstellbar. Bei hoher Verstärkung ergibt sich eine Begrenzung und somit Verzerrung der Signale, was klanglich durchaus erwünscht sein kann. Die maximale unver-

zerrte Amplitude hängt von der Versorgungsspannung ab. Mit $470 \text{ k}\Omega$ für P5 kann man die maximale Gesamtverstärkung mehr als verdoppeln.

Der Ausgang K7 hat ein eigenes Volume-Poti (P6). Braucht man keine Volume-Einstellung, kann K7 entfallen und nur K6 verwendet werden. Beide Ausgänge können mit 600Ω belastet werden und sogar hochohmige Kopfhörer treiben.

Test und Abgleich sind sehr einfach:

1. Man überprüfe, ob an den Potis P1...P4 etwa die halbe Betriebsspannung anliegt.

2. Ohne Eingangssignal wird P7 so eingestellt, dass an P6 die halbe Betriebsspannung anliegt. Wenn ein paar hundert Millivolt Abweichung keine Rolle spielen, kann P7 entfallen und R17 an die Verbindung von R18 und R19 angeschlossen werden.

Zur Versorgung eignet sich eine Spannung zwischen 12 V und 24 V . Auch ein Batteriebetrieb mit einer 9-V-Blockbatterie ist möglich, was allerdings den maximalen Ausgangspegel einschränkt. 18 V aus zwei 9-V-Batterien in Serie ist die bessere Lösung. Die Schaltung benötigt einen Strom von etwa 10 mA .

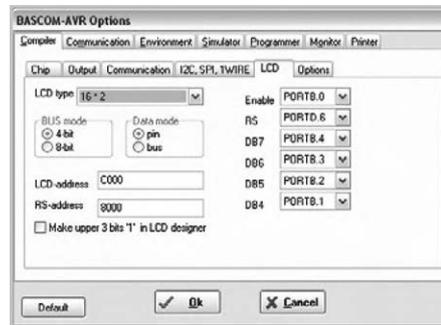
Bei 12-V-Versorgung ergibt sich ein Maximalpegel von etwa 4 V_{SS} an einer Last von $2 \text{ k}\Omega$. Der Frequenzbereich ist mit $20 \text{ Hz}\dots 20 \text{ kHz}$ mehr als ausreichend. Bezogen auf die Anwendung sind Verzerrungen und Rauschen praktisch zu vernachlässigen.

Jürgen Stannieder (D)

Diese Timer-Schaltung schaltet einen 12-V-Verbraucher in einer Solaranlage auf Tastendruck für die im Controller vorgegebene Zeit ein. Nach Ablauf der Zeit trennt ein bistabiles Relais den Verbraucher und auch die Controller-Schaltung von der 12-V-Versorgungsspannung. Die gewünschte Zeit kann im Quellcode des Controllers eingestellt werden.

Nach Betätigen des Tasters S1 liegt an Spule L1 des Relais Spannung, und das Relais schaltet den Verbraucher ein. Als bistabiles Relais verbleibt es in der erreichten Position. Da nun auch Spannung an dem Spannungsregler 78L05 (wahlweise Low-drop-Ausführung LP2950CZ-5.0) liegt, bekommt der Controller seine 5 V. Im Controller läuft nun das Programm „Timer“, bis die voreingestellte Zeit abgelaufen ist. Nach Ablauf von 90 % der Zeit leuchtet als Vorwarnung LED D2 auf und weist darauf hin, dass der Verbraucher in Kürze abgeschaltet wird. Diese Zeit lässt sich in der Firmware natürlich nach Belieben anpassen.

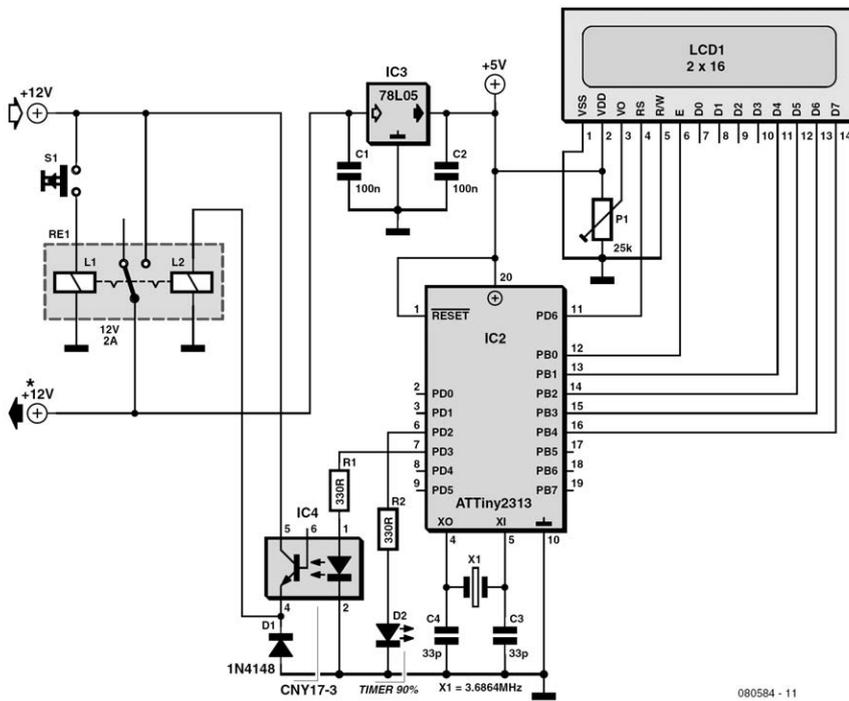
Ist die Zeit abgelaufen, setzt der Controller einen Ausgang (Pin 7) auf „High“ und steuert damit einen Optokoppler CNY 17-3, der die Spule L2 des bistabilen Relais an 12 V legt. Das Relais geht wieder in die Ausgangsposition und schaltet die 12 V für den Verbraucher ab und ebenso auch den Controller, der ja ebenfalls über den Relaiskontakt mit Spannung versorgt



wurde. In seinem Musteraufbau hat der Autor ein 16x2-LCD in der Miniatur-Ausführung HMC16223SG (52x20mm) verwendet. Man kann natürlich auch ein Standard-2x16-LCD mit HD44780-kompatiblen Controller verwenden oder auf das LCD verzichten und die entsprechenden Zeilen im Quellcode löschen.

Das LCD zeigt in der oberen Zeile die in der Software eingestellte Zeit in Sekunden und in der unteren Zeile die Zeit in Sekunden, die seit dem Drücken des Tasters bereits abgelaufen ist.

Das abgebildete Programmfenster zeigt die Einstellung für das LCD mit BASCOM-AVR. Der Quellcode des Programms steht unter [1] zum Download bereit. Es sei noch angemerkt, das mit P1 lediglich der Kontrast des LCDs eingestellt wird. Ist auf dem Display nichts zu sehen, sollten Sie einmal daran drehen...



Weblinks
 [1] www.elektor.de/080584

Downloads
 Software
 080584-11 Source-Code

Tempowarner

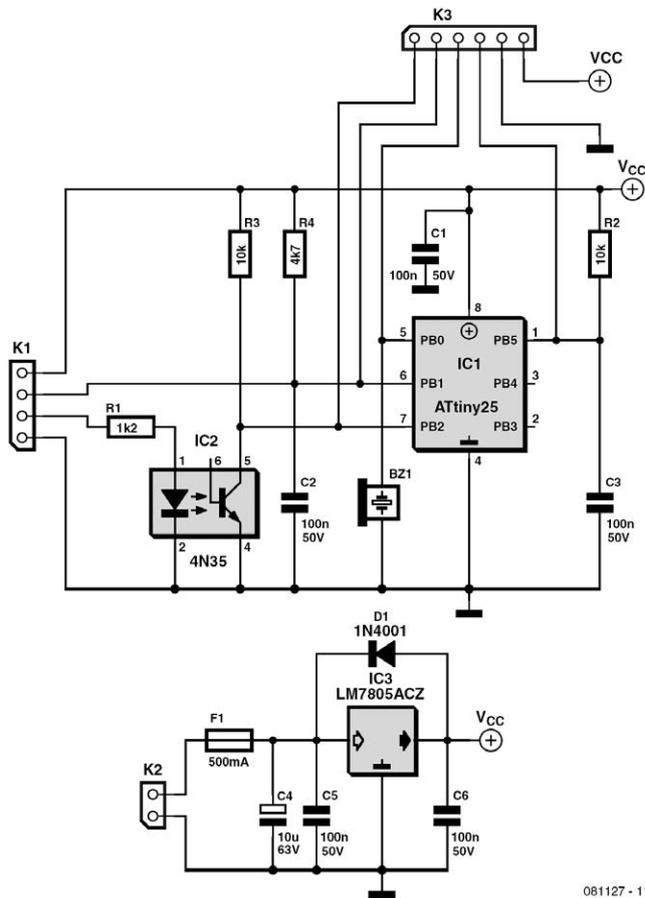
48

Mark Donners (NL)

Vor einiger Zeit durfte der Autor einmal einen älteren Citroën fahren. Dabei faszinierte ihn eine technische Spielerei, die er trotz ausgiebiger Suche so nicht kaufen

konnte. Für einen Elektroniker gibt es da nur eine Reaktion: Selbstbau! Bei der Spielerei handelt es sich um eine Überwachung der Geschwindigkeit. So-

83



081127 - 11

bald das eingestellte Tempo überschritten wird, ertönt ein Alarm. Auf diese Weise wird der in Gedanken versunkene Fahrer an die zulässige Geschwindigkeit erinnert. Eine Art Pseudo-Tempomat mit Fahrerbeteiligung also ;-)

Die Schaltung basiert auf einem ATtiny25-Mikrocontroller von Atmel. Dieser Chip ist mehr als ausreichend für eine solche Aufgabe. Es genügt, den Controller mit 1 MHz des internen Oszillators zu takten. Das gewünschte Tempolimit wird mit

einem Taster eingestellt, der an Pin 1 (PB1 von IC1) und Pin 3 von K1 angeschlossen wird.

Die Bedienung ist sehr einfach: Wenn die gewünschte Geschwindigkeit erreicht ist, drückt der Fahrer einfach auf den Taster und die aktuelle Geschwindigkeit wird im Speicher des Mikrocontrollers abgelegt. Anschließend wird ein akustischer Alarm ausgelöst, sobald diese Geschwindigkeit überschritten wird. Eine geringe Überschreitung wird mit zwei kurzen Tönen

und eine deutliche Überschreitung durch einen langen Ton signalisiert.

Das Temposignal liegt an Pin 2 von K1. Die Potentialtrennung durch den Optokoppler IC2 schützt den Mikrocontroller vor Überspannungen und Störspitzen am Eingang PB2. Das Signal kann man einfach bei einem elektronischen Tacho abzapfen oder notfalls mit Hilfe von Reed-Relais und Magnet selbst generieren.

Die Firmware ist in C geschrieben und wurde mit Codevision kompiliert. Die Aufgabe der Software ist es, via Interrupt die aktuelle Geschwindigkeit mit dem gespeicherten Wert zu vergleichen. Als Maß für das Tempo dient der zeitliche Abstand

zweier Impulse. Falls der gemessene Abstand kürzer ist als der gespeicherte und damit das Tempo zu groß ist, wird der Alarm ausgelöst.

Für die Übertragung der Software in den Mikrocontroller kann man den ISP-Anschluss K3 verwenden (Pin 1 = SCK, 2 = MISO, 3 = MOSI, 4 = /RESET).

Bei der Suche nach Informationen über die Art des Tachosignals verschiedener Autotypen ist Google eine gute Hilfe.

Weblinks

[1] www.elektor.de/081127

Downloads

Software

081127-11 Source- und Hex-Code

Mini-Experimentierplatine für ATtiny45 49

Claude Frayssinet, F6HYT (F)

Diese kleine und sehr einfache Experimentierplatine wurde für Versuche mit den 8-poligen AVR-Kontrollern von Atmel entworfen. Jeder Baustein mit acht Anschlüssen und einer Spannungsversorgung über Pin 8 (+5 V) sowie Pin 4 (0 V) ist verwendbar, außerdem müssen die Programmierpins mit denen des ATtiny45 übereinstimmen.

Die acht Anschlüsse des ICs werden auf je zwei Reihen Lötunkte und Schraubklemmen (K1 und K2) im 5,08 mm-Raster geführt.

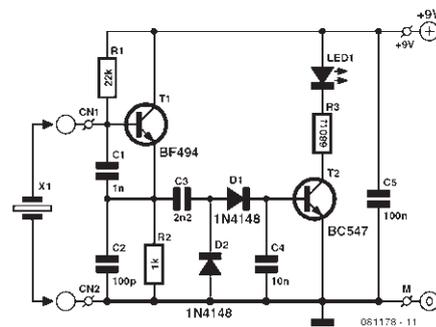
Drei Arten der Spannungsversorgung sind vorgesehen: durch ein externes 8- bis 12-V-(15-V)-Netzteil mit Standardanschluss, durch ein 5-V-Netzteil über den ISP-Anschluss (falls Jumper J1 gesteckt wurde) oder aber durch drei 1,5-V-Zellen über den Schalter S1. Wenn man keine Batterien verwendet, dann hat man noch ein Lochrasterfeld zur Verfügung. Eine LED zeigt das Anliegen der Versorgungsspannung an.

Für Experimente wurden drei Möglichkeiten integriert: Eine simple Logikanzeige mit LED samt Vorwiderstand zur

Christian Tavernier (F)

Die meisten passiven Bauelemente lassen sich auf recht einfache Weise messen und testen, doch leider gilt dies nicht für Schwingquarze. Das Überprüfen auf Funktionsfähigkeit ist mit Standard-Messgeräten oder Multimetern nicht möglich. Schwingquarze sind ihrer Natur nach ziemlich einfache Bauelemente, sie bestehen aus einer auf Maß geschliffenen Kristallscheibe, auf die zwei metallische Elektroden entweder aufgedruckt oder aufgedampft sind. Die Verbindung mit der Außenwelt stellen zwei daran angeschlossene Drähte her. Die maßgeblichen Eigenschaften eines Schwingquarzes lassen sich nicht durch Widerstands- oder Kapazitätsmessungen bestimmen. Der Widerstand liegt immer bei mehreren Megaohm, während die Kapazität nur wenige Picofarad beträgt. Die Funktion eines Quarzes ist nur eindeutig überprüfbar, wenn der Proband in eine Oszillatorschaltung einbezogen wird. Eine solche Schaltung ist aber nicht sehr aufwendig, so dass sich ein Quarz-Tester ohne hohe Investitionen realisieren lässt.

In der Praxis begegnen wir Schwingquarzen mit den unterschiedlichsten Frequenzen, die meisten liegen aber zwischen 1 MHz und 50 MHz. Ein Oszillator zum Testen von Schwingquarzen muss folglich über einen sehr weiten Frequenzbereich schwingfähig sein. Unsere Oszillatorschaltung wurde deshalb so ausgelegt, dass sie nicht an eine bestimmte Frequenz



gebunden ist. Das aktive Bauelement des Oszillators ist T1, ein BF494. Kondensator C1 zwischen Basis und Emitter von T1 hat für diesen Oszillator-Typ eine ungewöhnlich hohe Kapazität. Das ist notwendig, damit der Oszillator mit möglichst allen Quarzen zwischen 1 MHz und 50 MHz schwingt.

Wenn der Quarz nicht defekt ist, liegt am Emitter von T1 ein nahezu sinusförmiges Signal, die Frequenz ist gleich dem „Grundton“ des Quarzes. Dieses Signal lädt nach Gleichrichtung durch D2 über D1 den Kondensator C4 auf. Sobald die Spannung an C4 einen bestimmten Wert erreicht, beginnt T2 zu leiten. Das hat zur Folge, dass die in der Kollektorleitung von T2 liegende LED aufleuchtet. Die LED signalisiert, dass der Quarz die ihm zugedachte Aufgabe erfüllt.

Mit unserem Quarztester können wir natürlich nicht messen, auf welcher Fre-

Stückliste

Widerstände

R1 = 22 k

R2 = 1 k

R3 = 880 ?

Kondensatoren

C1 = 1 n

C2 = 100 p

C3 = 2,2 n

C4 = 10 n

C5 = 100 n

Halbleiter

D1, D2 = 1N4148

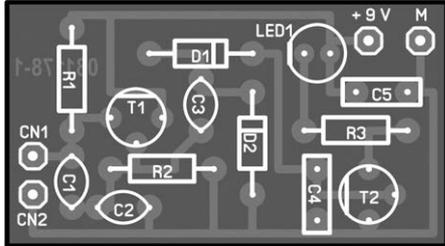
T1 = BF494

T2 = BC547

LED1 = LED

Außerdem

Quarzfassung für HC 6/U
und/oder HC 18/U



quenz der Oszillator schwingt. Die Erfahrung lehrt jedoch, dass defekte Quarze sich überhaupt nicht regen, während intakte Exemplare auf ihrer Grundfrequenz oder einem ihrer „Obertöne“ schwingen (siehe unten). Wenn es auf den genauen Wert ankommt, kann die Frequenz mit einem Oszilloskop oder Frequenzmesser parallel zu Widerstand R2 gemessen werden.

Der Aufbau der Schaltung dürfte keinen Anlass zu Problemen geben. Das gilt insbesondere dann, wenn die Schaltung auf der kleinen Platine aufgebaut wird, für die wir ein Layout entworfen haben. Das Layout kann von der Elektor-Website [1] heruntergeladen werden. Wegen der relativ hohen Frequenzen sollte die Platine aus Epoxyd (FR4) gefertigt sein, Hartpapier (Pertinax) ist hier weniger geeignet. Natürlich kann die Schaltung auch auf einer

Experimentierplatine aus FR4 aufgebaut werden.

Zum Testen von Quarzen mit starren Anschlüssen hat sich die Montage von zwei Quarzfassungen (HC 6/U und HC 18/U) als praktisch erwiesen, die einfach parallel geschaltet werden. Quarze mit biegbaren Anschlussdrähten können natürlich in eine beliebige Quarzfassung gesteckt werden.

Der Quarztester arbeitet mit 9 V Betriebsspannung. Eine 9-V-Batterie reicht als Energiequelle vollkommen aus. Die Schaltung hat einen geringen Strombedarf, und außerdem dürfte sie immer nur kurzzeitig in Betrieb sein. Wie schon angemerkt, lassen sich Quarze testen, deren Frequenzen zwischen 1 MHz und 50 MHz liegen. Dieser Bereich schließt fast alle auf dem Markt gängigen Quarze (bis auf Uhrenquarze) ein. Wenn der Aufdruck oder die Einprägung eine höhere Frequenz als 50 MHz angibt, bezieht sich die angegebene Frequenz meistens auf einen so genannten „Oberton“, auch „Harmonische“ genannt. Eine Oszillatorschaltung, die auf einer Oberton-Frequenz schwingen soll, muss auf die Oberton-Frequenz abgestimmt sein. Die Grundfrequenz solcher Quarze liegt meistens um den Faktor 2 oder 3 niedriger. Der Grund für diesen Umstand

liegt darin, dass das Kristallplättchen mit zunehmender Frequenz dünner geschliffen werden muss. Die Grenze ist bei der Frequenz erreicht, bei der das Kristallplättchen spontan bricht. Bei Quarzen mit Frequenzen über 50 MHz handelt es sich deshalb in aller Regel um so genannte „Obertonquarze“.

Weblinks

[1] www.elektor.de/081178

Downloads & Produkte

Platine

081178-1, siehe www.elektor.de/081178

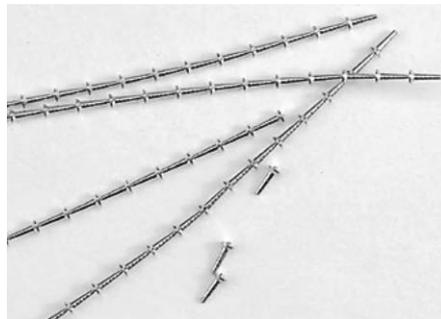
Schnell zu sicheren Vias

51

Kai Riedel (D)

Es gibt verschiedene Verfahren, um im Labormaßstab Platinen mit Durchkontaktierungen zu versehen. Erwähnt seien hier dünne Drähte, eingepresste Hohlknoten (z. B. von Bungard), Durchkontaktierungshülsen (z. B. von ELV) oder Durchkontaktierungsnieten (z. B. LPKF „EasyContact“). Darüber hinaus lassen sich Vias auch mit galvanischen Verfahren oder Durchkontaktierungspaste herstellen. Die genannten Verfahren sind teilweise aber sehr zeitaufwändig (und fehleranfällig). Einige davon erfordern auch Spezialwerkzeug oder teure Verbrauchsmaterialien.

Als kostengünstigere Möglichkeit haben sich beim Autor Durchkontaktierungsstifte von Harwin bewährt, die es in verschiedenen Größen gibt. Damit man die Durchkontaktierungsstifte T1559F46 ([1], erhältlich z.B. bei Farnell unter der Best.-Nr. 1143874, 500 Stück à 9,85 €) verwenden kann, werden Löcher mit einem Durch-



messer von 0,8 mm gebohrt, in die dann die Stifte einzeln gesteckt werden. Dafür gibt es bei Harwin ein spezielles Einpresswerkzeug (Farnell Best.-Nr. 145248, 224,98 €, eine Anleitung findet man unter [2]).

Die Stifte lassen sich aber auch ohne Spezial-Werkzeug einsetzen. Ein LötKolben mit breiter Spitze genügt! Die Stifte werden unter Erwärmung mit leichtem Druck in die Platine gepresst und dann von beiden Seiten verlötet. Durch den knappen

89

Bohrdurchmesser und das Eindringen der Stifte mittels LötKolben bleiben die Stifte auch beim Lötvorgang in der Platine stecken und fallen nicht wieder heraus, wie das z.B. mit dünnen Drähten passieren kann. Auf diese Weise kommt man recht

fix zu zuverlässigen Durchkontaktierungen.

[1] www.harwin.com/search/T1559F46?ProductSearch=True

[2] www.harwin.com/include/downloads/tis/IS-06.PDF

52 Blinklicht mit 24 LEDs ohne IC

Ian Field (UK)

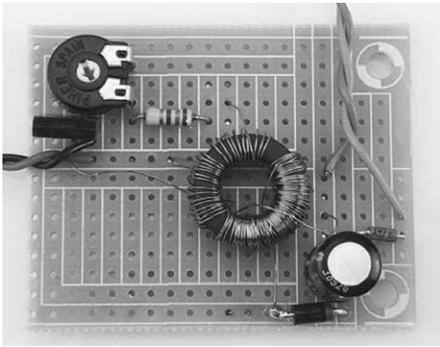
Eine blinkende Fahrradbeleuchtung fällt wesentlich mehr ins Auge als permanente Leuchten. Und so ein Blink-Licht kann ein Elektroniker auch selbst bauen und nachrüsten. Dank weniger einfacher Bauteile bleibt die Sache ein preiswertes Vergnügen.

Mit € 5,- am teuersten ist die Lampe mit 24 LEDs, die über eine magnetische Halterung verfügt. Ein DIAC des Typs DB3 ist einfach erhältlich. Zur Not schlachtet man eine alte 18-W-Energiesparlampe von Philips. Doch aufgepasst: Energiesparlampen mit 8 W oder 11 W sind meistens mit schwächeren DIACs bestückt.

Im Prototyp steckt der Leistungstransistor 2SD1266, für den man aber auch einen BD433 im TO126-Gehäuse einsetzen kann. Hauptsache, das Bauteil wird ausreichend gekühlt. Beschaffungsprobleme gibt es möglicherweise beim Ferrit-Ringkern. Der Kern im Prototypen hat einen Durchmesser von 9,16 mm innen und 17,76 mm außen sowie eine Dicke von 6,63 mm. Er entstammt einem alten

PC-Motherboard. Der freundliche PC-Händler um die Ecke hat sicher noch ein defektes Board herumliegen...

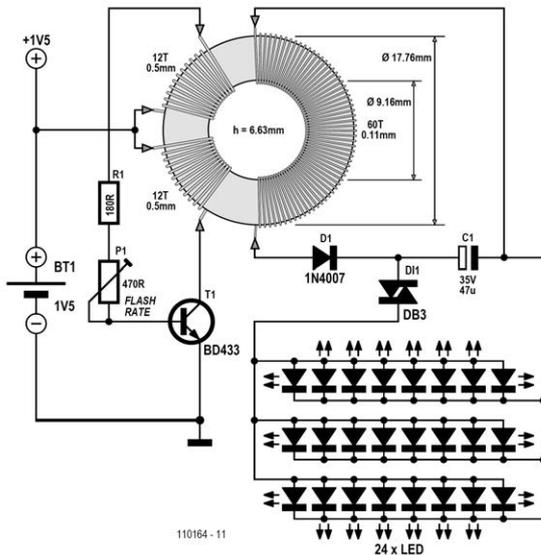
Die eigentliche Schaltung - ein einfacher Rechteckgenerator mit Trafo - kann einfacher kaum gestrickt sein. Die Sekundärwicklung besteht aus 60 Windungen dünnen Kupferlackdrahts, der vom Trafo eines alten Steckernetzteils stammt. Zuerst aber kommt die Primärseite aus zwei Wicklungen mit je 12 Windungen 0,5-mm-CuL an die Reihe. Die Sekundärseite wird einfacher, wenn man die Wicklung in der Mitte anfängt. Hierzu benötigt man ein Stück 0,1-mm-CuL von 2 m Länge. Man fädelt den Kern ein und hält die Enden hoch, so dass der Kern genau in der Mitte ist. Dann klebt man die Mitte provisorisch mit Tesafilm fest und befestigt am momentan nicht benötigten Ende ein kleines Gewicht, damit dieses nicht stört. Jetzt wickelt man mit dem anderen Drahtende 30 Windungen und klebt den Rest am Kern fest. Dann entfernt man den Klebestreifen



in der Mitte sowie das Gewicht und wickelt mit dem anderen Ende die noch fehlenden 30 Windungen. Damit es keine Probleme mit der Phase der beiden Wicklungen der Primärseite gibt, wickelt man sie am Stück und führt nach 12 Windungen eine kleine Drahtschleife heraus. Diese Mittenanzapfung kommt dann an den Pluspol der 1,5-V-Versorgung. Da die beiden Wicklungen gleich sind, wäre es eigentlich egal, wie diese angeschlossen

werden. Doch wenn die Schaltung nur sehr langsam blinkt, dann vertauscht man die Anschlüsse von Kollektor und Basis und schon stellt sich die typische Blinkfrequenz ein. Alternativ kann man die Blinkfrequenz auch noch mit dem Trimpoti justieren. Der 180- Ω -Widerstand schützt die Basis des Transistors vor zu hohen Strömen.

Auf der Sekundärseite werden die entstehenden Impulse durch eine Diode (Ersatztyp 1N4007) gleichgerichtet und damit der Kondensator geladen. Wenn die Spannung am Elko 32 V erreicht, zündet jedes Mal der DIAC und ein Stromimpuls fließt durch die LEDs. Ein DIAC des Typs DB3 verkraftet Ströme bis zu 2 A, was für helle Lichtblitze ausreicht. Noch heller wird es mit einem 100- μ F-Kondensator – die Frage ist nur, wie lange das gut geht. Solcherart blinkende Leuchten fallen auf beleuchteten Straßen in der Stadt ordentlich auf. Außerhalb von Ortschaften aber



wäre kontinuierliches Leuchten gerade für das Frontlicht aus weißen LEDs viel besser. In diesem Fall ist eine umschaltbare Blinkfrequenz ideal, wobei die Zusatzfrequenz so hoch eingestellt wird, dass sich quasi ein Dauerleuchten ergibt.

Bei allen solchen Tuningaktionen sollte allerdings die Gesetzeslage nicht aus den Augen gelassen werden. In Deutschland

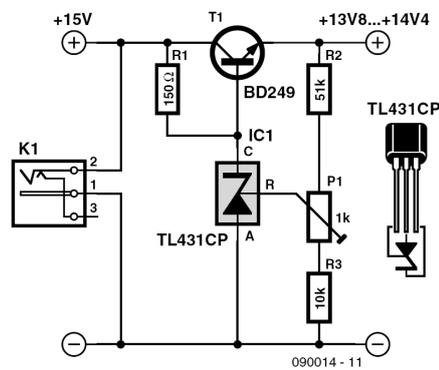
beispielsweise sind solche selbstgebauten Fahrradbeleuchtungen auf öffentlichen Straßen nicht zulässig. Hinzu kommt, dass hohe Blinkfrequenzen manchmal mehr irritieren als nutzen. Außerdem bedeutet eine hohe Blinkfrequenz eine höhere Belastung der Bauteile und ganz besonders der Batterie.

53 Low-Drop-Serienregler mit TL431

Lars Krüger (D)

Der Elektroniker hat mitunter einige 12-V-Bleiakkus (meist gasdicht verschlossene) im Bestand, die gut versorgt sein wollen, bis sie benötigt werden. Eine einfache Möglichkeit wäre das Anklemmen eines kleinen unregulierten 15-V-Steckernetzteils. Dies hat aber wegen der (zu) hohen Leerlaufspannung oft eine Überladung zur Folge. Abhilfe schafft ein kleiner, aber präziser Serienregler mit nur sechs Bauteilen, der ohne Kühlung direkt zwischen Steckernetzteil und Akku geschaltet werden kann (siehe Schaltbild).

Die Schaltung ist hinreichend kurzschlussfest (min. 10 s) und weist einen geringen Spannungsabfall von typisch 1 V über der Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors auf. Als Spannungsquelle geeignet sind Trafo-Steckernetzteile von etwa 12 V bis 15 V und max. 0,5 A. Durch Verwendung eines Kühlkörpers für T1



und Verringern von R1 lässt sich die Schaltung auch für größere Ströme dimensionieren.

Weblink <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf>

Jürgen Stannieder (D)

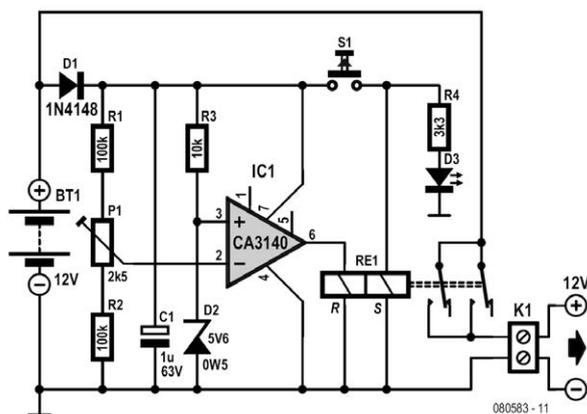
Der Akkuwächter verhindert die schädliche Tiefentladung von 12-V-Bleigel-Akkus. Bevor ein solcher Fall eintritt, trennt ein bistabiles Relais den Akku vom Verbraucher. Das bistabile Relais wird von einem als Komparator geschalteten Opamp gesteuert.

Der Opamp vergleicht die Akkuspannung mit der Referenzspannung, die mit Zenerdiode D2 erzeugt wird. Wenn die mit P1 eingestellte Spannung die Zenerdioden-Spannung unterschreitet, weil der Akku stark entladen ist, schaltet der Opamp um. Der Opamp-Ausgang geht auf hohe Spannung, so dass Relais RE1 anzieht und die an K1 angeschlossene Last abschaltet. Nachdem der Akku aufgeladen ist, lässt sich die Last durch Drücken von Taster S1 wieder zuschalten.

Als Relais ist beispielsweise der 5-V-Typ

G6AK-234P-ST-US 5 VDC von Omron geeignet. Der Widerstand beider Relaiswicklungen beträgt hier 139Ω , beim Relais-Typ RAL-D 5 W-K von Fujitsu beträgt er 167Ω . In dem Moment, in dem die Akkuspannung die Abschaltgrenze erreicht und das Relais aktiv wird, nimmt die Schaltung ungefähr 45 mA Strom auf. Nachdem die Last abgeschaltet ist, steigt die Akkuspannung wieder an. Da das Relais jetzt stromlos ist, werden dem Akku nur noch ungefähr 2,5 mA entnommen.

Der Einstellbereich von P1 ist absichtlich begrenzt. Bei der Zenerdioden-Spannung von 5,6 V und dem Spannungsabfall von 0,64 V an D1 lässt sich die Abschaltspannung zwischen ungefähr 11,5 V und 11,8 V einstellen. Maßgebend ist nicht nur die Zenerdioden-Spannung, auch die Toleranz der Zenerdiode wirkt sich auf den



Marc Dirix (NL)

Heizungsanlagen, die mit Fußbodenheizungen gekoppelt sind, pumpen das Heizungswasser mit einer eigenen Pumpe durch die Rohre. Die Pumpe ist meistens rund um die Uhr in Betrieb, weil die Regelung der Heizungsanlage nicht dafür eingerichtet ist, diese Pumpe separat zu steuern.

Diese Schaltung kann die Pumpe der Fußbodenheizung entweder selbstständig oder über den Kontakt des Hauptthermostats im Wohnzimmer regeln. Zur Wahl stehen vier Varianten:

1) Temperatursensor 1 befindet sich am Zuflussrohr der Fußbodenheizung, während Temperatursensor 2 kurzgeschlossen ist. Wenn die Temperatur am Zuflussrohr unter die Schaltschwelle sinkt, läuft die Pumpe noch 20 Minuten nach.

2) Temperatursensor 1 befindet sich am Zuflussrohr der Fußbodenheizung, Temperatursensor 2 ist am Abflussrohr montiert. Die Regelung verhält sich wie im ersten Fall. Solange jedoch die Temperaturen am Zufluss- und am Abflussrohr gleichzeitig über der Schaltschwelle lie-

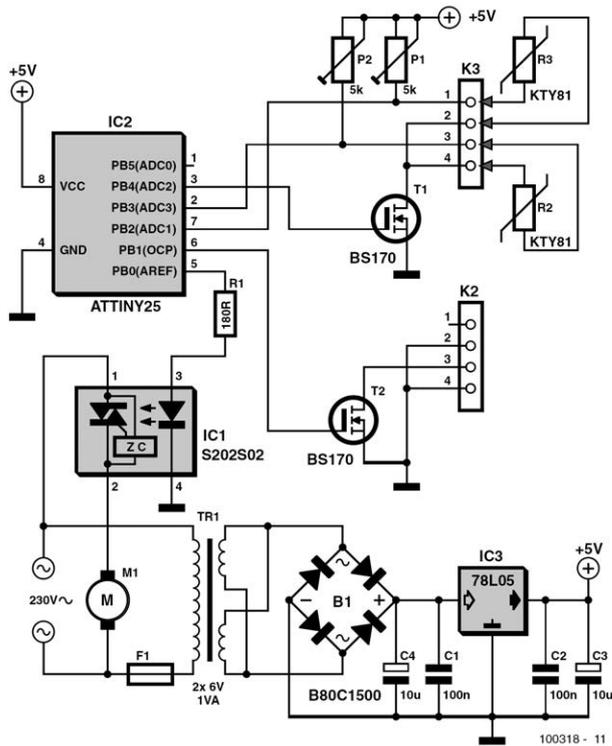
gen, wird die Pumpe (vorübergehend) abgeschaltet.

3) Der Schalteingang ist mit dem Hauptthermostat im Wohnzimmer verbunden. Solange der Kontakt geschlossen ist (gleicher Eingang wie Temperatursensor 1), ist die Pumpe in Betrieb. Wenn der Kontakt öffnet, wird die Pumpe nach 20 Minuten abgeschaltet.

4) Der Schalteingang ist mit dem Hauptthermostat im Wohnzimmer verbunden, Temperatursensor 2 befindet sich am Abflussrohr der Fußbodenheizung. Die Regelung verhält sich wie im dritten Fall. Wenn jedoch die Temperatur am Abflussrohr die Schaltschwelle übersteigt, wird die Pumpe (vorübergehend) abgeschaltet.

Temperatursensor 2 kann auch zur Frostsicherung der Fußbodenheizung dienen. Der Sensor wird am Zuflussrohr der Pumpe montiert, die Schaltschwelle wird auf ungefähr 50 °C eingestellt.

Die Signale der PTC-Temperatursensoren (PTC = Positive Temperature Coefficient) werden von einem Mikrocontroller ATtiny25 ausgewertet. Der Mikrocontroller



vergleicht die vom ersten Temperatursensor kommende Spannung mit einem Sollwert und mit Null. Wenn die Sensorspannung den Sollwert überschreitet oder Null ist (durch den externen Schalter), geht der Pumpen-Steuer Ausgang auf hohe Spannung, so dass über ein Opto-Triac die Pumpe eingeschaltet wird. Gleichzeitig geht ein zweiter Ausgang (Pin 6) auf niedrige Spannung. Dort kann zum Beispiel eine Kontroll-LED angeschlossen werden. Der Mikrocontroller verbindet die Masseanschlüsse der Temperatursensoren über FETs nur dann mit Masse, wenn Messungen stattfinden. Auf diese Weise wird verhindert, dass durch die Sensoren und die

zugehörigen Trimpotis kontinuierlich Ströme fließen. Die Takt des Mikrocontrollers ist mit einem internen Fuse-Bit auf 128 kHz eingestellt. Diese Frequenz, die für die Heizungsregelung völlig ausreicht, lässt sich mit dem Vorteiler von Timer 1 leicht auf 1024 Hz herabteilen. Timer 1 zählt dann bis 125 und erzeugt einen Interrupt. Der Interrupt tritt ungefähr im zeitlichen Abstand einer Sekunde ein. In der Interrupt-Routine wird der Status der Pumpe geprüft. Wenn das von Temperatursensor 1 kommende Signal den Sollwert überschreitet oder Null ist, wird der Timer, der die Pumpe steuert, auf 20 Minuten eingestellt. Die Pumpe läuft 20 Minuten nach,

gerechnet von dem Zeitpunkt, an dem die Temperatur unter den Sollwert gesunken ist. Falls das Signal des Temperatursensors 2 zwischenzeitlich den Sollwert überschreitet, wird die Pumpe sofort abgeschaltet.

Im letzten Teil der Interrupt-Routine wird die nächste Messung gestartet. Der Mikrocontroller verbindet einen Temperatursensor über den zugehörigen FET mit Masse, anschließend durchläuft er eine Messroutine. Die Temperatursensoren werden wechselweise abgefragt, das Messintervall jedes Sensors beträgt 2 s.

Die Regelung schaltet die Pumpe mindestens einmal in 18 Stunden für fünf Minuten ein. Ein zweiter Langzeit-Timer speichert hierzu, wie lange der letzte Pumpenstart zurückliegt. Bei jedem Einschalten der Pumpe wird der Timer zurückgesetzt. Wenn der Langzeit-Timer nach 18 Stunden ($65536 \text{ s} = 18,2 \text{ h}$) nicht zurückgesetzt ist, wird der Timer, der die Pumpe steuert, auf fünf Minuten eingestellt. Solange der Timer läuft, ist die Pumpe eingeschaltet.

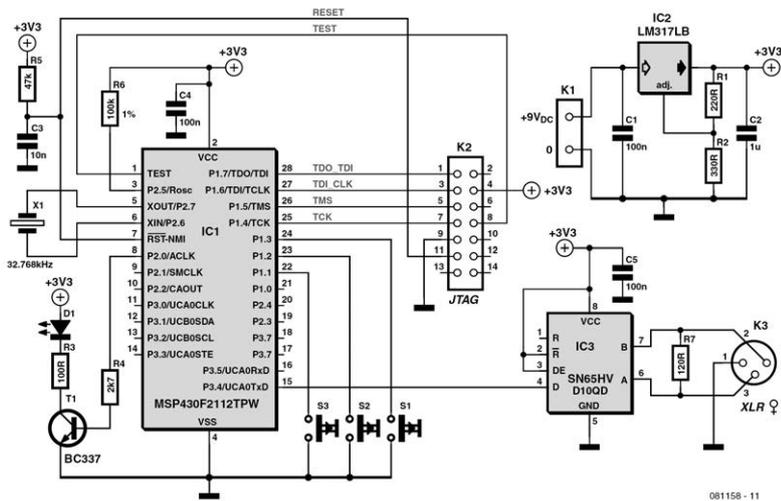
Gerald Weis (A)

Auf kleineren und größeren Veranstaltungen macht sich etwas Lichttechnik immer gut. Mittels eines kopfbewegten Scheinwerfers lassen sich zum Beispiel Firmenlogos oder Ähnliches an die Wand oder Decke projizieren. Gesteuert werden diese effektvollen Lichtquellen über das weit verbreitete DMX-Protokoll [1], für das es reichlich PC-Software-Lösungen gibt. Allerdings erfordert das Bereitstellen eines Notebooks oder PCs und das Einrichten der USB/DMX-Hardware einigen Mehraufwand. Der Autor hat sich daher einen kleinen Stand-Alone-DMX-Sender gebaut, der sich mit drei Tastern auf einfache Weise konfigurieren lässt.

Die kompakte Schaltung basiert auf einem Controller MSP430F2112 von TI, als DMX-Treiber wird der RS485-Transcei-

ver SN65HVD10QD des gleichen Herstellers verwendet (Tipp: beide Chips kann man bei TI „samplen“ ;-)). Ansonsten braucht es nur noch eine kleine Platine, eine weibliche XLR-Buchse, drei Taster und ein paar Kondensatoren und Widerstände.

Die Beschaltung des MSP430ers samt JTAG-Schnittstelle ist Standard, mehr Infos zum Controller gibt es im Internet [2]. Im Schaltplan ist ein Quarz eingezeichnet, doch es geht auch ohne, da der MSP430 einen internen Oszillator mitbringt. Wichtig ist es dann, diesen genau zu justieren, hierzu dient der (ebenfalls im Schaltplan verzeichnete) Widerstand R6 (ROSC). Das Datenblatt des Controllers [3] zeigt die entsprechenden Werte. Zur Kontrolle sollte die Frequenz des internen Oszilla-



081158 - 11

tors auf einem Pin ausgegeben und gemessen werden.

Über den Portpin P2.0 wird eine LED gesteuert, die das Senden signalisiert. Zum DMX-Treiber (IC3) und seiner Beschaltung sind im Internet ausführliche Infos zu finden [4].

Der Autor hat eine Controller-Firmware geschrieben, die man noch an die zu verwendenden DMX-Geräte anpassen muss. Auf der Projektwebsite zu diesem Artikel kann man ein C-Source-File des Autors downloaden [5], als Entwicklungsumgebung lässt sich die ebenfalls bei Elektor downloadbare IAR Kickstart Edition nutzen [6].

Der Code zur Initialisierung der seriellen Schnittstelle ist auch von der TI-Homepage zu beziehen. Die Software sendet jeweils 25 DMX-Kanäle. Zur Abfrage der Taster und zum Senden der DMX-Daten werden Interrupts verwendet (in der Beispiel-Firmware des Autors ist ein Taster für eine „Tilt“-Bewegung für den Moving Head „MH-640“ von Futurelight konfi-

guriert, die anderen Taster haben keine Funktion).

Wie jedes Projekt bringt auch dieses noch Raum für Verbesserungen mit. Wenn der interne RC-Oszillator des MSP430 verwendet wird, kann es bei Temperaturänderungen vorkommen, dass der DMX-Bus nicht mit der richtigen Geschwindigkeit arbeitet. Dies könnte man jedoch mittels der Temperaturdiode im MSP430 messen und somit ausregeln. Eine feine Sache wäre auch ein Display. Wer Interesse hat, eigene Erweiterungen einzubringen, darf sich gerne mit dem Autor in Verbindung setzen [7]!

Weblinks

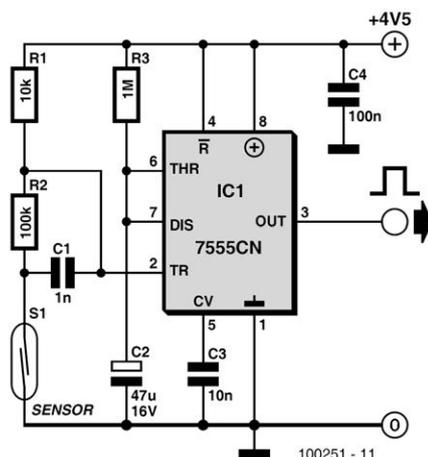
- [1] [http://de.wikipedia.org/wiki/DMX_\(Lichttechnik\)](http://de.wikipedia.org/wiki/DMX_(Lichttechnik))
- [2] www.ti.com
- [3] <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/msp430f2112.pdf>
- [4] <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/sn65hvd10.html>

57 Einfacher Fahrrad-Alarm

Gerard Seuren (NL)

Das Ziel des Autors war es, eine einfache Alarmanlage für sein Elektro-Fahrrad und andere Anwendungen zu entwickeln. Als Ausgangspunkt diente ein Fenster-Alarm-sensor, den er mit einem Zeitschalter von einer Minute Dauer erweitert hat. Hierzu verlängert ein 555-Timer die Impulse des Reed-Kontakts im Sensor, der am Vorderrad so befestigt ist, dass ein an den Speichen montierter Magnet den Kontakt bei jeder Umdrehung des Rads kurzzeitig schließt. So ein Magnet ist bei jedem preiswerten Fahrrad-„Computer“ im Lieferumfang enthalten und erhält hier sogar eine Doppelfunktion.

Das Vorderrad wird nicht mit einem Schloss gesichert. Daher wird der Reed-Kontakt kurz geschlossen, wenn sich das Vorderrad bewegt und der Magnet den Sensor passiert. Hierdurch wird der eine Minute dauernde Impuls ausgelöst und damit ein Alarmgeber aktiviert. Bei Verwendung der CMOS- Version 7555 des 555 ist der Stromverbrauch sehr gering und die Batterielebensdauer groß. Die Schaltung kann einfach mit in das Gehä-



se eines Alarmgebers eingebaut werden. Resultat ist eine simple und kleine, aber effektive Alarmanlage.

Die Alarmanlage samt Batterie sollte möglichst unauffällig (zum Beispiel unter dem Sattel) montiert werden. In Deutschland ist eine maximale Alarmdauer von 30 Sekunden vorgeschrieben. Dies lässt sich erreichen, indem man R3 mit 470 kΩ dimensioniert.

Wolfgang Fritz (D)

Diese kleine Schaltung wurde für die Akku-Überwachung im Modell eines Luftkissen-Fahrzeugs entwickelt. Die Auftriebserzeugung erfolgt bei diesem Modell durch eine elektrisch angetriebene Auftriebs-Luftschaube. Um eine zu tiefe Entladung des dafür verwendeten Akkus zu vermeiden, signalisiert eine am Modell gut sichtbar angeordnete LED das Erreichen der voreingestellten Entladeschluss-Spannung. Die Schaltung wurde mit wenigen Bauteilen realisiert, um die Gewichtsbelastung des Modells gering zu halten.

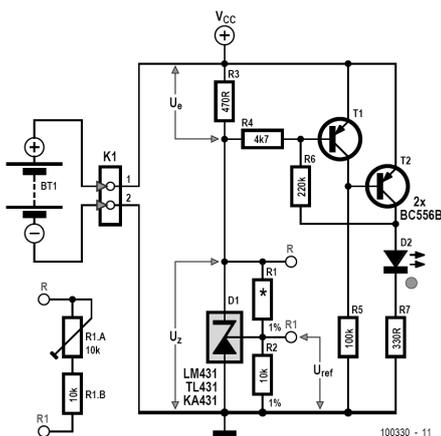
Die Schaltung verfügt nur über zwei Anschlusspunkte, an denen die zu überwachende Spannung angeschlossen wird, die gleichzeitig auch die Stromversorgung der Schaltung selbst übernimmt. Am besten verbindet man die Batterie-Leer-An-

zeige aber nicht mit dem Akku, sondern mit den Anschlussklemmen des Motors.

Die Schaltung eignet sich für Akku-Nennspannungen von 4,8 V bis 9,6 V (4 bis 8 Zellen mit 1,2-V-Zellenspannung). Bei einem Akku mit zum Beispiel sechs Zellen beträgt die Spannung bei vollem Akku 7,2 V. Als Entladeschluss-Spannung geht man von etwa 1 V pro Zelle aus, bei sechs Zellen also ca. 6 V. Dazu stellt man an der einstellbaren Z-Diode D1 (LM431) eine Spannung U_Z ein, die um etwa 0,5 V niedriger ist als die Entladeschluss-Spannung, bei der die LED D2 aufleuchten soll. Die Einstellung erfolgt mit dem Wert des Widerstands R1. Wie im Schaltbild dargestellt, verwendet man dafür ein Trimpoti (R1.A) mit einem Widerstand (R1.B) in Reihenschaltung. Mit den angegebenen Werten (10 k für Trimpoti und Widerstand) lässt sich die Entladeschluss-Spannung zwischen etwa 5,5 V und 8 V einstellen. Für niedrigere und höhere Werte macht man R1.B entsprechend kleiner oder größer.

Nach Einstellung der gewünschten U_Z kann man den Gesamtwiderstand (R1.A + R1.B) ausmessen und für R1 einen Festwiderstand mit diesem Wert einsetzen.

Bei dem als Beispiel genannten 6-Zellen-Akku liegt eine Akkuspannung von 7,2 V am Emittor von T1. An seiner Basis liegt die für 6 V Entladeschluss-Spannung



eingestellte U_Z von 5,5 V an (6 V – 0,5 V). So lange die Akkuspannung um 0,5 V höher als U_Z ist, leitet T1 und sperrt T2, so dass die LED D2 nicht leuchtet. Sinkt die Akkuspannung auf etwa 6 V ($U_Z + 0,5$ V), sperrt T1, so dass T2 leitet und die LED D2 leuchtet.

Für ein stabiles Schaltverhalten wird mit R6 eine geringe Schalthysterese vorgegeben, die sich mit Widerstandswerten zwischen 100 k und 220 k bei Bedarf variieren lässt.

Der Eigenstromverbrauch der Schaltung beträgt weniger als 5 mA (gemessen bei 7,2-V-Akkuspannung). Wenn die LED

leuchtet, sind es um 10 mA (LED-Strom) mehr, also etwa 15 mA.

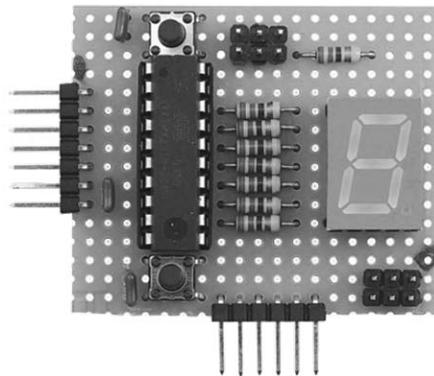
Anstelle der einstellbaren Z-Diode kann man auch eine normale Z-Diode mit einem Wert verwenden, der um 0,5 V niedriger ist als die zu überwachende Entladeschluss-Spannung. Die Widerstände R1 und R2 entfallen dann. Für D2 lässt sich auch eine Blink-LED (ohne Vorwiderstand R7) einsetzen. Wer einen akustischen Alarm bevorzugt, der ersetzt D2 und R7 einfach durch einen Gleichstrom-Summer mit passender Betriebsspannung.

59 Digitaler Daumenradschalter

Per Stegelmann (Dänemark)

Daumen- und Druckradschalter sind teuer und oft schwer erhältlich. Rein elektronisch und vor allem digital kann man die gleiche Funktion preiswerter realisieren. Dieser Schalter-Ersatz ist programmierbar, was einen wählbaren Ausgangsmodus (normales und invertiertes BCD-Format) und die Wahl zwischen hexadezimaler oder dezimaler BCD-Ausgabe möglich macht.

Das wichtigste Bauteil ist der ATtiny2313. Außer ein paar passiven Bauelementen gibt es nur noch eine Siebensegment-LED-Anzeige und zwei Taster. Die ganze Logik steckt in der Firmware des Mikrocontrollers. Der zugehörige Source-Code



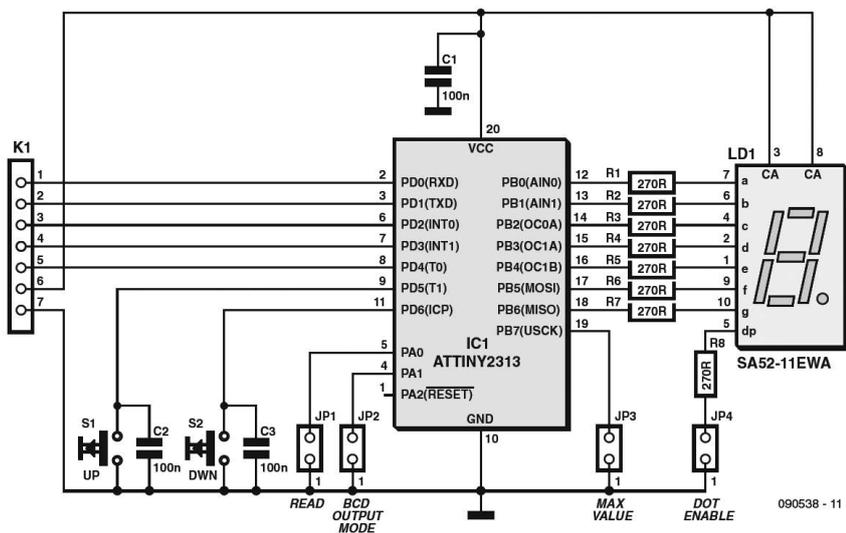
kann wie immer kostenlos von der Elektor-Webseite zu diesem Artikel [1] heruntergeladen werden. Im Code werden die Funktionen der Jumper festgelegt:

JP1 = on:
 READ-Eingang PD4 ist „high“-aktiv.
 JP1 = off:
 READ-Eingang PD4 ist „low“-aktiv.
 Wenn ein Wert eingelesen wird, sind der
 UP- und DOWN-Taster inaktiv.
 JP2 = on:
 Invertierter BCD-Code.
 JP2 = off:
 Normaler BCD-Code.
 JP3 = on:
 Hexadezimale Zählung (0-F) mit Überlauf.
 JP3 = off:
 Dezimale Zählung (0-9) mit Überlauf.
 JP4 = on:
 Dezimalpunkt aktiv.
 JP4 = off:
 Dezimalpunkt inaktiv.

Wenn der aktuelle Wert des Radschalters
 für mindestens 10 s unverändert geblieben
 ist, wird er vom Mikrocontroller in dessen
 internem EEPROM abgelegt, damit er

beim erneuten Einschalten sofort zur Ver-
 fügung steht. Wenn der READ-Eingang
 PD4 inaktiv ist, werden die BCD-Ausgän-
 ge (PD0...PD3) als Eingang geschaltet
 und in den Tri-State-Modus versetzt. Auf
 diese Weise kann man mehrere Schalter an
 einem gemeinsamen 4-bit-BCD-Bus be-
 treiben und sie einzeln über ihren
 READ-Eingang selektieren. Ab einer be-
 stimmten Anzahl von Schaltern empfiehlt
 sich der Einsatz eines 1-zu-16-De-
 MUX-ICs. Auf diese Weise lassen sich
 von einem anderen Mikrocontroller mit
 nur fünf Leitungen bequem die Werte von
 16 Schaltern einlesen.

Wenn ein EEPROM-Wert größer als der
 zulässige Maximalwert ist, wird er auf
 Null gesetzt. Auf diese Weise gibt es keine
 Probleme, wenn im EEPROM ein Wert >9
 steht und auf dezimalen Betrieb umge-
 schaltet wird.



60 Video-Umschalter für Sprechanlagen

Jacob Gestman Geradts (F)

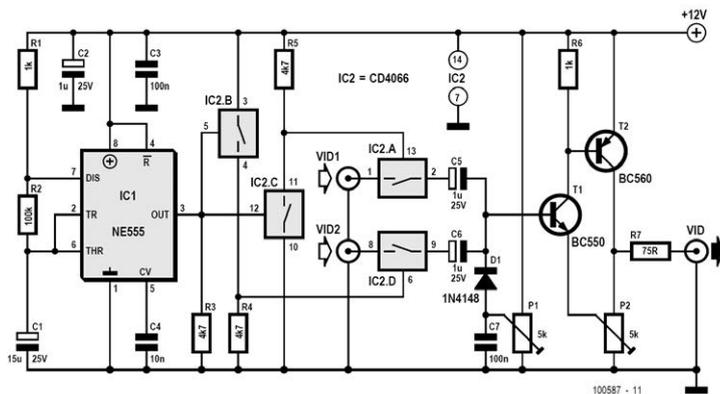
Viele Türsprechanlagen sind heute mit Kameras und Bildschirmen ausgerüstet, so dass Besucher nicht nur verbal, sondern auch visuell identifizierbar sind. Oft ist die Kamera so in die Türsprechstelle integriert, dass sie vom Einlass begehrenden Besucher unbeabsichtigt oder auch beabsichtigt verdeckt werden kann. Damit die Person trotzdem im Bild bleibt, ist die Installation einer zweiten Kamera an einem anderen Standort möglich. Selten wird ein Besucher damit rechnen, dass er im Visier mehrerer Kameras ist.

Um zwei Kameras an nur einem Bildschirm betreiben zu können, müssen die Kamera-Signale umgeschaltet werden. Wenn der Video-Umschalter in der Nähe der Kameras installiert wird, erübrigt sich das Verlegen eines zweiten Video-Kabels. Der Aufwand wird deutlich reduziert, falls die Türsprechstelle beispielsweise im

Pfeiler des Gartentors eingebaut ist, während der Bildschirm im entfernten Haus steht.

Der Video-Umschalter arbeitet mit dem Standard-CMOS-IC 4066, in dem vier analoge Schalter integriert sind. Ein Timer des bekannten Typs 555 steuert die Schalter IC2B und IC2C in der Weise, dass die Schalter IC2A und IC2D die Video-Signale abwechselnd durchschalten. Mit den angegebenen Werten sind auf dem Bildschirm im Zwei-Sekunden-Takt die Bilder der ersten und der zweiten Kamera nacheinander sichtbar. Falls eine Kamera vorübergehend „blind“ ist, bleibt das Geschehen trotzdem während der Hälfte der Zeit aus der zweiten Perspektive sichtbar.

Auf den Video-Umschalter folgt der zweistufige Video-Verstärker mit T1 und T2.



Der Verstärker kompensiert die Dämpfung langer Video-Kabel, außerdem können dort Helligkeit und Kontrast eingestellt werden.

Dieser Video-Umschalter leistet überall dort gute Dienste, wo zwei Kameras installiert sind, jedoch nur ein Übertragungsweg zur Verfügung steht.

Drahtbrücken-Biegelehre

61

Louter van der Kolk (NL)

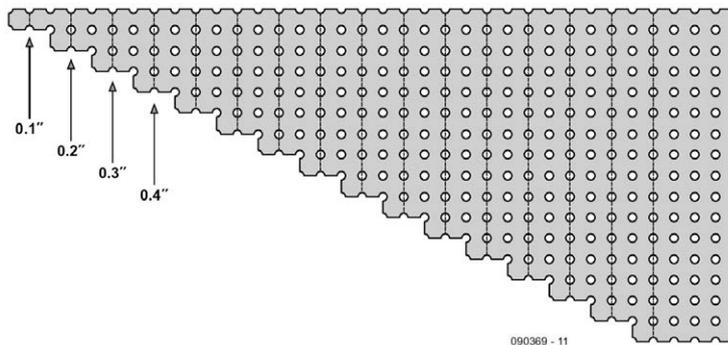
Die Montage von Bauelementen auf Platinen und Rasterplatten soll nicht nur möglichst schnell von der Hand gehen, das Ergebnis soll auch sauber aussehen. Das saubere Biegen von Drahtbrücken passend zum Lochabstand gelingt nicht immer wunschgemäß. Doch gibt es ein einfaches Hilfsmittel.

Das Ausgangsmaterial ist ein Stück Lochrasterplatine, Lochabstand 0,1 Zoll. Sägen Sie mit einer Laubsäge ein Stück mit treppenförmiger Kontur aus, so wie im Bild gezeigt. Achten Sie darauf, dass die horizontalen Sägekanten an den äußeren

Lochrändern liegen, so dass deutliche Kerben übrig bleiben.

Das Biegen einer Drahtbrücke mit dieser Biegelehre ist kinderleicht: Bestimmen Sie den passenden Abstand, indem Sie die Biegelehre an die Platine halten. Legen Sie ein Stück Schaltdraht über die passenden Kerben und biegen Sie die Enden des Schaltdrahts rechtwinklig nach unten. Das Ergebnis ist eine perfekte Drahtbrücke, die exakt zum Lochabstand auf der Platine passt.

Mit perfekten Drahtbrücken gewinnt die aufgebaute Platine nicht nur an Attraktivi-



tät für das Auge, auch die Montage ist schneller erledigt. Bei Widerständen kann die Biegelehre ebenfalls Hilfestellung leisten.

Weblinks
[1] www.elektor.de/090369

62 RJ-45-Kabeltester mit PIC

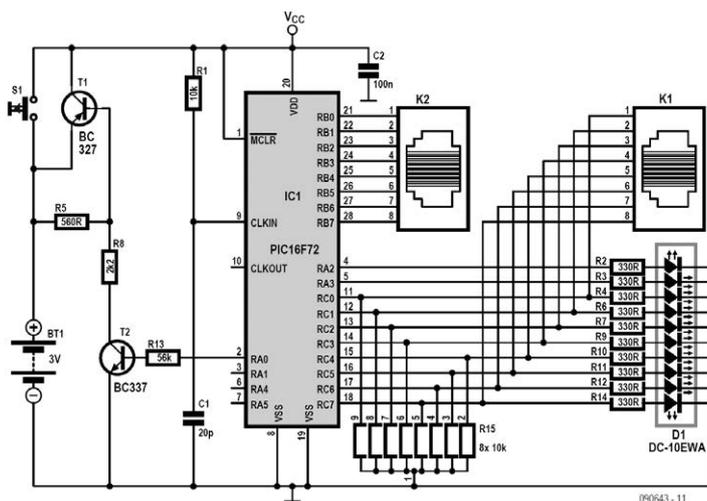
Pascal Coulbeaux (F)

Dieser automatische RJ-45-Kabeltester testet die Verbindungen und kontrolliert gleichzeitig die Konfiguration des Kabels. Jeder der acht Anschlüsse des Kabels wird unabhängig getestet; Kurzschlüsse und Unterbrechungen werden zuverlässig erkannt.

Die Schaltung kann wahlweise mit einem PIC16C62B oder einem PIC16F72 aufgebaut werden. Diese Controller wurden

wegen der 22 verfügbaren Ein-/Ausgänge ausgewählt. Jeder RJ-45-Anschluss belegt acht davon, das sind insgesamt 16. Zwei weitere I/O-Leitungen werden für zwei LEDs verwendet.

In der hier gezeigten Schaltung ist der Tester mit einem PIC16C62B bestückt, der mit 3 V arbeiten kann, so dass zwei AA-Zellen ausreichen. Dieser Controller kann aber nur einmal programmiert werden.



Der pinkompatible PIC16F72 ist hingegen mehrfach programmierbar, er benötigt aber 4,5 V, also drei AA-Zellen. Der Taktoszillator des PICs verwendet das externe RC-Glied R1/C1. Da eine genaue Taktfrequenz nicht erforderlich ist, reicht diese preiswerte Lösung vollkommen aus.

Mit dem Taster S1 wird die Schaltung aktiviert und über T1 und T2 so lange eingeschaltet gehalten, bis die durch den Timer0 bestimmte Zeit abgelaufen ist. Wenn Timer0 ein Übertragungssignal liefert, verursacht dies einen Interrupt, der RA0 auf 0 setzt. Dadurch sperrt T2 und in der Folge T1.

Über das LED-Array ist der Testverlauf zu verfolgen. Die erste LED wird von RA2

über R2 angesteuert und leuchtet, wenn das Kabel in Ordnung ist. Die zweite LED (an RA3 über R3) leuchtet, wenn das Kabel eine Unterbrechung hat oder falsch konfiguriert ist. Die beiden LEDs leuchten gleichzeitig, wenn das Kabel einen Kurzschluss hat. Aus dem Muster der acht anderen leuchtenden LEDs kann man die Kabelkonfiguration ableiten. Bei einem „geraden“ Kabel erhält man ein von links nach rechts laufendes Lauflicht, mit einem „gekreuzten“ Kabel ein hin- und herlaufendes Licht wie bei Knightrider.

Das (Assembler-) Programm ist unter [1] verfügbar.

[1] www.elektor.de/090643

R8C/13 spricht CAN

63

Hermann Nieder (D)

Das kleine Prozessorboard aus dem großen Elektor-R8C-Projekt hat ja mittlerweile schon eine gewisse Berühmtheit erlangt [1][2]. Und das nicht zu Unrecht, denn es lässt sich sehr einfach in eigenen Controller-Anwendungen nutzen. Hier zeigen wir: Es kann auch CAN!

In Elektor Dezember 2005 [1] wurde ein „Minimalsystem“ gezeigt, mit dem man den Controller über eine RS232-Schnittstelle programmieren kann. Die Minimalbeschaltung wird hier ebenfalls verwendet, und zwar zur Programmierung (mit

Hilfe des im R8C integrierten Bootloaders) und zur Kommunikation mit einem PC über RS232. Das Ganze funktioniert aber auch mit einem USB/TTL-Kabel, womit sich sogar die Transistoren T1 und T2 nebst Beschaltung einsparen lassen.

Zur CAN-Kommunikation wird die CAN-Interface-Platine aus Elektor 11/1999 genutzt [3]. Zum Einsatz kommt dabei der CAN-Controller SJA1000 von Philips, dem ein CAN-Transceiver PCA82C250 zur Seite gestellt ist.

Die im Schaltbild abgebildete 2x8-polige Stiftleiste wird direkt mit dem Steckver-

105

binder K3 des CAN-Bus-Interfaces verbunden. Mit etwas Geschick und einem (kurzen!) Flachbandkabel kann man sich auch einen Adapter für das sehr ähnliche „CAN-Bus-Interface für PC“ (Elektor 6/2000) anfertigen, das mit einem 25-poligen SUB-D-Steckverbinder ausgestattet ist [4].

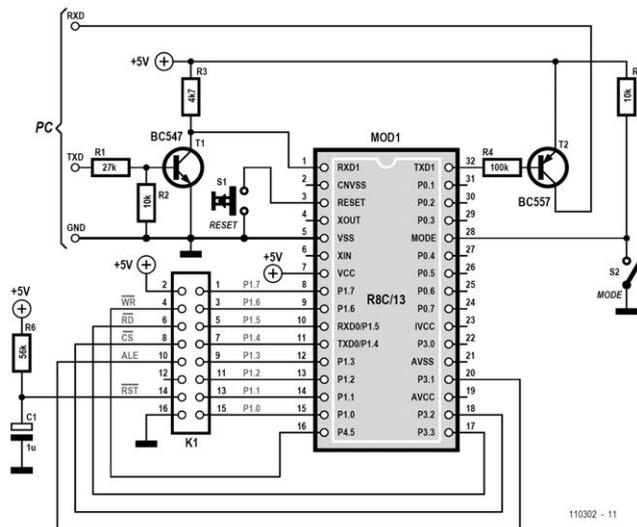
Der CAN-Controller wird über 32 Register gesteuert [5]. Um ein Register des SJA1000 vom R8C aus zu beschreiben, wird zuerst die Adresse an Port P1 ausgegeben. Dann wird ALE zur Übernahme dieses Bytes gesetzt und zurückgesetzt. Anschließend wird das Datenbyte über Port P1 ausgegeben. Schließlich wird /WR von 1 auf 0 gesetzt, um das Datenbyte in das zuvor ausgewählte Register zu übertragen.

Beim Lesen eines Registers muss zuerst die Adresse wie oben an den CAN-Controller übermittelt werden. Nun ist der Port P1 des R8C für das Lesen vorzubereiten. Ein Setzen und Rücksetzen von /RD liest

das Byte aus der gewählten Registeradresse aus.

Der Autor hat ein PC-Programm in VisualBasic 5 geschrieben, mit dem CAN-Nachrichten empfangen und abgesetzt werden können. Das Programm verwendet die Funktionsbibliothek RSCOM.DLL von Burkhard Kainka, die man von dessen Website herunterladen kann [6]. Die Firmware für den Controller baut teilweise auf bereits in Elektor veröffentlichten R8C-Routinen auf, denn es wäre ja schade, wenn man das Rad zwei Mal erfinden würde. Die PC-Software und die Firmware für den Controller können wie immer frei von der Elektor-Website heruntergeladen werden [7].

Die RS232-Kommunikation zwischen PC und R8C läuft mit 9600 Baud ab. Bei der CAN-Kommunikation kann man zwischen einer Übertragungsrate von 20 kbit/s oder 50 kbit/s wählen. Diese wird bei der Initialisierung eingestellt, wenn



110302 - 11

man auf dem VisualBasic-Formular den entsprechenden Button drückt.

Bei der Initialisierung werden die Registerinhalte 0 bis 31 des SJA1000 in einer Listbox untereinander aufgelistet.

Nach dem Empfang eines Datenpakets zeigen Labels rechts neben der Listbox die beiden Register 20 und 21 an (die ersten beiden Bytes des Empfangs-Puffers). Außerdem wird dort auch der Identifier des Pakets sowie das RTR-Bit angezeigt, das CAN-Remote-Frames von Daten-Frames unterscheidet.

Der Identifier des Senders lässt sich durch Eingabe eines Wertes in das dafür vorgesehene Textfeld ändern. Außerdem kann mit einer Checkbox das RTR-Bit gesetzt oder zurückgesetzt werden. Diese Eingaben werden beim Drücken des Buttons „Identifier“ übernommen. Zusätzlich werden rechts die Inhalte der Register 10 und 11 (die ersten beiden Bytes des Sendepuffers) sowie der Zustand des RTR-Bits durch Labels angezeigt. Durch Drücken des Buttons für die Auffrischung der Registeranzeige kann man sich davon überzeugen, dass die gewünschten Ände-

rungen übernommen wurden. In ähnlicher Weise lassen sich einzelne Registerinhalte auch direkt ändern. Zudem ist je ein Button für die Auswahl eines der beiden Reset-Modi des SJA1000 vorhanden. Durch einen weiteren Button wird der CAN-Controller zum Senden veranlasst. Ein anderer Button dient dazu, dessen Receive-Buffer zu leeren.

Der Autor hat selbst schon etliche Experimente durchgeführt. Wenn man zwei R8C/13-Boards und zwei CAN-Bus-Interfaces zur Verfügung hat und das PC-Programm zwei Mal aufruft (oder auf zwei PCs laufen lässt), so kann man sich über den CAN-Bus „unterhalten“, was die Software schön visualisiert.

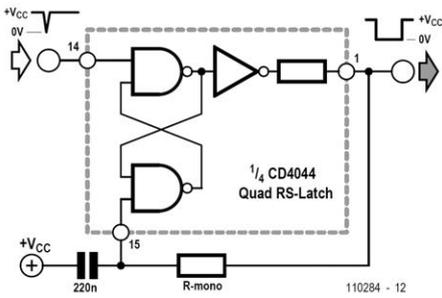
- [1] www.elektor.de/050179-2
- [2] www.elektor.de/r8c
- [3] www.elektor.de/990066-2
- [4] www.elektor.de/000039
- [5] www.nxp.com/documents/data_sheet/SJA1000.pdf
- [6] www.b-kainka.de/pcmessaq.htm
- [7] www.elektor.de/110302

Sensor für Laser-Nivelliergerät 64

Cyriel Mabilde (B)

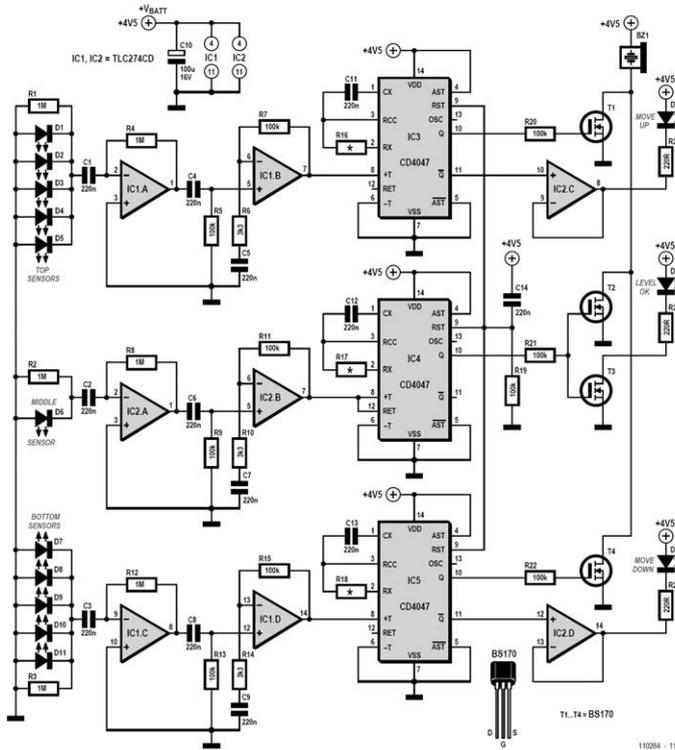
Für einige zehn Euro sind im Handel runddrehende Laser-Nivelliergeräte erhältlich, die Hilfestellung leisten, wenn Objekte im Haus oder Garten auf gleiche Höhe ausgerichtet werden sollen. Aller-

dings ist der Laserstrahl auf größere Entfernungen und im Freien oft nur mühsam erkennbar. Hier leistet dieser Laser-Sensor gute Dienste, denn er erkennt den Laser-Strahl auf Entfernungen von 50 m und



mehr. Die Sensor-Schaltung wird an dem auszurichtenden Objekt befestigt, das kann beispielsweise ein Pfahl oder ein Balken sein. Drei LEDs geben zusammen mit akustischen Signalen Aufschluss darüber, ob das Objekt höher oder niedriger positioniert werden muss.

Die Schaltung kommt ohne spezielle Bauteile aus. Die LEDs D1...D11, die hier als Laser-Sensoren eingesetzt werden, haben transparente Gehäuse mit integrierten optischen Linsen. Zum oberen und unteren Erkennungsbereich gehören fünf LEDs, ihnen sind zwei Opamps nachgeschaltet (IC1A/B und IC1C/D). Die Sensor-LEDs steuern die „Move up“- und „Move down“-LED D12 und D14 rechts im Bild. Sensor-LED D6 in der Mitte lässt bei korrekter Position die „Level Ok“-LED D13 aufleuchten. Die Monoflops IC3...IC5 triggern, wenn an den Ausgängen von IC1B, IC2B oder IC1D positive Flanken erscheinen. Das Monoflop-IC 4047 ist gegen die alternative Schaltung mit 1/4



RS-Latch 4044 austauschbar. In diesem Fall sind die Ausgangssignale invertiert, so dass die NMOS-FETs T1...T4 durch PMOS-Typen ersetzt werden müssen.

Die Umschaltdauer des mittleren Monoflops (IC4) muss so bemessen sein, dass sie länger als die Rundlaufzeit des Lasers ist. Bei zwei Umdrehungen pro Sekunde des Lasers muss die Umschaltdauer beispielsweise mindestens 0,5 s betragen. Unter dieser Voraussetzung lässt der Beeper ein kontinuierliches akustisches Sig-

nal ertönen. Die Zeiten von IC3 („Move up“), IC4 („Level Ok“) und IC5 („Move down“) werden so gewählt, dass die akustischen Signale an ihrer Länge unterscheidbar sind ($t = 2,48 \cdot RC$). Die MOSFETs T1, T2 und T4 steuern gemeinsam den Beeper, während MOSFET T3 die „Level Ok“-LED D13 schaltet.

Drei in Reihe geschaltete Mignon-Zellen (AA) genügen, um die Schaltung mit Strom zu versorgen.

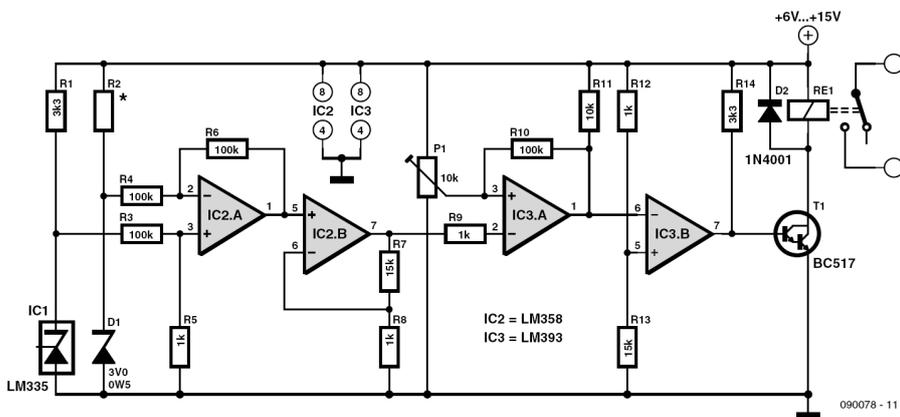
Ventilatorsteuerung für das Bad 65

Heino Peters (NL)

Viele Bäder sind mit Ventilatoren ausgestattet, die den beim Baden oder Duschen entstehenden Wasserdampf nach außen führen. Der Ventilator kann zur Badbeleuchtung parallel geschaltet sein, er ist dann jedoch auch beim Zähneputzen oder Händewaschen in Betrieb. Wenn der Ventilator von einem Feuchte-Sensor gesteuert wird, kann dies nicht passieren. Doch dann läuft der Ventilator erst an, wenn die Luft bereits stark durchfeuchtet ist. Diese Ventilatorsteuerung arbeitet nach einem anderen Prinzip. Die auslösende Größe ist hier die Temperatur der Warmwasserleitung. Bei hoher Temperatur setzt sich der Ventilator in Betrieb, nach dem Abkühlen bleibt er noch einige Minuten eingeschaltet. Die Methode lässt sich allerdings nur anwenden, wenn zwei Voraussetzungen erfüllt sind: Es muss möglich sein, einen

Temperatursensor mechanisch auf der Leitung zu befestigen, und es dürfen keine anderen Warmwasser-Entnahmestellen vorhanden sein, die auf die Messstelle rückwirken können.

Der Temperatursensor ist ein LM335, seine Ausgangsspannung ist (mit dem Faktor 10 mV/K) direkt proportional zur Temperatur in Kelvin. Bei 30 °C beträgt die Ausgangsspannung 3,03 V, bei 40 °C ist sie 3,13 V, bei 50 °C ist sie 3,23 V und so weiter. Der Ventilator soll bei einer Wassertemperatur eingeschaltet werden, die zwischen 40 °C und 50 °C liegt. Weil die Spannungsänderungen am Ausgang des LM335 klein sind, ist die Verstärkung mit den Opamps IC2A und IC2B notwendig. Dadurch wird eine hohe Schaltgenauigkeit erreicht, die Ventilatorsteuerung arbeitet stabil. Gleichzeitig subtrahiert



Opamp IC2A genau 3,0 V von der Spannung, die vom LM335 kommt. Die Spannung 3,0 V fällt an Zenerdiode D1 ab, wobei der Spannungsabfall fast unabhängig von der Betriebsspannung ist. Widerstand R2 muss so gewählt werden, dass bei der vorhandenen Betriebsspannung ungefähr 5 mA durch die Zenerdiode fließen. Für die Betriebsspannung 6 V ergibt dies 600 Ω ($\approx 560 \Omega$), für 15 V ist 2400 Ω ($\approx 2k\Omega$) der richtige Wert. Ein etwas niedrigerer Wert ist einem höheren Wert vorzuziehen.

Die Ausgangsspannung von IC2A wird von IC2B mit dem Faktor $((R7+R8)/R8) = 16$ verstärkt, so dass am Ausgang von IC2B bei 30 °C die Spannung 0,48 V liegt, bei 40 °C beträgt sie 2,08 V und bei 50 °C werden 3,68 V erreicht. Die Spannung wird von IC3a mit der Spannung verglichen, die mit P1 eingestellt ist. Da die Toleranzen der Widerstände nicht kalkulierbar sind, muss die korrekte Einstellung von P1 experimentell gefunden werden. Die Spannung 2,5 V am Schleifer von P1, die theoretisch der Temperatur 42,6 °C entspricht, ist eine gute Ausgangsposition.

Wenn die Temperatur der Warmwasserleitung den Einschaltwert erreicht, geht der Ausgang von IC3A auf niedrige Spannung. Widerstand R10 bewirkt eine Hysterese am Ausgang von IC3A, indem er nach dem Umschalten von IC3A die Spannung am Schleifer von P1 um einen bestimmten Betrag abwärts zieht. Das von IC3B invertierte Signal schaltet über Darlington-Transistor T1 und Relais RE1 den Ventilator. Die Nachlaufdauer des Ventilators nach Abkühlen der Warmwasserleitung lässt sich verlängern, indem der Wert von R10 auf beispielsweise 33 kΩ herabgesetzt wird. Dadurch wird die Hysterese vergrößert.

Die Stromaufnahme der Schaltung ist gering, die Höhe der Betriebsspannung ist unkritisch. Ein kleines Steckernetzteil, das vielleicht von einem nicht mehr funktionsfähigen Handy übrig geblieben ist, genügt vollauf. Leichtes Absinken der Betriebsspannung beim Einschalten des Relais ist kein Problem, dadurch wird lediglich die Hysterese von Opamp IC3A vergrößert.

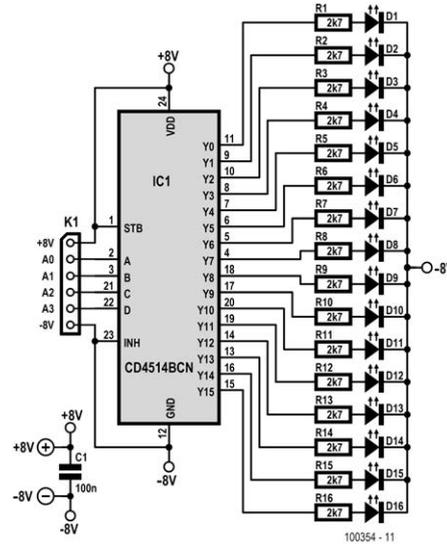
Indikator für Dynamikbegrenzer 66

Ton Giesberts (Elektor-Lab)

Diese Schaltung wurde zum Einstellen des an anderer Stelle in dieser Ausgabe beschriebenen Dynamikbegrenzers entworfen. Mit ihr kann kontrolliert werden, ob die dort (mit Poti P1) einzustellende Referenzspannung angepasst werden muss. Der Stand des 4-bit-Up/Down-Zählers wird hier von einem 4-nach-16-Decoder des Typs 4514 und 16 LEDs sichtbar gemacht. Der 4514 liegt an der Betriebsspannung $\pm 8\text{ V}$ des Begrenzers. Auf der Platine der Begrenzerschaltung befindet sich eine sechspolige Kontaktleiste (K5). Auf diese Kontaktleiste wird Steckverbinder K1 aufgesteckt.

Abhängig von den Bit-Kombinationen an den Eingängen des 4514 geht ein bestimmter Ausgang auf hohe Spannung, so dass die zugehörige LED aufleuchtet, während die übrigen LEDs dunkel bleiben. Die vorgeschalteten Widerstände begrenzen die LED-Ströme. Ein gemeinsamer Kathodenwiderstand reicht nicht aus, weil die meisten LED-Typen nur bis etwa 5 V sperren. Hier beträgt die Betriebsspannung jedoch 16 V.

Wenn die LEDs in einer Reihe angeordnet sind, ist das Verhalten des Dynamikbegrenzers besonders augenfällig. Unterstrichen wird dies durch unterschiedliche



LED-Farben, zum Beispiel Rot für D1 (maximale Verstärkung) und Grün für D16 (minimale Verstärkung), während die übrigen LEDs die Farbe Gelb erhalten. Beim Betrieb an einer Signalquelle lässt sich das Verhalten des Dynamikbegrenzers beobachten, so dass dort das Poti P1 bequem eingestellt werden kann. Die Einstellung ist optimal, wenn die LED D16 bei höchstem Signalpegel gerade aufleuchtet. Falls das nicht möglich ist und

D16 auch bei niedrigeren Signalpegeln aufleuchtet, muss das Poti gegen ein Exemplar mit höherem Widerstand getauscht werden. Es kann auch sinnvoll sein, P1 so einzustellen, dass der höchste

Signalpegel etwas über dem Regelbereich des Dynamikbegrenzers liegt.

Die Schaltung ist auf einer Lötpunktraster-Platine schnell aufgebaut. Der Strombedarf beträgt ungefähr 4 mA.

67 Massefreie Stromversorgung für DVM-Module aus 5 V

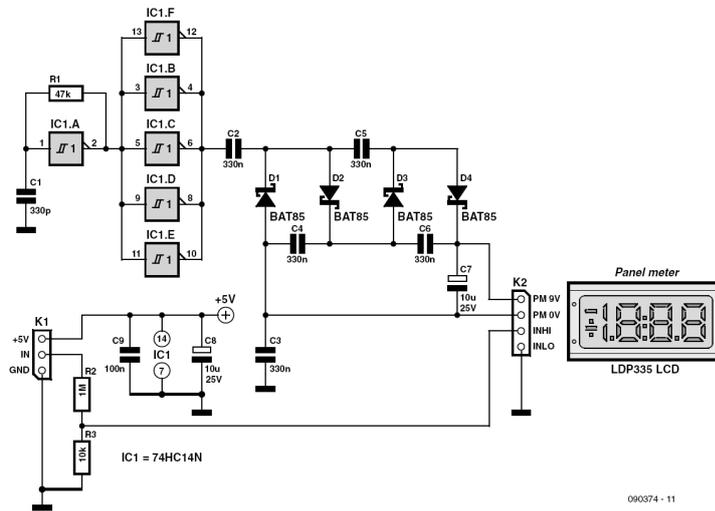
Heinz Kutzer (D)

Digitalvoltmeter-Module mit LC-Displays werden in aller Regel mit 9 V betrieben und basieren auf dem ICL7106 oder kompatiblen ICs. Diese Module werden gerne in Labornetzteilen und anderem Selbstbaugerät eingesetzt, in denen es eine Spannung oder einen Strom anzuzeigen gilt. So ein preiswertes Modul ist zwar als fertige Lösung sehr bequem, hat aber einen entscheidenden Nachteil: Seine Stromversorgung darf nicht mit dem negativen (oder positiven) Pol des Messeingangs verbunden werden. Es muss also „schwebend“ versorgt werden. Das Modul lässt sich also nicht so einfach vom Netzteil des Geräts, in das es eingebaut wird, mit versorgen.

Die simpelste, aber auch aufwendigste Lösung ist ein zusätzliches Netzteil nur für das DVM-Modul. Misst man gleichzeitig Strom und Spannung, hat man gleich zwei Extra-Netzteile vorzusehen. Eine Alternative in Form von Batterien ist

in einem netzbetriebenen Gerät eher etwas für Schildbürger.... „Schwebende Versorgung“ meint in diesem Fall aber lediglich, dass unterschiedliche Gleichspannungspotentiale möglich sind. Daher gibt es für solche Module Versorgungslösungen, welche die Trennung von den Anschluss-pin-Potentialen über Kondensatoren realisieren. Eine derartige Schaltung auf Basis eines NE555 wurde schon im Buch 309 Schaltungen veröffentlicht. Leider funktioniert diese Lösung nur mit Spannungen von 10 V aufwärts. Wird das mit einem Messmodul zu bestückende Gerät aber (wie so oft) mit einem 5-V-Netzteil versorgt, hilft diese Schaltung nicht weiter.

Dem Autor ist es gelungen, das Problem mit einer modifizierten Schaltung zu lösen, die einen Hex-Schmitt-Trigger-Inverter 74HC14N verwendet. Einer der Inverter arbeitet als Rechteck-Generator mit 75 kHz. Die davon gesteuerten restlichen



090374 - 11

fünf Inverter sind zur Erzielung eines höheren Ausgangsstroms parallel geschaltet. Die Trennung der Potentiale erfolgt über C2 und C3. Daran angeschlossen ist eine Spannungsverdoppler-Kaskade aus Kondensatoren und Dioden. Sie liefert bei der typischen Belastung von 1 mA durch das DVM-Modul etwa 8,5 V, was für den Betrieb des Moduls ausreicht.

Die 5-V-Spannungsquelle sollte allerdings stabilisiert sein. Die Dimensionierung des Eingangs-Spannungsteilers (R2/R3) des DVMs ist unabhängig von der Stromversorgung des Moduls und richtet sich natürlich nach dem gewünschten Messbereich.

Quarztester

68

Fred Brand (NL)

Dieser Quarztester ist unkompliziert und deshalb schnell erklärt: Beim Einschalten der Betriebsspannung (oder beim Einsetzen des Quarzes in die Schaltung) entsteht ein Impuls, denn der Quarz zieht die Basis

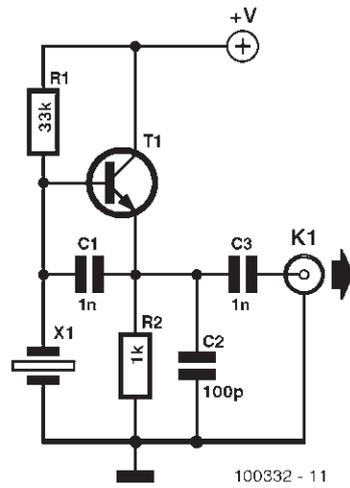
des Transistors T1 kurzzeitig nach Masse. Der Impuls hat wegen der Rückkopplung über Kondensator C1 zur Folge, dass die Schaltung auf der Quarzfrequenz zu schwingen beginnt.

113

Widerstand R2 begrenzt den Strom, der durch T1 fließt, C2 dient zur Entkopplung, und C3 hält den Gleichspannungsanteil des an R2 liegenden Signals von Ausgang K1 fern.

Sofern der Quarz intakt ist, liegt an K1 ein wechselförmiges Signal. Dort kann ein Indikator angeschlossen werden, beispielsweise ein HF-Tastkopf, dessen Ausgang ein Multimeter steuert. T1 kann z.B. ein BC547 oder ein BF199 sein. +V muss zwischen + 3 V und + 12 V liegen.

Ein verstärkender Transistor kann zusammen mit einer LED die gleiche Funktion übernehmen. Eine andere Lösung sind zwei antiparallel geschaltete LEDs, die in die Masseleitung des Quarzes eingefügt



werden. Wenn der Quarz schwingt, leuchten beide LEDs auf.

69 Dreieckoszillator mit Sinuskonverter

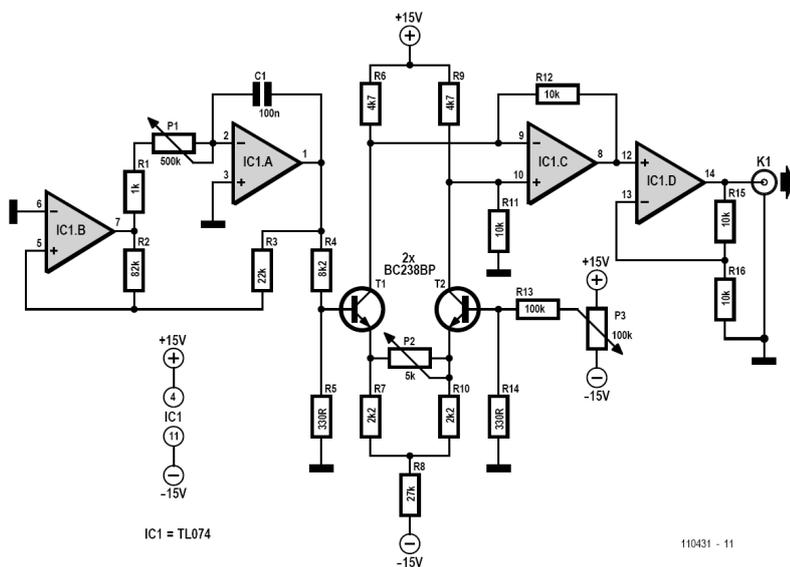
Jac Hettema (NL)

Diese Schaltung kann den Funktionsgenerator 8038 teilweise ersetzen. Der 8038 wird nicht mehr produziert, nur noch Reststückzahlen sind im Handel.

Das Ziel war es, einen existierenden Entwurf für die Steuerung eines LVDT-Sensors (Linear Variable Differential Transformer) auf den aktuellen Stand zu bringen. Die Funktion des 8038, der dort als variabler Sinusoszillator arbeitet, hätte ein 2206 übernehmen können, doch der passte nicht zur vorgegebenen Betriebsspannung. Die praktikablere Lösung war eine

Ersatzschaltung mit Standard-Bauelementen.

Zwei Operationsverstärker eines TL074 (IC1A und IC1B) erzeugen eine dreieckförmige Spannung, deren Frequenz sich mit P1 in weiten Grenzen einstellen lässt. Die nachfolgende differentielle Verstärkerstufe ist so dimensioniert, dass die Dreieckform in einen angenäherten Sinusverlauf umgewandelt wird. Die Abweichungen von der Sinusform sind mit P2 minimierbar.



Der als Differenzverstärker geschaltete dritte Opamp (IC1C) stellt die sinusförmige Spannung bereit, während der vierte Opamp (IC1D) als Ausgangspuffer dient.

Der Gleichspannungsoffset lässt sich mit P3 kompensieren.

Dimmbare Aquarienbeleuchtung mit Sonnen-Auf- und Untergang 70

Jürgen Ollig (D)

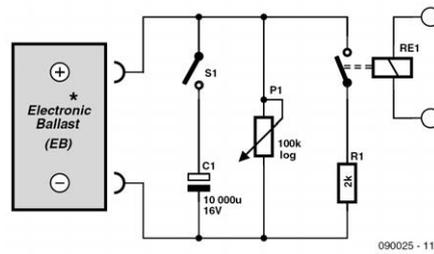
Elektronische Vorschaltgeräte (EVG) für Leuchtstofflampen bieten gegenüber konventionellen Vorschaltgeräten einige Vorteile: Hoher Wirkungsgrad, flackerfreier Start, kein 50-Hz-Flimmern sowie längere Lebensdauer der Leuchtstoffröhren. Ein weiterer Vorteil ist die Möglichkeit der

Dimmung der Röhre. Dazu braucht man ein EVG mit analoger 1-10-Volt-Schnittstelle. Solche Vorschaltgeräte werden von allen einschlägig bekannten Herstellern wie Osram, Philips, Hüco etc. angeboten. Eine Google-Suche nach „EVG dimmbar“ liefert zahlreiche Onlinehändler als

Bezugsquellen. Nicht geeignet sind für unsere Zwecke EVGs mit digitaler Schnittstelle, die auch als DALI (Digital Addressable Lighting Interface) bezeichnet wird.

Eine gute Beschreibung der analogen 1-10-V-Schnittstelle findet man in dem Osram-PDF unter [1]. Diese Schnittstelle liefert eine potentialfreie Spannung von 10 Volt und bei Belastung einen praktisch konstanten Strom von 0,6 mA (Konstantstromquelle mit 10 V Leerlaufspannung). Je niedriger der Wert eines angeschlossenen Widerstands, desto niedriger ist auch die Spannung an den beiden Anschlüssen der Schnittstelle. Man könnte auch von einem Steuereingang sprechen, der mit einem variablen Widerstand gesteuert wird. Bei unbelasteter Schnittstelle beträgt die Spannung 10 Volt, was maximale Helligkeit bedeutet (100 % Lampenleistung). Schließt man die Schnittstelle kurz, regelt das EVG die Röhrenleistung auf 3 % herunter. Der Bereich zwischen 3 % und 100 % verläuft logarithmisch. Der hier vorgestellte, sehr einfache Schaltplan zur Ansteuerung dieser Schnittstelle bietet einige Möglichkeiten, die besonders für Aquarianer interessant sind.

Der Eingang der Schaltung ist mit dem Steueranschluss des EVGs verbunden, an dem die Steuerspannung anliegt. Mit dem Potentiometer P1 lässt sich die Helligkeit der Röhre einstellen. S1 schaltet den Elko C1 parallel zu P1. Da der Strom klein (0,6 mA) und der Elko groß ist (10.000 μ F), lädt er sich nur langsam auf, so dass die Spannung und damit die Helligkeit nur allmählich zunimmt. Je größer C1, desto länger dauert dieser Vorgang, der einen Sonnenaufgang simuliert. Bei 10.000 μ F sind es etwa 12 Minuten. Die Schaltung kommt so weit noch ohne eigene Strom-



versorgung aus. C1 entlädt sich bei ausgeschaltetem EVG und geschlossenem S1 über P1, so dass beim nächsten Einschalten der Röhre die simulierte Sonne wieder aufgehen kann.

Optional ist die Zusatzschaltung bestehend aus dem Relais RE1 und dem Widerstand R1. Ist der Kontakt von RE1 geschlossen, wird C1 über R1 langsam entladen. Entsprechend sinkt die Spannung und die Helligkeit der Röhre nimmt ab. Je größer R1 gewählt wird, desto länger dauert der simulierte Sonnenuntergang. R1 beeinflusst bei angezogenem RE1 auch die maximale Helligkeit, die sich mit P1 einstellen lässt – je größer R1, desto heller.

RE1 kann über ein Steckernetzteil durch eine zweite Schaltuhr gesteuert werden. Lässt diese Schaltuhr das Relais RE1 etwa 30 Minuten vor dem beabsichtigten Ausschalten der Aquarienbeleuchtung anziehen, erhält man einen simulierten Sonnenuntergang. Nach Abschalten der Beleuchtung über die erste Schaltuhr kann RE1 über die zweite Schaltuhr ebenfalls abgeschaltet werden, so dass der Relaiskontakt wieder öffnet.

Weblink

[1] www.osram.de/osram_de/Professionals/EVG_und_LMS/Literatur_EVG_pdf/Literatur_fuer_EVG_fuer_FL_und_CFL/130T003D.pdf

Ton Giesberts (Elektor-Labor)

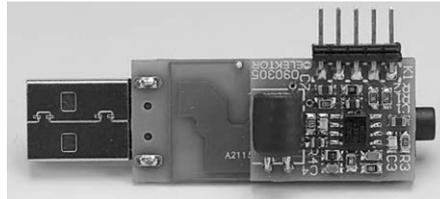
Diese Schaltung wurde speziell für den „FM-Audio-Transmitter“ (Schaltung Nr. 19 in diesem Buch) entworfen, sie kann aber auch zusammen mit anderen Übertragungssystemen von Nutzen sein.

Die Preemphasis wird hier mit einem Dual-Opamp realisiert. Opamp IC1A arbeitet als Addierer und Puffer für das nachfolgende Korrektornetzwerk. Die Eingangsempfindlichkeit lässt sich mit R3 anpassen, wobei niedrigere Werte die Empfindlichkeit verringern. Für die europäische Preemphasis von 50 μ s sind C5 und R6 verantwortlich. IC1B puffert das Signal, bevor es über K1 zum Sender zurückgeführt wird.

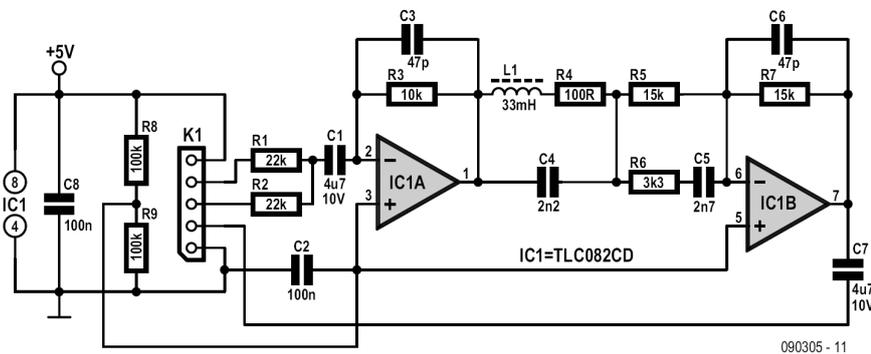
Da der FM-Sender im Mono-Betrieb arbeitet, wurde ein 19-kHz-Filter hinzugefügt. Das Filter verhindert, dass der FM-Empfänger auf Stereo schaltet, wenn im empfangenen Signal Komponenten im Bereich der Pilotton-frequenz von 19 kHz

Eigenschaften

- Korrektornetzwerk für FM Audio-Transmitter 080727
- Integriertes 19-kHz-Filter
- Strombedarf etwa 3 mA



enthalten sind. Ein einfacher Resonanzkreis (L1/C4) dient als Sperrkreis, wobei R4 in Reihe mit L1 die Resonanzkurve abflacht, so dass die Dämpfung etwas breitbandiger wird. Die Toleranzen der Bauteile können dazu führen, dass die Mittenfrequenz von 19 kHz abweicht. Beim Mus-



090305 - 11

Stückliste

Widerstände (SMD 0805):

R1,R2 = 22 k

R3 = 10 k

R4 = 100 Ω

R5,R7 = 15 k

R6 = 3k3

R8, R9 = 100 k

Kondensatoren:

C1,C7 = 4μ7/10 V

C2,C8 = 100 n

C3,C6 = 47 p

C4 = 2n2

C5 = 2n7

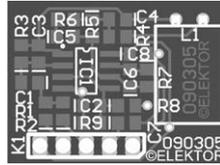
Induktivitäten:

L1 = 33 mH, z. B. Murata Power Solutions
22R336C (Farnell 1077046)

Halbleiter:

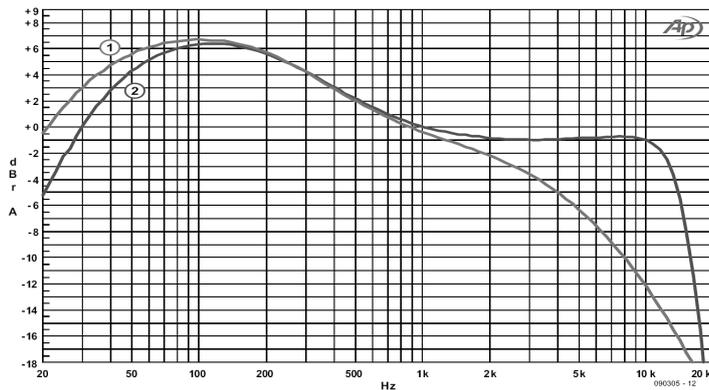
IC1 = TLC082CD, SO8 (Farnell 8453713)

teraufbau lag das Maximum nahe 20 kHz. Als Induktivität wurde wegen des erforderlichen Werts eine Ausführung mit Anschlussdrähten verwendet (siehe Stückliste).



Ohne Parallelkreis liegt der Eckpunkt des Korrektornetzwerks bei ungefähr 16,7 kHz, was für FM-Audio mehr als ausreichend. Das Hinzufügen des Parallelkreises hat zur Folge, dass die Amplitude um 10 kHz etwas angehoben wird, anschließend ist bei 13,5 kHz der -3-dB-Punkt erreicht. Beim Musteraufbau lag dieser Punkt wegen der Toleranzen um rund 1 kHz höher.

Die Platine fällt durch den Einsatz von SMD-Bauelementen ziemlich kompakt aus und passt zu dem schon erwähnten „FM Audio-Transmitter“. Dort ist ein Steckverbinder vorhanden, an dem die Audiosignale und die Betriebsspannung liegen. Die Preemphasis-Platine ist so gestaltet, dass sie auf der Rückseite oder unter der Transmitter-Platine montiert werden kann.



Bei Kombination mit der Preemphasis-Platine müssen auf der Transmitter-Platine die Widerstände R1 und R2 entfernt werden. Wird die Preemphasis-Platine hinter der Transmitter-Platine angeordnet, dann sinkt die Reichweite des Transmitters. In diesem Fall ist es ohne Preemphasis und Kurve 2 mit Preemphasis gemessen wurde. Dort ist deutlich erkennbar, dass die Deemphasis des Empfängers höherfrequente Signalanteile dämpft. Mit der Preemphasis-Schaltung des Senders verläuft die Charakteristik von 1 kHz bis etwa 10 kHz fast geradlinig. Der „Hügel“ bei 100 Hz resultiert aus einer Bassanhebung im Empfänger, durch die ein vollerer

Klangeindruck erreicht werden soll. Die beiden zusätzlichen Koppelkondensatoren in der Preemphasis-Schaltung verschieben den unteren Eckpunkt der Charakteristik geringfügig nach oben, für das Ohr macht sich dies kaum bemerkbar. Die Preemphasis-Schaltung erhöht die Stromaufnahme des FM-Transmitters um rund 2 mA auf ungefähr 5 mA.

Weblink

[1] www.elektor.de/090305

Downloads & Produkte
Platine090305-1, siehe
www.elektor.de/090305

Klangverbesserung für

Audio-Quellen-Geräte

72

Thorsten Steurich (D)

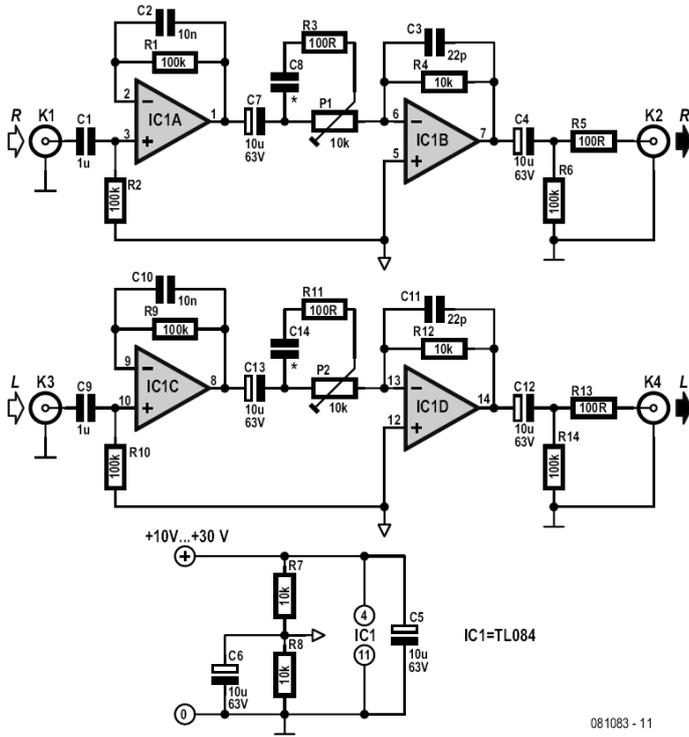
Vinyl oder CD: Was klingt besser? Eine heute von einigen immer noch heiß diskutierte Frage. Der Autor versucht, Ursachen und Hintergründe näher zu beleuchten und mit einer einfachen Schaltung das Klangbild des CD-Players bedeutend zu verbessern.

Nach Erwerb eines neuen CD-Players der unteren bis mittleren Preisklasse klingt dieser bei der ersten Hörprobe zu Hause mitunter nicht sehr überzeugend. Dabei sollte die CD von der gesamten Aufnahme- und Wiedergabetechnik her gesehen

der analogen Schallplatte doch eindeutig überlegen sein. Vorausgesetzt, das Musikstück stammt von derselben Quelle (Masterband), wurde folgende Überlegung angestellt:

Schallplatte und CD haben eine ganz unterschiedliche Aufnahmetechnik. Bei der Aufnahme von Schallplatten wird das Signal einer Preemphasis unterzogen, das heißt, im Hochtonbereich angehoben (ähnlich wie auch beim UKW-Rundfunk) und dann dem Schneidkopf für das Schneiden der Lackplatte zugeführt. Diese An-

119



081083 - 11

steuerung kann im Gegensatz zur CD nur analog erfolgen. Dabei erhält das Originalsignal eine Phasenverschiebung. Um den Frequenzgang beim Abspielen des Tonträgers wieder zu linearisieren, durchläuft das Tonsignal im Tonabnehmer-Vorverstärker ein RIAA-Filter, das den Hochtonbereich wieder absenkt. Der Zweck der Übung ist eine Verbesserung des Störabstands, also weniger Rauschen und Knistern. Dadurch erfährt das Signal eine weitere Phasenverschiebung und unterscheidet sich dadurch von dem Signal am Ausgang eines CD-Spielers. Beim CD-Player ist die auftretende Phasenverschiebung nahe Null (DDD-Aufnahme). Die mit einem Vierfach-Opamp (zwei

Opamps pro Kanal) aufgebaute Schaltung sorgt nun ebenfalls für eine Phasenverschiebung. Da der Hochtonbereich vieler CD-Player des niedrigen and mittleren Preissegments nach Feststellung des Autors stark abgesenkt ist, hilft die Schaltung gleichzeitig dabei, den oberen Frequenzbereich nach eigenem Geschmack und Gehör anzuheben. Die Größe des Kondensators C8 (C14) kann man im Bereich von 100 pF bis 10 nF wählen, um den gewünschten Frequenzgang zu erhalten. Am unteren Ende ist der Frequenzgang dank ausreichend groß dimensionierter Kopplkondensatoren nicht eingeschränkt. Gleichzeitig dient die Schaltung auch als Puffer beziehungsweise Impedanzwand-

ler für das Signal, um den Einfluss von Kabelkapazitäten zu eliminieren. Bei CD-Spielern mit relativ hohen Ausgangsimpedanzen von 1 k Ω oder mehr machen sich Klangunterschiede zwischen billigen Standard- und teuren High-End-Kabeln schon bemerkbar. Da aber die hier vorgestellte Schaltung nur 100 Ω Ausgangsimpedanz aufweist, kann man sich den Einsatz teurer High-End-Kabel ersparen.

Die Schaltung ist natürlich auch für andere Signalquellen wie zum Beispiel MD-Player, Festplattenrekorder, DAB-Tuner, DVB-S-Receiver etc. zu verwenden. Eine ausreichende Betriebsspannung im Be-

reich von 10 bis 30 V kann man meist auch dem Netzteil des CD-Spielers entnehmen, um ein zusätzliches Netzteil zu vermeiden.

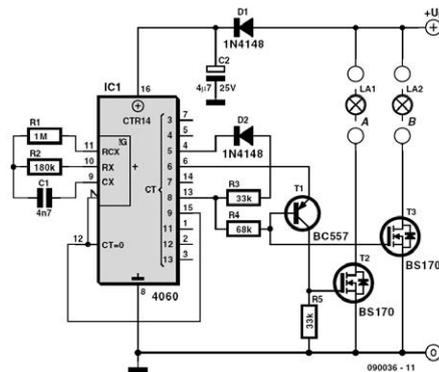
Dass das Ausgangssignal in beiden Kanälen durch den jeweils zweiten Opamp (IC1B, IC1D) invertiert wird (180 Grad Phasendrehung) hat auf die Funktion der Schaltung keinen Einfluss. Durch Änderung des Gegenkopplungswiderstands R4 (R12) des Ausgangs-Opamps IC1B (IC1D) kann bei Bedarf zur Anpassung des Line-Pegels an die übrigen Audio-komponenten eine andere Verstärkung gewählt werden.

Light(n)ing für Flugmodelle

73

Werner Ludwig (D)

Diese Schaltung stellt für Flugmodelle mit sehr geringem Aufwand realitätsnahe Beleuchtungssignale zur Verfügung. Der Ausgang „Strobe“ (A) liefert periodisch einen kurzen Vierfachimpuls für den weißen „Tragflächenblitz“ (Strobe-light). Darauf folgend erscheint am Ausgang „Beacon“ (B) ein Doppelimpuls, der mit einer roten LED den aktiven Antrieb des Flugzeugs signalisiert. Beim Original ist es meist ein rotes Drehlicht, das als Anticollision beacon light (ACL) bezeichnet wird. Die Schaltung ist ebenso für Modelle von landgebundenen Einsatzfahrzeugen (blinkende Scheinwerfer, Blaulicht) verwendbar.



Die Signale werden vom 14-stufigen Binärzähler 4060 mittels einer Ausgangslogik erzeugt. Die Zykluszeit lässt sich in weiten Grenzen durch die Beschaltung

121

des internen Oszillators (Widerstand und Kondensator an Pin 9 und 10) verändern. Lichtgeber an den Anschlüssen für Beacon und Strobe sind vorzugsweise hocheffiziente LEDs, die noch mit den passenden Vorwiderständen (abhängig von der Be-

triebsspannung U_B und dem gewünschtem LED-Strom) zu beschalten sind. Die Schaltung ist für Betriebsspannungen zwischen 5 und 12 V ausgelegt. Der maximal zulässige Strom durch die beiden BS170 beträgt 500 mA.

Hermann Sprenger (D)

Bei Segelregatten ist es nützlich, wenn das Schwert des Segelschiffes in der Höhe verstellt werden kann. Da die Handkurbel oder der Stellmotor die Gewindestange der Hubeinrichtung rund 100 bis 150 Mal dreht, um den vollen Bereich zu durchfahren, hat man sich beim Abschätzen der aktuellen Position schnell vertan. Eine elektronische Zählung der Umdrehungen wäre eine feine Sache. Gut, dass auf den heutigen Seglern meist eine 12-V-Versorgung vorhanden ist!

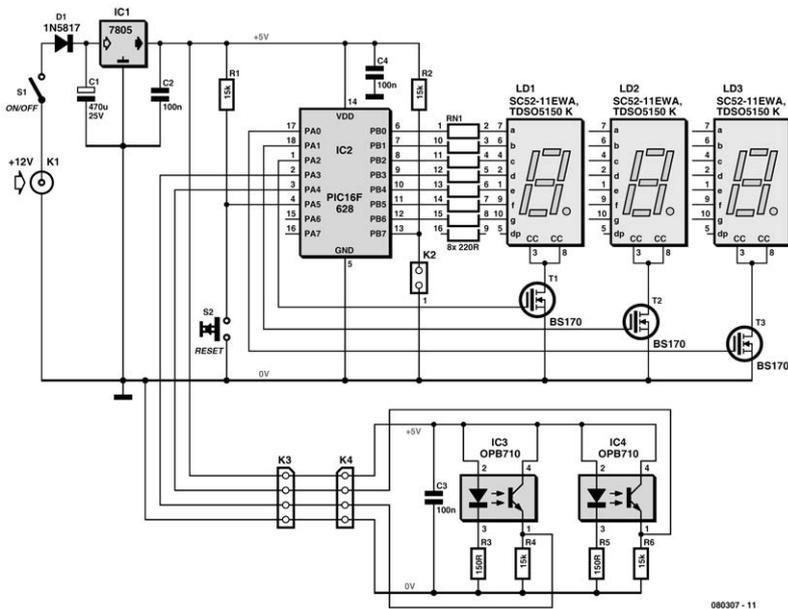
Damit das Ganze funktioniert, werden an der Gewindestange eine weiße und eine schwarze Markierung angebracht, die sich jeweils über den halben Umfang erstrecken. Dann montiert man zwei Reflexlichtschranken nebeneinander (im Abstand von rund 10 mm zueinander). Für eine sichere Detektion sollten beide Lichtschranken nicht weiter als 5 mm von den Markierungen entfernt sein.

Die Markierungen werden beim Drehen zeitlich versetzt an den Lichtschranken vorbeigeführt, so dass die Drehrichtung

erkannt werden kann und die Umdrehungen gezählt werden können. Herz der Schaltung ist ein PIC16F628 von Microchip, der wie immer sowohl programmiert erhältlich ist als auch mit kostenlos downloadbarer Firmware selbst programmiert werden kann (zu beidem siehe www.elektor.de/080307).

An den Pins 1 der beiden Reflexlichtschranken IC3 und IC4 müssen bei einer vorbeidrehenden weißen Markierung mehr als 2,0 V, im Falle der schwarzen Markierung weniger als 0,8 V zu messen sein (Betriebsspannung zwischen 4,5 und 5,5 V). Die beiden Messsignale werden zusammen mit der Betriebsspannung und Masse auf einen Steckverbinder geführt. Auf der Seite des Mikrocontrollers sieht man praktischerweise ebenfalls einen Steckverbinder vor, so dass die Sensor- und die Controllerplatine über ein Messkabel verbunden werden können.

Das Multiplexing der drei Siebensegment-Anzeigen läuft im Programm mit 100 Hz ab. Die Zählung der Umdrehungen erfolgt zwischen den Werten 0 und



140. Überschreitet oder unterschreitet der Zähler diese Grenzen, dann bleibt der Zähler stehen. Mit der Reset-Taste S2 wird der Zähler auf Null gestellt. Mit dem Jumper K2 kann die Zählrichtung umgekehrt werden. Der Zählerstand bleibt auch ohne Betriebsspannung erhalten und wird beim nächsten Einschalten wieder geladen.

Der Sourcecode ist ebenfalls von der oben genannten Website downloadbar, so dass Anpassungen wie etwa andere Zähler-Grenzwerte möglich sind (der Maximalwert ist in der Zeile #define max 140 definiert). Als Compiler lässt sich der CC5X verwenden, von dem es eine freie Version gibt (www.bknd.com/cc5x).

Jogging-Timer

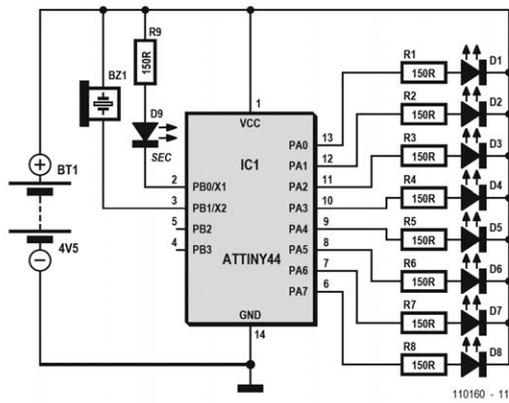
75

Stefan Hoffmann (D)

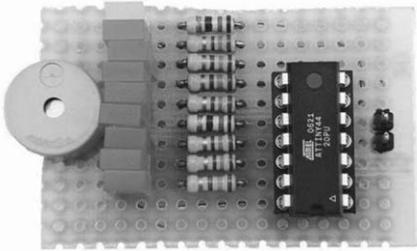
Regelmäßige körperliche Betätigung ist – besonders auch als Ausgleich zum Sitzen

am Labortisch – sehr wichtig. Joggen ist eine der beliebteste und effektivsten

123



110160 - 11



Sportarten. Dabei kommt es aber auf ein regelmäßiges und systematisches Training an.

Dies unterstützt der hier vorgestellte Jogging-Timer, indem er alle zehn Minuten mit einem Piezosummer einen Ton erzeugt und durch acht Leuchtdioden anzeigt, wie viele Zehn-Minuten-Blöcke bereits trainiert wurden. Der joggende Elektroniker spart sich dadurch die Anschaffung einer teuren Spezialuhr.

Zu Beginn des Trainings schaltet man das Gerät ein und steckt es dann einfach in die Hosentasche. Dank der akustischen Signale muss man nicht auf eine Uhr schauen

und kann sich voll aufs Laufen konzentrieren. Bei Bedarf ist es aber auch jederzeit möglich, die Anzeige der abgelaufenen 10-Minuten-Intervalle abzulesen.

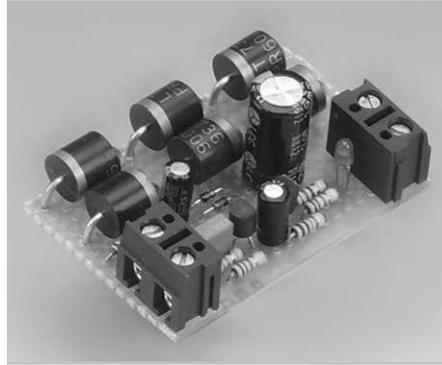
Die Schaltung wurde mit einem kleinen Mikrocontroller vom Typ Atmel ATtiny44 aufgebaut und mit BASCOM programmiert. Nach dem Einschalten erfolgt ein kurzer Funktionstest von Summer und LED. Durch einen Timer-Interrupt gesteuert blinkt die Sekunden-LED im Sekundentakt, damit man jederzeit sieht, dass die Schaltung arbeitet. Außerdem wird ein Sekundenzähler hochgezählt. Alle zehn Minuten ertönt das Signal des elektronischen Piezosummers und eine weitere LED wird eingeschaltet.

Der BASCOM-Sourcecode ist wie gewohnt unter [1] verfügbar und leicht anpassbar. Die freie Demo-Version von BASCOM reicht dafür locker aus.

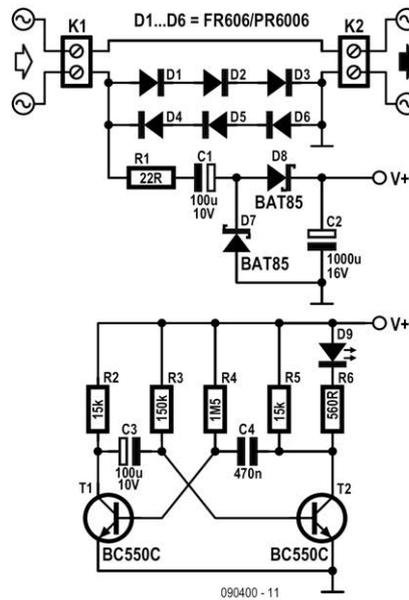
[1] www.elektor.de/110160
(Software-Download)

Ton Giesberts (Elektor-Labor)

Manche elektrischen Geräte haben keine Einschaltanzeige, und bei Geräten der Unterhaltungselektronik lässt sich häufig die Display-Beleuchtung abschalten. Dadurch ist nicht mehr ohne weiteres erkennbar, ob das Gerät ausgeschaltet ist. Für Kleingeräte mit einer Leistungsaufnahme von weniger als 10 W ist eine Einschaltanzeige auch nicht vorgeschrieben. Unsere Schaltung sorgt trotzdem dafür, dass das Ausschalten des Geräts nicht vergessen wird. Eine Änderung am Gerät ist nicht erforderlich, da die Schaltung einfach in das Stromnetz-Kabel eingefügt wird.



Um unabhängig von der Geräteleistung einen einigermaßen konstanten Spannungsabfall zu erreichen, kann man mehrere antiparallel geschaltete Dioden in die Netzzuleitung einfügen. Hier haben wir Typen gewählt, die 6 A Dauerstrom und 200 A Spitzenstrom vertragen. Letzteres ist in Hinblick auf den hohen Einschaltstrom mancher Geräte nicht unwichtig. Da der Spannungsabfall an Dioden in Durchlassrichtung mit zunehmendem Strom ansteigt (hier auf 1,2 V bei 6 A), kann die Helligkeit der LED bei niedrigen Leistungen ungefähren Aufschluss über den vom Gerät aufgenommenen Strom geben. Die Betriebsspannung der LED-Steuerung wird aus dem Spannungsabfall an den Dioden bezogen. Da die Kaskade C1, D7, D8 und C2 die Spannung an D1...D6 verdoppelt, erhöht sich die Empfindlichkeit.



Das hat gleichzeitig den Vorteil, dass beide Wechselstrom-Halbwellen genutzt werden. D7 und D8 sind verlustarme Schottky-Dioden.

Die LED-Steuerung lässt die LED blinken, so dass kurzzeitig mehr Strom durch die LED fließen kann und ihre Helligkeit auch bei niedrigen Geräteleistungen ausreicht. Während einer Blinkperiode ist die LED etwa eine halbe Sekunde eingeschaltet und fünf Sekunden ausgeschaltet. Um bei einem LED-Strom von 2 mA (Low-current-LED) einen Spannungseinbruch von 1 V aufzufangen, muss Ladeelko C2 eine Kapazität von 1000 μ F haben. Die Blinksteuerung besteht aus einem mit den Transistoren T1 und T2 aufgebauten astabilen Multivibrator. Er ist so dimensioniert, dass der steuernde Strom der Transistoren möglichst niedrig ist. An 3 V Betriebsspannung liegt die mittlere Stromaufnahme bei 0,5 mA (2,7 mA bei eingeschalteter und 0,2 mA bei ausgeschalteter LED). Die Einschaltzeit der LED hängt von C4 und R4 ab (0,5...0,6 s, abhängig von der Betriebsspannung), die Ausschaltzeit wird von C3 und R3 bestimmt (knapp 5 s). Theoretisch beträgt diese Zeit $R \cdot C \cdot \ln 2$, doch wegen der niedrigen Betriebsspannung und der angepassten Dimensionierung weicht sie in der Praxis vom theoretischen Wert ab.

Die Dioden D1...D6 müssen keine speziellen Hochspannungstypen sein, die anliegende Sperrspannung beträgt wegen der Antiparallelschaltung nur wenige

Volt. Dieser Spannungsverlust kann mit Blick auf die Höhe der Netzspannung vernachlässigt werden. Wichtig für die Wahl der Dioden ist der maximale Strom. Wenn die Geräteleistung 1 kW übersteigt, sind leistungsstärkere Dioden zu verwenden. Bei Geräteleistungen in dieser Größenordnung kann eine Kühlung der Dioden notwendig sein.

Messungen an D1...D6 ergaben, dass der Spannungsabfall an einer einzelnen Diode bei einem Strom von 1 mA ungefähr 0,4 V beträgt. Der Netzstromindikator gewährleistet bei Strömen ab 1 mA eine zufriedenstellende Anzeige und hat das Entwicklungsziel damit erreicht. Voraussetzung ist jedoch, dass eine Low-current LED mit hohem Wirkungsgrad zum Einsatz kommt.

Noch einige wichtige Hinweise:

Die Schaltung liegt unmittelbar am Stromnetz, an ihr darf nur gelötet werden, wenn sie vom Stromnetz getrennt ist. Das Berühren von Netzspannung führenden Teilen ist lebensgefährlich! Ein halb transparentes und gut isolierendes Gehäuse in der Farbe der LED ist für den Einbau geeignet. Die hineinführenden Netzkabel müssen aber unbedingt zugentlastet sein. Da das LED-Gehäuse keine ausreichende Isolation konform zu einer Schutzklasse darstellt, darf die LED nicht durch das Gehäuse nach außen ragen.

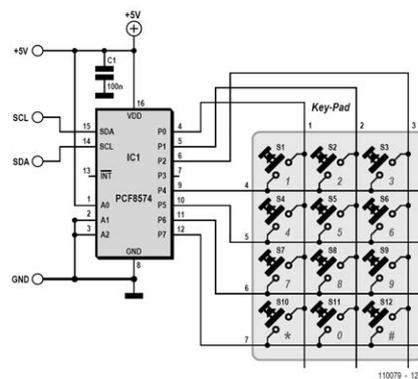
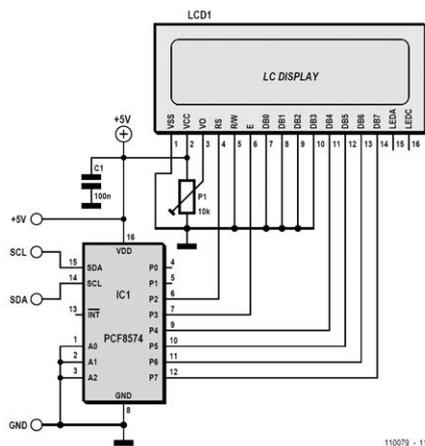
Weblink [1] www.elektor.de/090400

Joachim Dombrowa (D)

In vielen Mikrocontroller-Projekten werden ein LC-Display und oft auch Tasten verwendet. Meist benötigt man hierfür viele Portpins des Controllers, die dann für den Rest der Anwendung (auch mit ihren alternativen Funktionen) nicht mehr zur Verfügung stehen. Die vorliegenden Schaltungen für ein HD44780-kompatibles LCD und eine Ziffern-Tastatur verwenden den I2C-Bus, der nur zwei Portpins des Controllers belegt – SCL und SDA. Beide Schaltungen lassen sich natürlich auch gemeinsam in ein Gehäuse einbauen und über dieselben Datenleitungen steuern, womit ein kompaktes Bedien-Panel entsteht. Darüber hinaus macht dieser Ansatz eine einfache Modularisierung möglich, denn die Bedieneinheit lässt sich nun leicht wechselweise für

mehrere Controlleranwendungen verwenden. Wichtig ist nur die Unterstützung des I2C-Busses beim Controller. Ein Beispiel hierfür ist der ATmega88, der zum Beispiel beim ATM18-Projekt oder der Experimental-Platine des ElektorBusses verwendet wird.

Den Kern der Schaltungen bildet der I/O-Expander PCF8574 [1] (Hinweis, es gibt den PCF8574 in zwei funktionsgleichen Versionen, die einen unterschiedlichen I2C-Adressbereich abdecken – Datenblatt lesen ist Pflicht!). Der Port-Expander fungiert als Slave, der Controller der Anwendung ist der Master. Nach I2C-Art schickt der Master beim Schreiben erst die Adresse des Slaves und dann ein (oder mehrere) Datenbytes über den Bus. Dieses Datenbyte enthält das Bit-



127

Listing 1

```
void LcdPanel_InitEN (byte nData)
{
  // nData = Portpins P2,P4..P7
  // Bit 3 = 0 (EN=0)
  Twi_WriteByte(0x40, nData);
  AppDelay_10us(50);

  // Bit 3 = 1 (EN=1)
  Twi_WriteByte(0x40, nData | 0x08);
  AppDelay_10us(50);

  // Bit 3 = 0 (EN=0)
  Twi_WriteByte(0x40, nData);
  AppDelay_10us(50);
}
```

Listing 2

```
void LcdPanel_SendCmd (byte nCmd)
{
  byte nNib;

  // High-Nibble
  nNib = nCmd & 0xf0;
  Twi_WriteByte(0x40, nNib);

  // Enable-Puls
  LcdPanel_InitEN(nNib);

  // Low-Nibble
  nNib = (nCmd & 0x0f) << 4;
  Twi_WriteByte(0x40, nNib);

  // Enable-Puls
  LcdPanel_InitEN(nNib);
}
```

muster, das wir an die Portpins P0 bis P7 legen wollen. Analog funktioniert das Lesen, das Datenbyte zeigt nun die Zustände an P0..P7.

Beginnen wir mit der Tastatur. Dem PCF8574 ist in dieser Schaltung die Adresse 42hex zugewiesen (A0=high, A1 und A2=low). Die Abfrage erfolgt spaltenweise, wobei die Portpins P0..P2 als Ausgänge und die Pins P4..P7 als Eingänge fungieren. Nacheinander wird nun das

Bitmuster 1111:1110, 1111:1101 und 1111:1011 ausgegeben. Nach jeder Ausgabe werden der Portbaustein ausgelesen und die oberen vier Bits geprüft. Wenn z.B. das Bitmuster 1111:1110 ausgegeben (Spalte 1) und anschließend das Bitmuster 1011:1110 eingelesen wird, ist die Taste „7“ betätigt.

In der Schaltung zur LCD-Ansteuerung ist dem I/O-Expander die Adresse 40hex zugewiesen. Das Display wird im 4-bit-Modus angesteuert. Da nur Daten zum LCD geschickt werden, ist die Steuerleitung R/W fest mit Masse verdrahtet. RS (Register Select, bei Befehlsbyte=0, bei Datenbyte=1) wird durch Portpin P2 gesteuert. Ein Daten- oder Befehlsbyte wird vom LCD-Controller übernommen, wenn E (Portpin P3) eine fallende Flanke aufweist. Wir können diesen Pin allerdings nicht unabhängig von den anderen steuern, sondern müssen den Status des Portpins jeweils mit den anderen Pins „verodern“ und dann das ganze Bitmuster verschicken. Listing 1 zeigt ein kleines Stück C-Code zum Senden eines entsprechenden Enable-Pulses an das LCD.

Das zweite C-Fragment zeigt das Senden eines Befehlsbytes an das LC-Display, das zuerst in ein High-Nibble und ein Low-Nibble zerlegt werden muss. Dementsprechend funktioniert es auch mit einem Datenbyte, das an das LCD gesendet werden soll. Hier ist zusätzlich das Bit 2 im ausgegebenen Bitmuster zu setzen, damit P2 high wird.

[1] www.nxp.com/documents/data_sheet/PCF8574.pdf

Antoni Gendrau (Spanien)

Der Sensor RS-455-3671, der im Projekt „Automatisches Fahrradrücklicht“ eingesetzt wird (siehe Schaltung Nr. 80), kann durch einen Bewegungssensor ersetzt werden, der keine 5 Euro kostet.

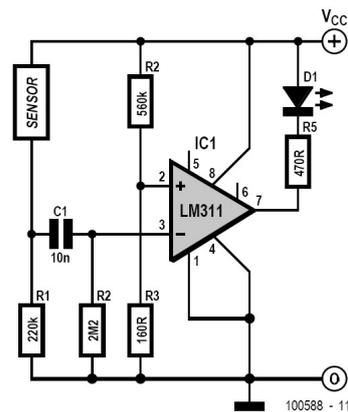
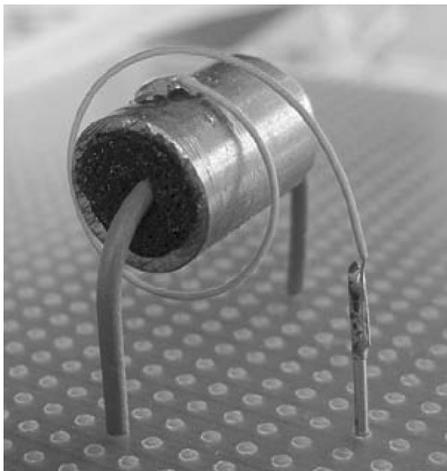
Der Sensor-Ersatz ist ein Selbstbau aus handelsüblichen Bauteilen, die praktisch jeder ambitionierte Elektroniker irgendwo herumliegen hat. Tatsächlich fungiert dieser Eigenbau als variabler Widerstand, dessen Wert von der Beschleunigung abhängig ist, der er ausgesetzt wird. Der Prototyp hatte einen Ruhewiderstand von 200 k Ω , der sich auf 190 k Ω verminderte, wenn er rund 1 cm fallen gelassen wurde.

Der Bau ist einfach: Man besorge sich ein Stück Kupferrohr mit 10 mm Durchmesser und etwas leitfähigen Schaumstoff mit den Maßen 10 x 50 mm², wie er zur Aufbe-

wahrung elektrostatisch empfindlicher ICs verwendet wird. Man rolle den Schaumstreifen bis er gut in das Rohr passt. Anschließend stecke man von einer Seite einen Leiter (ein Stück Draht) hinein; das ist der 1. Kontakt. Nr. 2 ist eine Litze, die schon vorher am Kupferrohr angelötet wurde. Nun verhindere man mit Kunststoffstopfen etc. das Eindringen von Feuchtigkeit, ohne den inneren Draht groß in der Beweglichkeit einzuschränken.

Da der Widerstand des Schaums von der Verformung abhängig ist, wird eine Beschleunigung eine Widerstandsänderung bewirken.

Für ausreichende Stabilität macht hier ein dickerer Kupferdraht Sinn. Die Komparator-Schaltung wandelt die Widerstandsän-



derungen in Signale mit ordentlichem Pegel und lässt bei Erschütterung eine LED leuchten. Der Selbstbau-Sensor eignet

sich für Alarmzwecke und ähnliche Anwendungen.

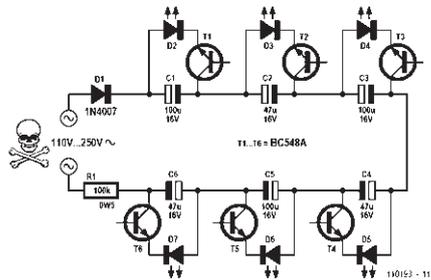
Burkhard Kainka (D)

Die erste Schaltung in Bild 1 zeigt eine besonders einfache LED-Blitzschaltung für Netzbetrieb mit sechs Kanälen: Alle sechs LEDs blitzen völlig asynchron, so dass insgesamt ein chaotisches Muster erscheint. Die Schaltung stellt gleichzeitig mit einem Verbrauch von nur ca. 0,2 W eine echte Energiespar(blitz)lampe dar. Im Internet kann man ein kleines Video [1] des Blitzers in Aktion sehen.

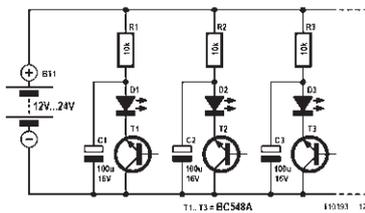
Die Schaltung verwendet die vom Autor an anderer Stelle in diesem Buch beschriebenen NPN-Kippschaltungen. Jede der sechs hier in Reihe geschalteten NPN-Kippschaltungen erhält denselben Ladestrom. Durch Variation der Elko-Kapazitäten lassen sich Blitzfrequenz und Hellig-

keit beeinflussen. Außerdem blinkt die Schaltung langsamer, wenn man für den Ladewiderstand R1 einen höheren Wert als 100 k verwendet oder einen zusätzlichen Widerstand vorschaltet (in die Zuleitung zur Schaltung).

Ein Nachteil der Schaltung ist die Lebensgefahr, die sich aus der Tatsache ergibt, dass die Schaltung direkt mit dem 230-V-Netz verbunden ist. Dadurch ist es lebensgefährlich, Teile der Schaltung zu berühren. Deshalb ist es zwingend erforderlich, die Schaltung berührsicher in einem gut isolierenden Kunststoff-Gehäuse mit zugentlasteter Kabeldurchführung unterzubringen (siehe Sicherheitsseite in Elek-



1



2

tor und unter [2]). Um solche Gefahren zu vermeiden, zeigt Bild 2 eine Version der Schaltung für den Betrieb an niedrigen Spannungen im Bereich von 12 bis 24 V. Die NPN-Kippstufen liegen hier in Parallelschaltung an der Betriebsspannung.

Man kann auf diese Weise auch längere Blitzlicht-Ketten bauen.

Links:

[1] www.youtube.com/user/bkelektronik#p/u/6/lqr-YTf3b9U

[2] www.elektor.de/sicherheit

Automatisches Fahrradrücklicht 80

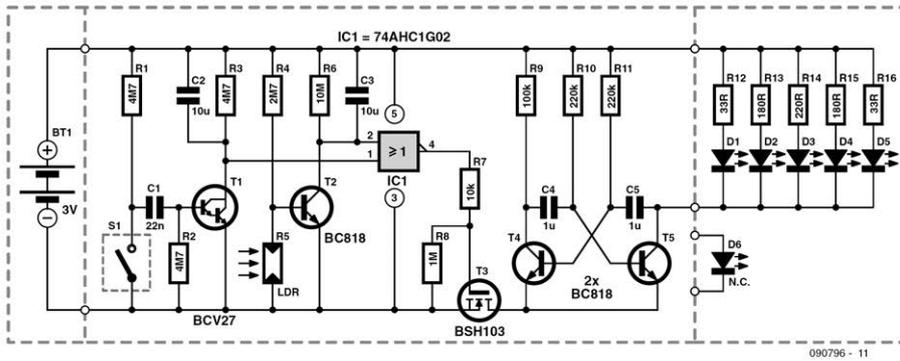
Ludwig Libertin (A)

Automatisch bedeutet hier, dass sich das Licht abhängig von der Umgebungshelligkeit selbsttätig ein- und ausschaltet. Es handelt sich um ein blinkendes rotes Licht (stromsparendes 50-%-Tastverhältnis), so dass die Zulässigkeit als Fahrradrücklicht von den jeweiligen nationalen Bestimmungen abhängt. Falls gewünscht, kann es aber auch dauernd leuchten. Die Schaltung lässt sich selbstverständlich auch als Sicherheitslicht für Fußgänger verwenden.

Der Autor hat ein bei Conrad erhältliches Fahrradrücklicht verwendet und die dort vorhandene Platine durch seine eigene (mit der hier gezeigten Schaltung) ersetzt. Für den Aufbau wurden nur aus Platzgründen (gut lötbare) SMD-Bauteile verwendet, die Schaltung funktioniert natürlich auch mit bedrahteten Bauteilen. Für die 10- μ F-SMD-Schichtkondensatoren kann man dann auch Elkos verwenden.

Die in der Schaltung rechts gezeichneten fünf roten LEDs (High brightness) waren bereits im Conrad-Rücklicht vorhanden (samt Vorwiderständen auf einer eigenen Platine). Sie werden hier weiter verwendet. Daraus erklären sich auch die unterschiedlichen Werte der Vorwiderstände, die man je nach gewünschter Helligkeit und verwendeter LED auch ändern kann. Auf der Platine des Conrad-Rücklichts befindet sich auch die grüne LED D6, die hier nicht genutzt wird.

Die Schaltung verfügt über zwei Sensoren, einen Bewegungsschalter (S1) im TO18-ähnlichen Gehäuse (RS-Components 455-3671) und einen LDR (R5, Standard-Typ, Hellwiderstand ca. 250 Ω , Dunkelwiderstand >10 M Ω). Sobald das Fahrrad bewegt wird, öffnet der Bewegungsschalter S1 (Öffner) seinen Kontakt, so dass der Darlington T1 durch Impulse über C1 leitend wird. C2 wird aufgeladen und sorgt für einen Low-Pegel am Gattereingang IC1 (Pin1). Ist es dunkel genug,



wird die Spannung am helligkeitsabhängigen Spannungsteiler R4/R5 (R5 ist der LDR) größer als 0,6 V, wodurch T2 leitet und C3 auflädt. Dies sorgt für einen weiteren Low-Pegel am zweiten Gattereingang von IC1, diesmal an Pin 2.

Sind beide Eingänge logisch „0“, geht der Ausgang des NOR-Gatters auf High und steuert den FET T3 durch. Dieser versorgt nun den AMV (aufgebaut mit R9/R10/R11, C4/C5, T4 und T5) mit Strom und die LEDs beginnen mit 5 Hz zu blinken. Sie blinken weiter, solange der Bewegungsschalter S1 Impulse liefert und es (ausreichend) dunkel ist.

Bleiben die Impulse vom Bewegungsschalter aus (Fahrrad abgestellt), wird C2 nicht mehr nachgeladen und entleert sich über den parallel geschalteten R3 innerhalb von etwa 25 Sekunden. Daraufhin geht IC1 auf Low und sperrt T3, was das Blinken der LEDs nach besagten 25 Sekunden beendet. Wird das Fahrrad bewegt (S1 liefert Impulse), aber der LDR beleuchtet (vorbeifahrende Autos, Straßen-

lampen), so sperrt T2. Die LEDs blinken aber etwa 70 Sekunden weiter, weil C3 solange den Pegel am Gattereingang auf Low hält.

Die Schaltung ist für den Betrieb mit 3 V (2x AAA) ausgelegt. Der Ruhestrom der Schaltung liegt bei unter 2 μ A, so dass die Batterien für mehr als 300 Betriebsstunden ausreichen.

Der verwendete Bewegungsschalter S1 ist so empfindlich, dass beim Stehen des Fahrrads (z.B. an einer Ampel) immer noch Impulse erzeugt werden und die LEDs weiter blinken. Nur bei abgestelltem Rad geht das Licht ganz aus.

Die Helligkeits-Schaltswelle lässt sich mit dem Wert von R4 an den LDR anpassen.

Wenn die Schaltung als nicht blinkendes Rücklicht verwendet werden soll, lässt man einfach T4, T5, C4, C5 und R9...R11 weg und verbindet die Kathoden der LEDs D1 bis D5 direkt mit dem Drain-Anschluss des FETs T3.

Georges Treels (F)

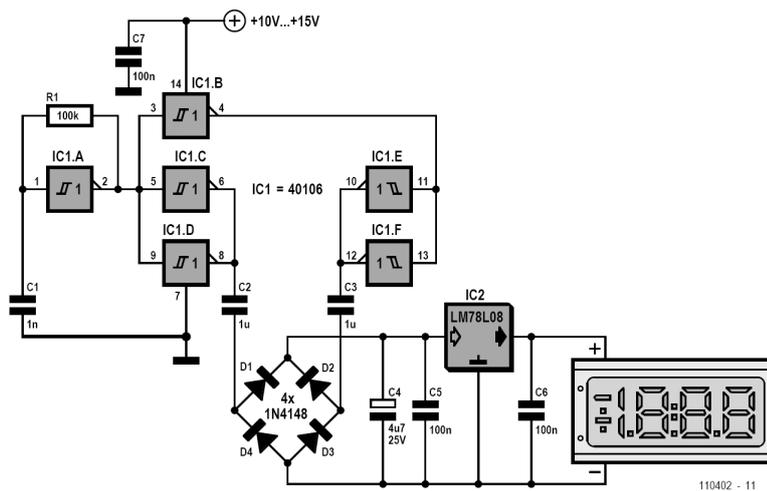
Digitale Einbau-Voltmeter werden heute schon zu erstaunlich niedrigen Preisen angeboten. Diese Messinstrumente haben außer einer hohen Genauigkeit auch eine hohe Eingangsimpedanz zu bieten, und in der Frontplatte eines Geräts beanspruchen sie nur wenig Platz. Bei genauem Hinsehen lassen sich zwei Kategorien unterscheiden:

- Die wirklich preisgünstigen Typen, bei ihnen müssen die Betriebsspannung und die Messspannung voneinander galvanisch getrennt sein,

- die oft doppelt so teuren Ausführungen, bei denen die Betriebsspannung und die Messspannung gemeinsame Massen haben.

Da der Strombedarf in der Größenordnung von 1 mA liegt, lohnt sich die Mühe, eine trafolose Schaltung aufzubauen, die eine galvanische Trennung der Betriebsspannung herstellt.

IC1 ist ein sechsfacher Inverter mit Schmitt-Trigger-Eingängen aus der Standard-CMOS-Reihe. Der erste Inverter IC1A ist mit R1 und C1 als Oszillator geschaltet, der mit ungefähr 10 kHz schwingt.



IC1B invertiert das Oszillatorsignal, so dass IC1C/IC1D und IC1E/IC1F in Gegenphase angesteuert werden können. Nach der galvanischen Trennung durch C2 und C3 wird die resultierende Spannung von einer Diodenbrücke gleichgerichtet, von C4 geglättet und vom Spannungsregler IC2 auf 8 V stabilisiert. Die äußere Betriebsspannung ist unkritisch, sie kann im Bereich 10...15 V liegen.

Die Schaltung wird auf einer Platine mit den Abmessungen 24,4 mm · 27,94 mm aufgebaut. Diese Maße passen zu den Abmessungen vieler Einbau-Voltmeter. Das Platinenlayout steht auf der Elektor-Website [1] zum kostenlosen Download bereit.

Weblink

[1] www.elektor.de/110402

82 Einzellige Stromversorgung

Harald Broghammer (D)

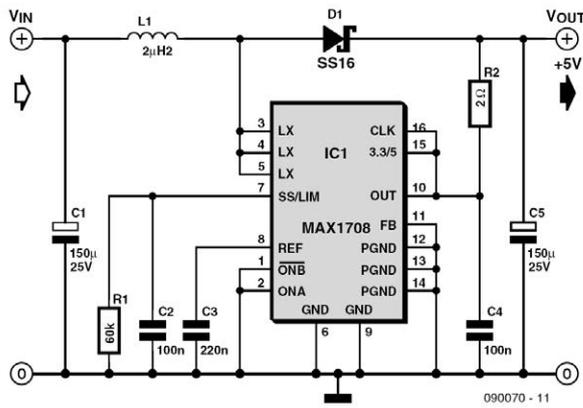
Viele moderne elektronische Geräte und viele Schaltungen mit Mikrocontrollern werden mit Spannungen von 5 V oder 3,3 V versorgt. Da diese Spannungen nicht schwanken sollten, ist auch beim mobilen Betrieb eine Stabilisierung notwendig. Im einfachsten Fall wählt man hierzu die Spannung der Batterie oder der Akkus etwas höher als erforderlich und verwendet einen der üblichen integrierten Spannungsregler. Diese Art der Problemlösung vernichtet aber nicht nur Energie, sondern sorgt auch dafür, dass man mehr Batterie- oder Akkuzellen braucht (bei 5 V Ausgangsspannung mindestens sechs NiCd- oder NiMH-Akkuzellen), was Platz benötigt.

Beide Probleme kann man aber mit moderner Elektronik auf einmal erschlagen: Da sich Regelungsverluste durch den Einsatz von Schaltreglern gut minimieren lassen, liegt es nahe, den Schaltregler gleich

Eigenschaften

- Eingangsspannung 0,7...5 V
- Ausgangsspannung 2,5...5,5 V
- Ausgangsstrom max. 2 A
- Eine einzige Akkuzelle reicht aus!

als Step-up-Regler zu konfigurieren, da sich so gleichzeitig die Zellenanzahl in Grenzen halten lässt. Einen für portable Stromversorgung geeigneten Step-up-Wandler zu entwerfen ist glücklicherweise gar nicht so schwer, da die Halbleiterindustrie für genau diese Zwecke maßgeschneiderte ICs entwickelt hat. Maxim hat mit dem MAX1708 ein IC im Programm, das aus Eingangsspannungen im weiten Bereich von 0,7...5 V mit nur fünf externen Kondensatoren und je einem Widerstand, einer Diode und einer Spule die fixe Ausgangsspannung von 3,3 V oder 5 V generiert. Mit zwei zusätzlichen Wider-



ständen lässt sich die Ausgangsspannung sogar frei zwischen 2,5 V und 5,5 V einstellen.

Die technischen Details dieses ICs sind auf einer extra Webseite [1] angegeben, von der man sich auch das Datenblatt herunterladen kann. Wichtig zu wissen ist, dass das IC eine interne Referenzspannung und einen leistungsfähigen MOSFET als Schalter enthält, der durchaus Ströme bis zu 5 A verträgt. Es lassen sich daher 2 V @ 5 A am Eingang durchaus in 5 V @ 2 A am Ausgang umwandeln, was nur zwei NiCd- oder NiMh-Zellen erfordern würde. Mit einer einzigen Zelle reduziert sich der maximale Ausgangsstrom bei 5 V deshalb auf ca. 1 A.

Die nebenstehende Beispielschaltung ist für 5 V Ausgangsspannung ausgelegt. Ein Softstart ist durch einen Kondensator an Pin 7 des ICs realisiert. R2 sorgt für eine Strombegrenzung auf knapp über 1 A. Für volle Ausgangsleistung kann R2 weggelassen werden. Über Pin 1 oder Pin 2 lässt sich das IC abschalten. Will man 3,3 V am

Ausgang, legt man einfach Pin 15 an Masse.

Zur Dimensionierung von Spule und Diode sollte man sich nach dem benötigten Strom richten. Für D1 ist zwecks niedriger Verluste zwingend eine Schottky-Diode erforderlich. Für 1 A Ausgangsstrom reicht eine SB140. Für die Spule ist eine Festinduktivität wie der Typ „L-PISR 2,2µ“ von Reichelt gut geeignet. Grundsätzlich beachten sollte man wie bei jedem Step-up-Wandler, dass die Eingangsspannung niedriger als die gewünschte Ausgangsspannung ist. Aus einer Lithium-Polymer-Zelle mit 3,7 V lassen sich daher schlecht 3,3 V am Ausgang erzeugen, da ein LiPo-Akku voll geladen gut 4,1 V liefern kann und in diesem Fall dann D1 permanent leiten würde, was die Ausgangsspannung auf minimal 3,7 V anheben würde. 5 V aus einer LiPo-Zelle hingegen ist kein Problem.

Weblinks

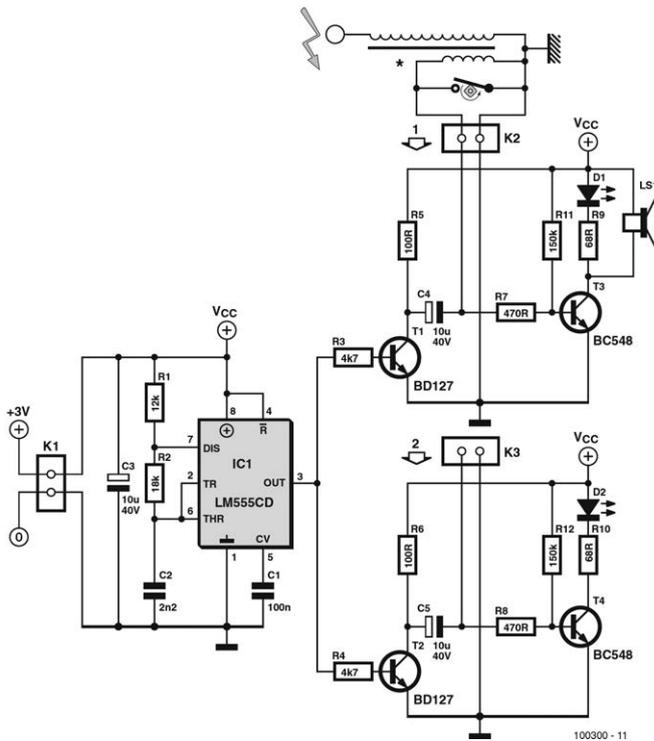
[1] www.maxim-ic.com/quick_view2.cfm/qv_pk/3053

Philip Muylaert (B)

Ottomotoren niedriger Leistung, die beispielsweise Kleinflugzeuge, Leichtkrafträder oder Rasenmäher antreiben, werden meistens mit so genannten Magnetzündungen betrieben. Ein Fahrzeugakku ist hier nicht erforderlich.

Testobjekt ist die Primärseite der Zündspule (eigentlich: Zündtrafo) mit dem dazu parallel liegenden Unterbrecher. Einzustellen ist der Zeitpunkt, an dem der Unterbrecherkontakt öffnet. Da die Primärseite der Zündspule einen sehr niedri-

gen ohmschen Widerstand hat, ist das Messen der Kontaktschaltphasen schwierig. Hier hilft der Tester weiter, er signalisiert visuell mit einer LED und akustisch mit einem Beeper, wann der Kontakt geöffnet oder geschlossen ist. Die Schaltung ist doppelt ausgeführt, da in Kleinflugzeugen aus Gründen der Betriebssicherheit stets zwei Magnetzündungen vorhanden sind. Mit dem Tester können folglich auch zwei Magnetzündungen in Relation zueinander eingestellt werden.



Signalgeber ist ein Timer vom Typ 555, er erzeugt ein Rechtecksignal, dessen Frequenz bei 3000 Hz liegt. Das Rechtecksignal steuert die NPN-Leistungstransistoren T1 und T2, die gegen Spannungsspitzen unempfindlich sind.

Der Testanschluss (K2 oder K3) wird parallel zum Unterbrecherkontakt geschaltet, ihm parallel liegt die Primärseite der Zündspule. Der Unterbrecherkontakt schließt das Testsignal entweder kurz (Kontakt geschlossen), oder das Testsignal wird von der Zündspule hochgeschau-

kelt (Kontakt offen). Damit ist der Schaltzustand des Unterbrechers trotz des niedrigen Zündspulenwiderstands bestimmbar. Bei offenem Unterbrecher aktivieren die hochgeschaukelten Impulse über T3 bzw. T4 die LED und den Piezo-Schallwandler.

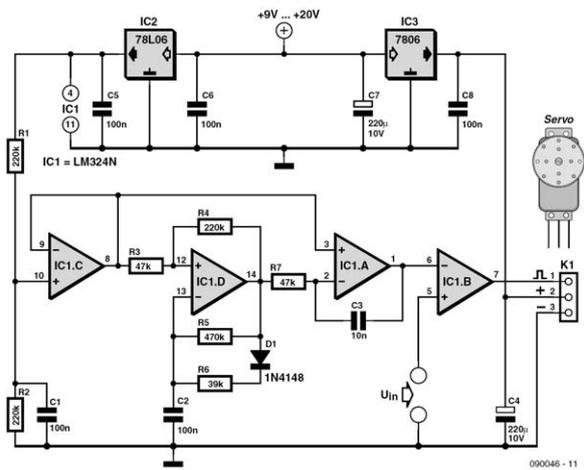
Die Bauelemente sind unkritisch, lediglich der Beeper darf nicht allzu unempfindlich sein. Als Energiequelle dienen zwei in Reihe geschaltete Mignon- oder Microzellen (AA oder AAA).

Gert Baars (NL)

Die meisten Servos werden mit pulsweitenmodulierten rechteckförmigen Signalen (PWM) gesteuert, wobei die Frequenz näherungsweise 50 Hz beträgt und der Duty-Cycle im Bereich 5...10 % (Impulsbreite 1...2 ms) variiert. Das Umsetzen von Widerstandsänderungen in PWM-Signale ist unkompliziert, weil der veränderliche Widerstand so in die Schaltung des PWM-Oszillators einbezogen werden kann, dass er den Duty-Cycle des Ausgangssignals bestimmt. Soll der Duty-Cycle von einer variablen Gleichspannung abhängen, ist etwas mehr Aufwand nötig. Wenn sich ein Servo über eine variable Spannung steuern lässt, kann die Spannung an einem von Hand bedienten Potentiometer abgegriffen werden, sie kann aber auch von Sensoren wie beispielswei-

se LDRs, NTCs oder Hallsensoren herführen. Die Servo-Position wird dann von Beleuchtungsstärken, Temperaturen oder Magnetfeldern gesteuert. Nur eine von vielen denkbaren Anwendungen ist die witterungsabhängige Steuerung des Ventils für den Wasserzulauf einer Rasenbewässerungsanlage.

Ein PWM-Signal lässt sich auch ohne Spezial-IC erzeugen. Ein universeller Vierfach-Opamp vom Typ LM324 genügt. In der Schaltung stellt Opamp C ein Spannungsniveau her, das der halben Betriebsspannung entspricht. Opamp D arbeitet als Rechteckoszillator mit einer Frequenz von etwa 50 Hz. Der Duty-Cycle dieses Rechtecksignals ist fest eingestellt, er beträgt etwas mehr als der Maximalwert 10 %.



Die nächste Stufe ist ein Integrator, der die Rechteckspannung in eine dreieckförmige Spannung wandelt. Opamp B arbeitet als Komparator, er vergleicht die Dreieckspannung mit der Eingangsspannung U_{in} . Am Komparatorausgang erscheint eine pulsbreitenmodulierte Rechteckspannung, die den Servo unmittelbar steuern kann. Eingangsspannung U_{in} muss im Bereich 0,5...4 V variieren, damit sich der Duty-Cycle des PWM-Signals im Bereich 5...

10% ändert. Der Servo des Testaufbaus, ein Exemplar vom Typ RS-2, reagierte auf diese Spannungsänderung mit einer Drehwinkeländerung von etwa 200° . Daraus ergibt sich für eine Änderung der Eingangsspannung um 1 V eine Drehwinkeländerung von $200^\circ / (4 - 0,5) = 57^\circ$.

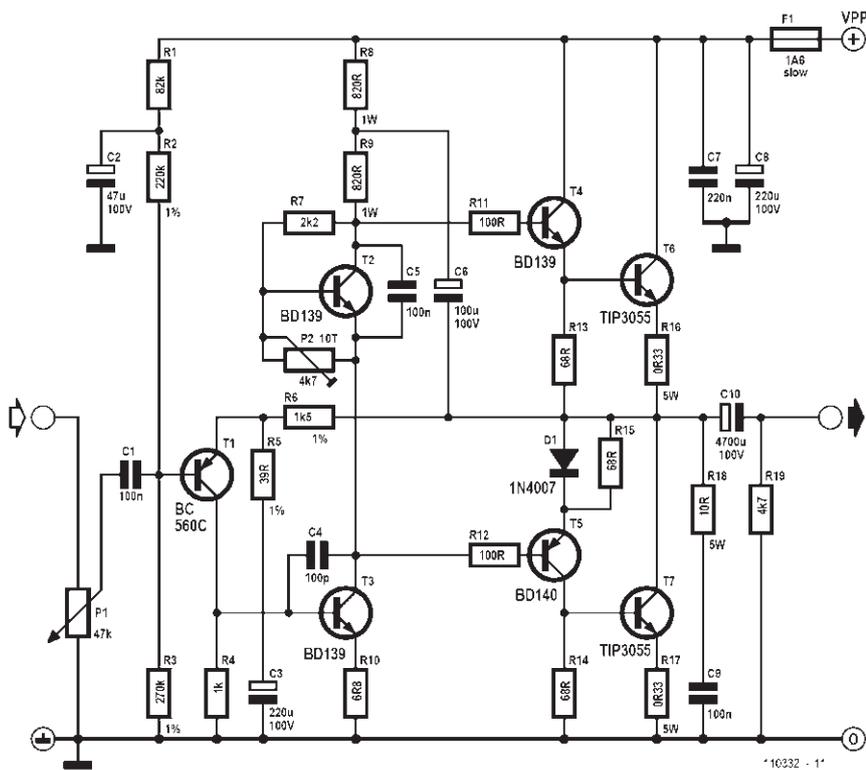
Weblink
 [1] www.elektor.de/090046

85 40-W-Verstärker im Retro-Stil

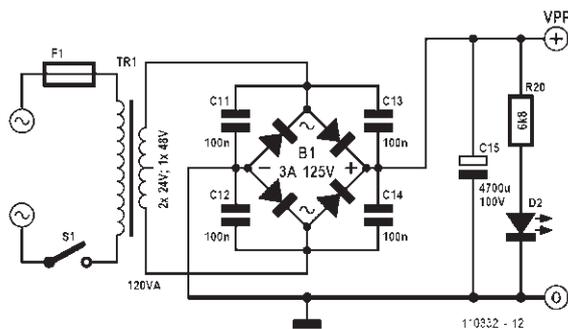
Joseph Kreutz (D)

In den frühen 60er Jahren (des letzten Jahrhunderts) brachte RCA einen Transistor auf den Markt, der zur Legende wurde. Die Rede ist vom 2N3055. Zwei davon und schon hatte man eine Endstufe mit

(damals) sagenhaften 40 W an 8Ω . Die hier präsentierte Schaltung transportiert den Geist dieser Zeit. Einfachheit war damals Trumpf und hat auch heute noch ihren Reiz. Diese Retro-Endstufe liefert 45



16032 - 1



*10302 - 12

Messergebnisse bei einer ohmschen Belastung von 8,2 Ω

THD	0,08 % (hauptsächlich 3. Harmonische) bei 1 kHz und 1 W an 8 Ω
Übertragungsbereich	29 Hz (-3 dB) bis 100 kHz (-0,5 dB) bei 1 W an 8 Ω bis 100 kHz (-3 dB) bei 40 W an 8 Ω
Maximale Ausgangsspannung	19,5 V (gerade nicht begrenzt)

W an $8\ \Omega$ und braucht dazu eine Eingangsspannung von $0,5\ V_{\text{eff}}$.

Der Verstärker arbeitet wie folgt: Das Eingangssignal steuert die Basis von T1. Das Ausgangssignal wird über den Spannungsteiler R6/R5 gegengekoppelt an den Emitter von T1 gelegt. Der Spannungsabfall des Kollektorstroms von T1 an R4 steuert die Basis von T2. Dieser Transistor übernimmt die Spannungsverstärkung. Das verstärkte Signal an seinem Kollektor treibt die eigentliche (stromverstärkende) Endstufe. C6 arbeitet als Bootstrap-Kondensator und sorgt so dafür, dass die Spannung über R9 weitgehend konstant bleibt. Dies hat zur Folge, dass einerseits die am Kollektor wirkende Wechselstromimpedanz sehr hoch wird und andererseits die oberen beiden Transistoren (T4 und T6) auch bei hohen Ausgangsspannungen weit genug angesteuert werden können.

Die Kombination von T4, T5, T6 und T7 bildet eine klassische, symmetrische und quasikomplementäre Endstufe. In den 60ern gab es nämlich noch keinen komplementären PNP-Transistor zum 2N3055.

Diesem Mangel begegneten findige Entwickler dadurch, dass ein PNP-Treiber-Transistor mittlerer Leistung einen NPN-Leistungstransistor steuert. Resultat ist eine Endstufe mit einer oberen NPN-Darlington-Hälfte und einem unteren Quasi-PNP- oder Komplementär-Darlington. Diese quasikomplementäre Sziklai-Anordnung [1] war damals weit verbreitet.

D1 simuliert dabei die Basis-Emitter-Strecke des fehlenden PNP-Leistungstransistors und sorgt über diese verbesserte Symmetrie für geringere Verzerrungen.

Der Ruhestrom der Endtransistoren wird mit P2 eingestellt und mit T3 konstant gehalten. T3 muss deshalb eine enge thermische Koppelung mit T6 und T7 haben. Die Endstufe benötigt eine Versorgungsspannung von etwa 65 V, die unstabilisiert und asymmetrisch sein kann. Da dann am Ausgang des Verstärkers im Mittel die halbe Betriebsspannung anliegt, wird die Wechselspannung für den Lautsprecher mit C10 ausgekoppelt, der dazu eine Kapazität von $4700\ \mu\text{F}$ benötigt.

Der Verstärker ist nicht gegen Kurzschluss geschützt. In der Praxis ist das kein allzu großer Mangel, aber etwas Vorsicht ist beim Anschließen von Lautsprechern geboten. Das Netzteil ist primärseitig mit einer Sicherung von 1,6 A versehen, damit ein Defekt keine übermäßigen Folgen hat.

Das einfache Netzteil besteht lediglich aus Trafo, Brückengleichrichter und Lade-Elko.

Die vier 100-nF-Kondensatoren blocken HF. Mit den angegebenen Werten reicht das Netzteil zur Versorgung von zwei Kanälen aus, so dass sich insgesamt ein kompletter Stereo-Verstärker ergibt. Die LED dient als Einschaltanzeige.

Der Aufbau des Verstärkers ist ziemlich einfach: T3, T4 und T5 benötigen kleine Kühlwinkel für TO126-Gehäuse mit einem thermischen Widerstand von $<20\ \text{K/W}$. T2, T6 und T7 werden mit Glimmerscheiben und Wärmeleitpaste isoliert auf einem gemeinsamen Kühlkörper mit $\leq 2\ \text{K/W}$ montiert.

Bevor man zum ersten Mal Spannung anlegt, sollte P2 auf Maximum stehen. Für den ersten Test ersetzt man die Sicherung durch einen Widerstand $47\ \Omega/5\ \text{W}$ (oder

eine 230-V/100-W-Glühlampe). Außerdem misst man mit einem Digitalvoltmeter die Spannung über R17. Nun kann man einschalten. An R17 sollten 0 V abfallen. P2 wird dann vorsichtig verstellt, bis 15 mV angezeigt werden, was einem Ruhestrom von 50 mA entspricht. Jetzt wieder ausschalten, den Widerstand durch die Sicherung ersetzen und wieder einschalten. Falls sich die Spannung über R17 verändert hat, erneut auf 15 mV abgleichen. Dieser einfache Verstärker ist recht preiswert und qualitätsmäßig durchaus (und immer noch) akzeptabel. Natürlich er-

reicht dieses Konzept keinen Verzerrungsgrad mit zig Nullen hinter dem Komma, schließlich ist es ganz „state of the art“ der wilden 60er Jahre.

Der Autor hat eine Platine für den Verstärker und eine für das Netzteil entworfen. Die Layout-Dateien sind im PDF-, Gerber- und Easy-PC-CAD-Format unter [2] erhältlich.

Weblinks

[1] <http://de.wikipedia.org/wiki/Sziklai-Paar>

[2] www.elektor.de/110332

Spannungsüberwachung 86

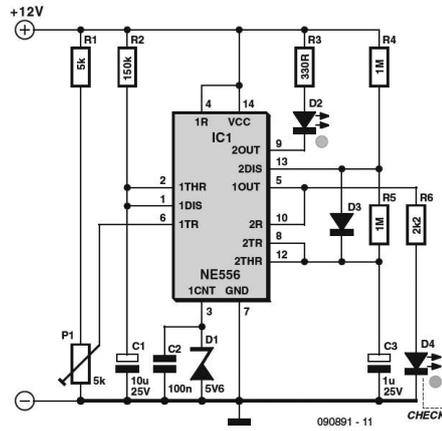
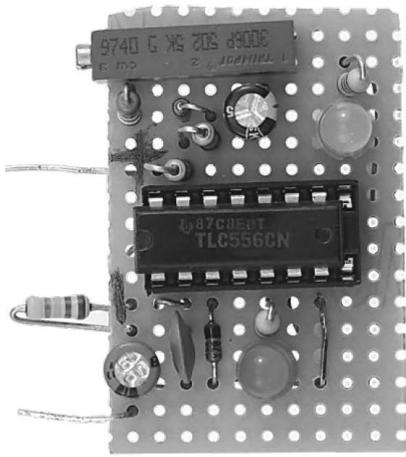
Jürgen Okroy (D)

Diese Spannungsüberwachung basiert auf einem Elektor-Entwurf mit dem Timer-IC 555 aus dem Buch „302 Schaltungen“, bei dem die Spannungslage (gut/schlecht) mittels einer roten und einer grünen LED angezeigt wird. Der praktische Nutzen dieser Schaltung hält sich jedoch in Grenzen, da der Farbwechsel der Anzeige beim Unterschreiten der Grenzspannung oft unbemerkt bleibt. Die hier abgebildete Schaltung ist für die Überwachung einer 12-V-Spannung (zum Beispiel der Bordspannung im Auto) ausgelegt. Sie signalisiert Unterspannung mit einer blinkenden grünen LED, was eher bemerkt wird. Die kleine rote LED leuchtet zusätzlich bei Unterspannung auf.

Der verwendete NE555 beinhaltet zwei 555-Timer, von denen einer die Schaltschwelle detektiert, während der andere für das Blinken zuständig ist.

Die Ansprechschwelle für das Einsetzen der Unterspannungswarnung wird mit P1 auf den gewünschten Wert eingestellt.

Der Stromverbrauch der Schaltung richtet sich nach dem verwendeten LED-Typ. Soll eine Low-current-LED zum Blinken eingesetzt werden, muss der Vorwiderstand (330 Ohm) wesentlich größer gewählt werden.



87 PR4401/02 im Doppelpack

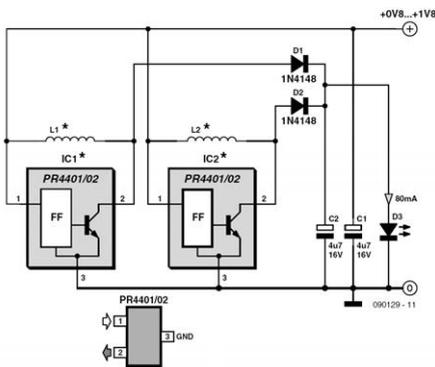
Leo Szumylowycz (D)

Interessante Applikationen zu den PR4401/02-Typen von PREMA gibt es mittlerweile schon einige, so zum Beispiel auch im letzten Elektor-Halbleiterheft. Zu seinem nahezu ungeschlagenen, zuverlässigen Arbeitsbereich ab 0,8 V bei minima-

ler Peripherie wünscht man sich manchmal noch einen etwas höherer Ausgangsstrom, um auch eine 4-Chip-LED mit 80 mA voll nutzen zu können oder um eine 9-V-Blockbatterie bei umfangreicheren LCD-Multimetern ersetzen zu können. Mit der hier vorgestellten und schon häufig verwendeten Schaltung dürfte dieses Problem nun ausgeräumt sein.

In der gezeigten Anordnung liegen zwei dieser ICs parallel über Dioden an einem gemeinsamen Ladekondensator. Man kann bei Bedarf noch mehr dieser ICs in der gezeigten Weise parallel schalten.

Die Dimensionierung der Induktivitäten erfolgt in der gleichen Weise wie bei der Standard-Applikation der ICs: 10 μ H beim PR4401 für einen Strom von 20 mA und



4,7 μ H beim PR4402 für einen Strom von 40 mA.

Um eine 80-mA-LED an einer einzelnen 1,5-V-Batterie betreiben zu können, ist die gezeigte Schaltung daher mit PR4402 und 4,7- μ H-Induktivitäten zu bestücken. Wenn man die Schaltung komplett mit SMDs

aufbauen möchte, verwendet man für C1 und C2 SMD-Tantalelkos (4,7 μ F/35 V) der Bauform „A“ und für L1 und L2 SMD-Induktivitäten wie Murata LQH3C-4,7 μ H (erhältlich z.B. bei Reichelt-Elektronik).

Weblinks

www.prema.com/pdf/pr4401.pdf

Regler für elektrische Zusatzheizungen 88

Gérard Guiheneuf (F)

In Frankreich ist es durchaus nicht unüblich, in der Übergangszeit (Herbst und Frühling) die Zentralheizung ganz abzuschalten und bei Bedarf Elektro-Radiatoren (Konvektoren) als Zusatzheizung einzusetzen. Auch wenn die Kilowattstunde in Frankreich (noch) etwas weniger kostet als in Deutschland, war der Autor daran interessiert, den Energieverbrauch zu verringern. Dafür wurde der hier vorgestellte Regler (eigentlich ein Leistungssteller) entwickelt.

Die Schaltung verwendet den als Timer-IC bekannten NE555, der hier als Multivibrator verwendet wird. Das Tastverhältnis ($D = \text{thigh} / T$) ist variabel (PWM), während die Frequenz mit dieser Formel festgelegt wird:

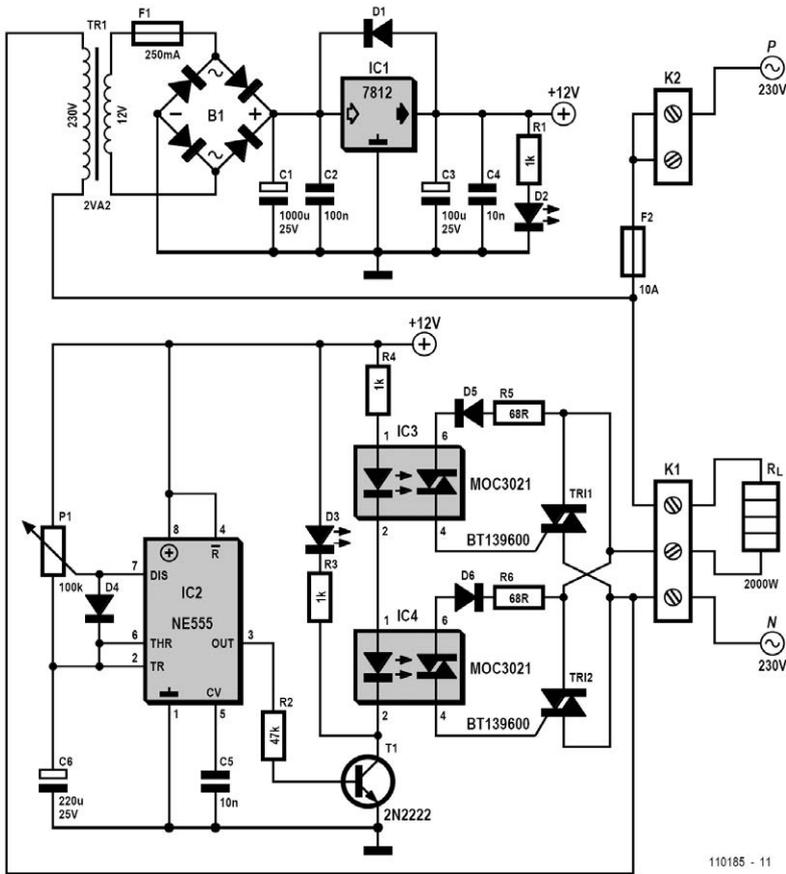
$$f = 1 / (0,693 \times P1 \times C6) = 0,0654 \text{ Hz}$$

In Abhängigkeit von der Stellung des Potis nimmt das Tastverhältnis am Ausgang von IC2 (Pin 3) folgende Werte an:

- $D = 0,5$ (Schleifer P1 in Mittelstellung)
- $D = 0$ (Schleifer P1 an +12 V, Ausgang IC2 auf 0)
- $D = 1$ (Schleifer P1 an C6, Ausgang IC2 auf ca. 11 V)

Über Transistor T1 steuert IC2 zwei Phototriacs vom Typ MOC3021 (IC3 und IC4), welche eine galvanisch getrennte Verbindung zwischen dem Steuerteil und dem direkt mit dem Netz verbundenen Leistungsteil der Schaltung herstellen.

Jeder Phototriac steuert einen Leistungstriac (TRI1 und TRI2) an. Diese beiden Triacs sind parallel geschaltet und übernehmen die Versorgung der Heizung (R_L): ein Triac übernimmt die positive Halbwelle, der andere die negative. Die Triacs sind überdimensioniert (Nennstrom: 16 A), sie werden parallel eingesetzt und abwechselnd angesteuert, um die Verlustwärme zu reduzieren und dadurch die Abmessungen der eingesetzten Kühlkörper gering zu halten. So konnte erreicht werden, dass sich die Kühlkörper nur leicht erwärmen,



110185 - 11

wenn der Regler im Vollastbetrieb (Tastverhältnis $D = 1$) einen Radiator mit 2000 W Nennleistung ansteuert.

Um die von der Heizung mit dem vorgeschalteten Regler aufgenommene Leistung zu berechnen, verwendet man die einfache Formel $W = P \times t \times D$, mit :

- W = aufgenommene elektrische Energie in Wattstunden (Wh)
- P = Nennleistung des Konvektors in Watt (W)

- t = Einschaltdauer der Anordnung Regler-Konvektor in Stunden (h)
- D = Tastverhältnis, festgelegt durch Potentiometer $P1$

Beispiel: Bei einem Tastverhältnis D von 0,5 und einer Einschaltdauer von einer Stunde ergibt sich bei einem 2000-W-Konvektor ein Verbrauch von 1 kWh.

Weblink

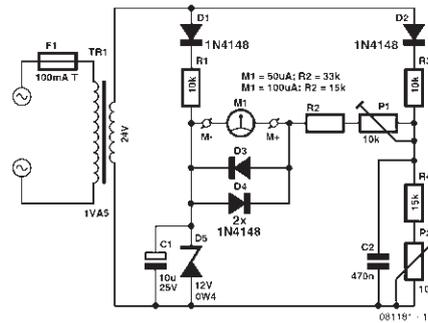
[1] www.elektor.de/110185

Christian Tavernier (F)

Das hier vorgestellte Messinstrument ist ungewöhnlich: Es misst nicht einfach die Spannung, sondern die Abweichung von der Nennspannung. Der Messbereich beträgt etwa ± 25 V um einen zwischen 220 V und 240 V einstellbaren Nennwert. Das passt prima zur europäischen Norm, nach der die Netzspannung seit 2009 einen Wert von $230\text{ V} \pm 10\%$ haben soll. Sie kann also maximal zwischen 207 V und 253 V schwanken. Genau diesen Bereich deckt das Netzvoltmeter ab.

Die Schaltung basiert auf einer Messbrücke auf der Sekundärseite eines Netztrafos. Die Sekundärspannung korreliert für unsere Zwecke genau genug mit der Primärspannung. Aus 24 V sekundär werden nach Gleichrichtung mit D1 und Filterung durch C1 dank D5 konstante 12 V. Die mit D2 gleichgerichtete Spannung wird nicht stabilisiert und mit C2 nur gering gefiltert, damit die Anzeige nicht träge wird. Mit P2 kann beim unteren Messwert der Netzspannung die Spannung an der Verbindung von R3 und R4 auf 12 V eingestellt werden. Das Messinstrument zeigt dann „0 V“ an. Bei größeren Netzspannungen wird die Spannung an R3/R4 größer als 12 V und das Instrument schlägt entsprechend aus.

Man benötigt übrigens kein spezielles Messinstrument mit Mittelstellung als Nullpunkt. Mit P1 kann man dann die Anzeige kalibrieren. Der Netztrafo übersetzt



die Netzspannung bei dieser minimalen Belastung etwa im Verhältnis 10:1. Der Effektivwert der Einweggleichrichtung durch D2 liegt dank C2 knapp über 2:1. Sollten sich mit P2 keine 12 V an R3/R4 einstellen lassen, kann man den Wert von R3 reduzieren. Geeignet sind in dieser Schaltung Drehspulinstrumente mit einem Messbereich von $50\ \mu\text{A}$ oder $100\ \mu\text{A}$. Hierzu passend muss man den in der Schaltung angegebenen Wert für R2 wählen.

Mit Hilfe eines auch „Regeltrafo“ genannten einstellbaren Netztrafos ist der Abgleich der Schaltung eine Kleinigkeit. Leider ist so ein Trafo eher selten neben dem Lötkolben in einem Heimlabor anzutreffen. Notfalls kann man in einer Schule nachfragen: in Physikräumen dürfte die Trefferquote hoch sein. Noch höher ist sie bei Radio- und Fernseh Technikern. Zuerst wird mit dem einstellbaren Trafo eine Wechselspannung von 205 V generiert.

P1 kommt zunächst in Mittelstellung und mit P2 wird die Anzeige auf genau 0 eingestellt. Anschließend stellt man den Regeltrafo auf 255 V und stellt P1 so ein, dass sich die maximale Anzeige ergibt - fertig. Jedenfalls fast. Die beiden Potis beeinflussen sich zwar kaum, aber eine wiederholte Justierung kann nicht schaden.

Wenn man nun noch eine Skala mit einem Messbereich von 205 V bis 255 V anbringt, dann hat man ein Netzvoltmeter, mit dem sich die Schwankungen der Netzspannung jederzeit präzise verfolgen lassen.

90 Roboter mit Arduino Nano

François Auger (F)

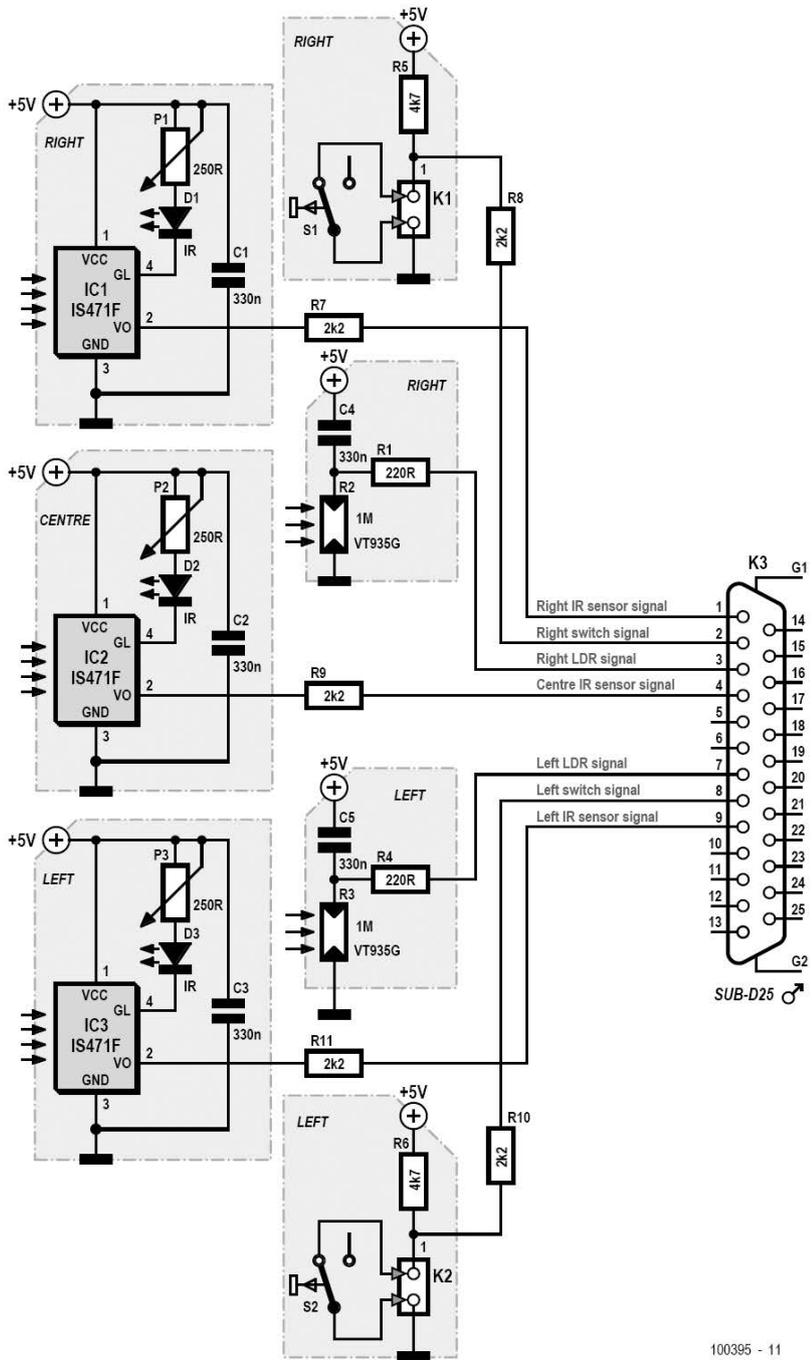
Diese Schaltung ist für die Montage an der Vorderseite des BOE-Bot [1] gedacht und wurde schon im Programmierkurs zur BASIC Stamp 2 [2] eingesetzt. Obwohl es natürlich möglich ist, die Schaltung mit beliebigen anderen Controllern zu betreiben, wurde sie so entworfen, dass sich die Erweiterungskarte von Arduino Nano [3] anschließen lässt. Diese Platine kann auf dem Roboter montiert und mit den beiden Servomotoren für den Antrieb verbunden werden.

Die hier vorgestellte Schaltung stattet einen sich bewegenden Roboter mit je zwei Mikroschaltern und LDRs sowie drei Infrarot-Näherungssensoren aus. Mit den so gewonnenen Signalen kann ein Mikrocontroller den Roboter durch eine passende Ansteuerung der Motoren dirigieren. Die Beschaltung der drei IR-Sensoren ist nichts Ungewöhnliches und auch schon in [4] enthalten. Mit den Potis P1, P2 und P3 kann der Strom durch die LEDs eingestellt werden, woraus sich der maximale Abstand ergibt, in dem noch Hindernisse de-

tektiert werden können. Die 2,2-k Ω -Widerstände schützen den Mikrocontroller vor potentiellen Kurzschlüssen, die dann entstehen können, wenn ein Pin des Mikrocontrollers als Ausgang definiert ist und dessen logischer Pegel nicht dem entspricht, der von einem Sensor geliefert wird.

Mit den Mikroschaltern können Hindernisse auf dem Weg rechtzeitig erkannt und so Karambolagen vermieden werden. Bei Kontakt mit einem Gegenstand liefern sie einen „Low“-Pegel.

Mit Hilfe der beiden LDRs kann der Roboter einer reflektierenden Spur folgen, die sich auf dem Boden befindet. Sie sind so angeschlossen, dass ihr Widerstandswert mit einem einzigen Pin erfasst werden kann. Hierzu wird der Pin zunächst als Ausgang geschaltet und auf logisch „0“ gesetzt, damit sich der Kondensator entlädt. Dann wird der Pin wieder zum Eingang gemacht und somit hochohmig. Daraufhin wird der Kondensator über den LDR geladen. Die Zeit, die der Kondensa-



100395 - 11

tor braucht, bis der logische Pegel von „0“ auf „1“ kippt, ist vom Widerstand des LDR und somit dessen Beleuchtung abhängig. Die gemessene Zeit korrespondiert daher mit der Helligkeit und ist aufgrund des umgekehrten Verhältnisses von Licht und Widerstand ein Maß für die „Dunkelheit“.

Die für diese Schaltung entworfene Platine enthält auch noch ein Prototypen-Feld, mit dem der Anschluss weiterer Teile wie z.B. elektronischer Kompass, Echtzeit-Uhr, Beschleunigungssensoren oder

Höhenmesser an ein Arduino-System vereinfacht wird.

Auf der Elektor-Webseite zu diesem Artikel [5] sind einige Testprogramme (Sketches) und auch das Layout der Platine zu finden.

Weblinks

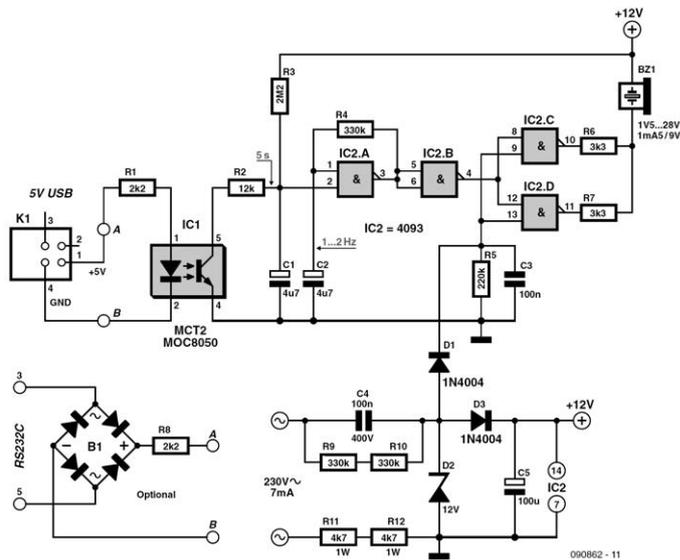
- [1] www.parallax.com/go/boebot
- [2] Programmieren mit der BASIC Stamp 2, Elektor Sept. 1999 bis April 2000.
- [3] www.elektor.de/100396
- [4] Basic-Buggy, Elektor April 1999
- [5] www.elektor.de/100395

Géry Szczepanski (F)

Wenn der Computer zusammen mit Bildschirm, Drucker, Scanner und anderer Peripherie an eine gemeinsame Steckdosenleiste mit Schalter angeschlossen ist, kann es aus Vergesslichkeit trotzdem vorkommen, dass die Geräte im Standby-Betrieb eingeschaltet bleiben. Die Energiesparhilfe erinnert akustisch daran, dass die Geräte vom Stromnetz getrennt werden müssen.

Nach Einschalten der Steckdosenleiste ertönt ein Beeper, dann bleiben fünf bis zehn Sekunden, um den Computer einzuschalten. Wenn das geschehen ist, fließt vom USB-Port des Computers Strom durch den Optokoppler. Das hat zur Folge, dass der Beeper verstummt. Nach Ausschalten des Computers bleiben fünf bis zehn Se-

kunden, um auch den Schalter der Steckdosenleiste zu bedienen, sonst meldet sich der Beeper. Im CMOS-IC 4093 befinden sich vier NAND-Gatter mit Schmitt-Trigger-Eingängen. Hier ist das erste Gatter als Oszillator mit der Frequenz 1...2 Hz geschaltet. Der Oszillator kann erst schwingen, wenn C1 über R3 so weit aufgeladen ist, dass am zweiten Gatter-Eingang logisch 1 liegt. Der Optokoppler trennt die Schaltung galvanisch vom USB-Port des Computers. Wenn der Optokoppler durchschaltet, wird C1 über R2 entladen. Der Oszillator wird blockiert, der Beeper schweigt. Widerstand R5, Kondensator C3 und Diode D1 bewirken gemeinsam, dass der Beeper stumm bleibt, wenn die Netzspannung abgeschaltet wird.



Die Spannung 5 V, die den Optokoppler steuert, kann auch einem PS/2-Anschluss (Anschlüsse 4 und 3) oder einer Joystick-Buchse (Anschlüsse 8 und 5) entnommen werden. Mit zwischengeschaltetem Brückengleichrichter ist auch ein RS232-Anschluss nutzbar. Für den Aufbau genügt ein kleines Stück einer Lötpunktrasterplatine. Die Schaltung kann ihren Platz entweder in der Steckdosenleiste, im Computer oder in ei-

nem eigenen Gehäuse finden. Beim Auf- und Einbau ist unbedingt auf die vorgeschriebene Isolation und den Berührungsschutz zu achten!

Schaltungen mit Netzspannung dürfen nur von einer ausgebildeten Elektrofachkraft unter Einhaltung der entsprechenden VDE-Bestimmungen (z.B. VDE 0100) gebaut und installiert werden.

Öko-Timer 92

Stefan Hoffmann (D)

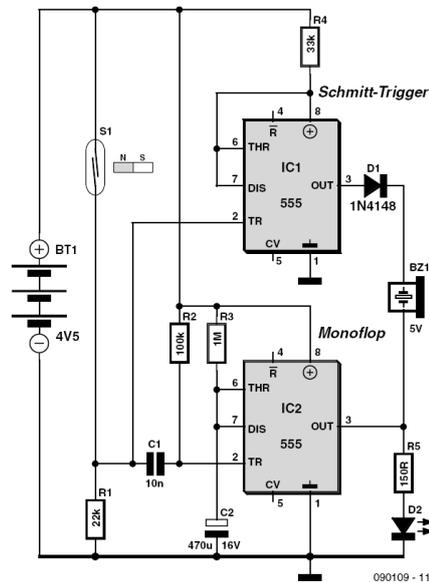
Zum Lüften sollte man ein Fenster nur für ein paar Minuten öffnen, und auch wegen

möglicher Einbruchgefahr sollte daran gedacht werden, ein Fenster nicht über

Stunden und eventuell auch noch bei Abwesenheit offen zu lassen.

Diese Schaltung erkennt das Öffnen eines Fensters (oder einer Tür), zeigt den offenen Zustand durch eine rote Leuchtdiode oder eine Blink-Leuchtdiode an und macht sich durch das Signal eines elektronischen Intervall-Summers lautstark bemerkbar, um an das Schließen des Fensters zu erinnern.

Die aktiven Bauteile sind zwei 555-Timer-ICs. S1 ist ein Reedkontakt, der sich am Fenster befindet und bei geschlossenem Fenster durch einen am Fensterflügel angebrachten Magneten geschlossen wird. Dieser Reedkontakt legt R1 bei geschlossenem Fenster an die 4,5 V der Versorgungsspannung. Wird das Fenster geöffnet, so öffnet auch S1, und die Spannung an R1 fällt sofort auf 0 V. Dadurch wird der Triggereingang von IC2 über C1 kurzzeitig nach Masse gezogen. IC2 ist als Monoflop geschaltet und wird dadurch getriggert. Über R2 liegt nach Laden von C1 wieder Versorgungsspannung am Triggereingang des Monoflops, so dass es nicht mehr nachgetriggert wird und als Zeitgeber ablaufen kann. Die optionale rote LED oder Blink-LED (Vorwiderstand entsprechend wählen) zeigt an, dass der Timer abläuft (Ausgang Pin 3 ist High). Außerdem schaltet der Ausgang des Schmitt-Triggers verwendeten zweiten 555 bei dem am Triggereingang anliegenden Massepotential ebenfalls nach Plus, so dass der zwischen den beiden 555-Ausgängen liegende Gleichstrom-Summer keine Spannung erhält (beide Ausgänge sind High). Wird das Fenster innerhalb der mit R3/C2 eingestellten Zeit wieder geschlossen, geht der Ausgang des



Schmitt-Triggers wieder auf Low. Solange der Ausgang von IC2 noch High ist, sperrt Diode D1, so dass über den Gleichstromsummer kein Strom fließt. Nach Ablauf der Timerzeit liegen beide 555-Ausgänge auf Low, so dass der Summer weiter schweigt. Anders hört es sich an, wenn das Fenster nach Ablauf der Monoflop-Zeit noch geöffnet ist. Der Schmitt-Trigger-Ausgang bleibt weiter High, während der Monoflop-Ausgang auf Low geht. An Summer liegt jetzt positive Spannung, so dass er so lange tönt, bis das Fenster geschlossen wird. Als Intervall-Summer tönt er natürlich in Intervallen. Die Ablaufzeit des Monoflops berechnet sich in guter Näherung wie folgt: $t = 1,1 \cdot C2 \cdot R3$

In der angegebenen Dimensionierung (1 M Ω /470 μ F) ertönt der Alarm nach etwa 9 Minuten, wenn man das Fenster nicht schon vorher geschlossen hat.

Anstelle des Reedkontakts kann man auch einen Fotowiderstand (LDR) einsetzen, um das Licht der Kühlschrank-Innenbeleuchtung zu detektieren. Wenn man für R1 ein Trimpoti verwendet und den Widerstand so einstellt, dass das Monoflop beim Aufleuchten der Kühlschrankbeleuchtung (= Öffnen der Kühlschranktür) triggert, wird man nach Ablauf der Monoflopzeit akustisch an das Schließen der

Kühlschranktür erinnert – wenn sie offen gelassen wurde. Als Nebeneffekt lässt sich mit der Schaltung im Kühlschrank auch gleich die alte Frage klären, ob die Kühlschrankbeleuchtung wirklich ausgeht, wenn der Kühlschrank geschlossen ist. ;-)

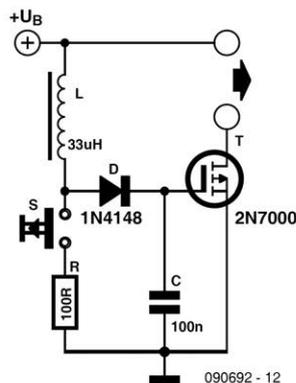
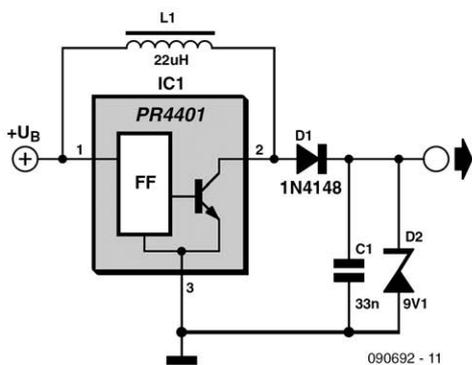
Virtuelle 9-V-Batterie

93

Jakob Trefz (D)

9-V-Blockbatterien haben ein deutlich schlechteres W/€-Verhältnis als AA-Zellen. Wer ein mit 9 V versorgtes Gerät auszuschalten vergisst, spürt das besonders! Der Autor musste gleich mit etlichen solchen Geräten umgehen – hier war eine Lösung gefragt. Die erste Überlegung führte zu einem Spannungswandler, denn auf

diese Weise konnte man 1,5-V-Zellen einsetzen. Ideal und einfach ist der LED-Treiber PR4401 von Prema. Das IC ist klein, hat nur drei Anschlüsse und benötigt an externer Beschaltung lediglich eine Spule, eine Diode und noch einen kleinen Ladekondensator. Eingangsspannungen zwischen 0,9 und 1,9 V werden so mit



151

akzeptablem Wirkungsgrad auf 9 V umgesetzt. Die Belastbarkeit beträgt bis zu 3 mA.

Das war aber erst die halbe Miete: Da das IC auch ohne Last Strom zieht, würde die Batterie selbst nach dem Ausschalten des Geräts leer werden. Also musste eine automatische Abschaltung her. Doch woher einen Timer nehmen, der

a) noch bei weniger als 1 V funktioniert und

b) so gut wie keinen Strom verbraucht?

Die Lösung bestand in einem kleinen MOSFET mit geringem Kanalwiderstand und einer Schwellspannung von kaum mehr als 3 V. Das ist aber immer noch mehr als die doppelte Spannung der Batterie. Also galt es, aus der niedrigen Batteriespannung einmalig mehr als 3 V zu machen und die höhere Spannung in einem Kondensator zu speichern. Das angeschlossene Gate des MOSFETs entlädt

den Kondensator dann sehr langsam, so dass das versorgte Gerät für einige Minuten aktiv ist und dann abschaltet.

Zur Erzeugung der höheren Spannung wird die Selbstinduktion der Spule L ausgenutzt, die via Taster S kurzzeitig von Strom durchflossen wird. Das Risiko dabei ist, dass die Gate-Spannung zu groß wird (>20 V) und der MOSFET Schaden nimmt. Da die maximale Eingangsspannung (ca. 1,6 V), der kurzfristig fließende Strom durch R (ca. 1,5 mA) und die Induktivität von L bekannt sind, kann man ausrechnen, wie viel Energie in der Spule gespeichert werden kann. Beim Loslassen von S wird C über D geladen, was eine bestimmte Spannung am Kondensator zur Folge hat. Mit den angegebenen Werten kommt man auf 5 V.

Der Autor konnte mit diesem trickreichen Timer eine Zeit von 15...20 Minuten bis zum Abschalten erreichen.

Ton Giesberts (Elektor-Lab)

Dieser Dynamikbegrenzer ist eine Weiterentwicklung des „Audio-Limiters“ aus dem Buch 308 Schaltungen. Ziel ist das Herabsetzen der (zu) hohen Dynamik eines Audio-Signals, beispielsweise eines TV-Geräts oder DVD-Players. Während nach dem damaligen Konzept die lauten Passagen abgeschwächt wurden, wird hier der umgekehrte Weg beschritten, indem

die leisen Passagen angehoben werden. Das für Kompressoren typische „Atmen“ wird hier durch Begrenzen des Regelbereichs auf 24 dB gemindert. Da die Verstärkung in diskreten, jedoch unhörbaren Stufen geregelt wird, treten keine Nichtlinearitäten und keine Verzerrungen auf.

Mit der angegebenen Dimensionierung hebt der Dynamikbegrenzer die leisen

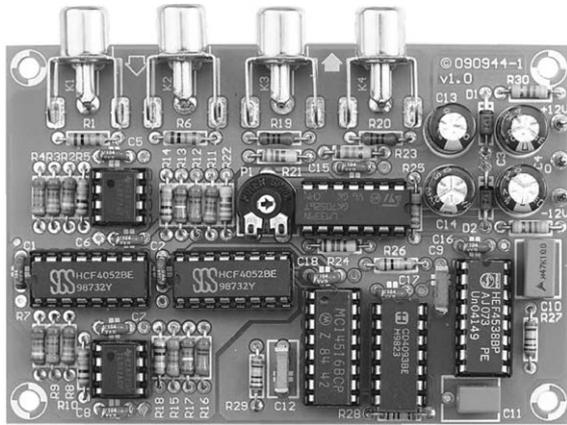
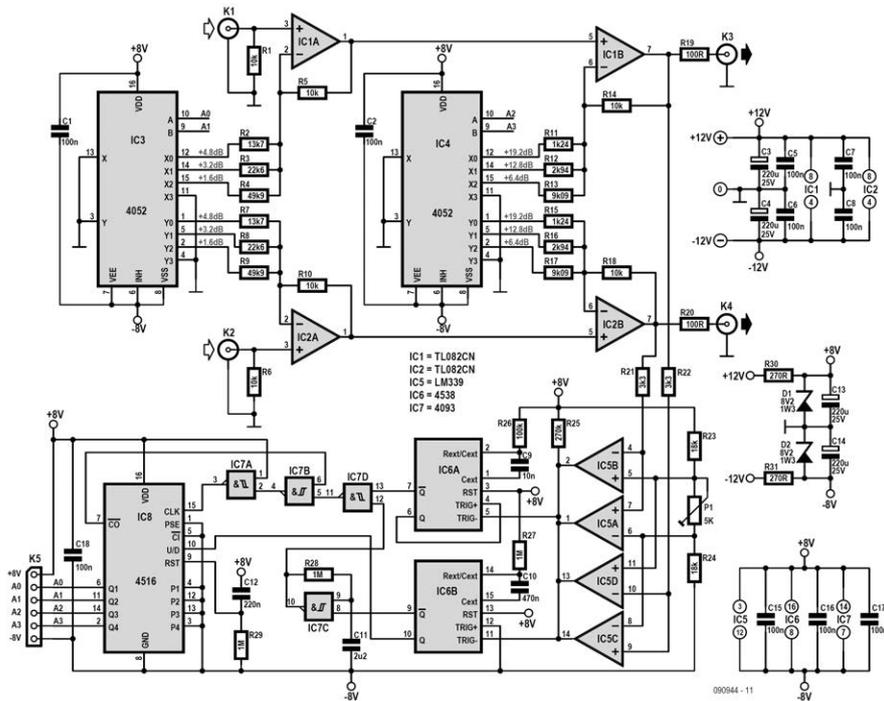


Tabelle. Andere Regelbereiche (R5 = R10 = R14 = R18 = 10 k)

	15 dB			20 dB		
	rechnerisch	E24	E96	rechnerisch	E24	E96
R2,R7	24,24 k	24 k	24k3	17,10 k	18 k	16k9
R3,R8	38,62 k	39 k	38k3	27,83 k	27 k	28k0
R4,R9	81,95 k	82 k	82k5	60,27 k	62 k	60k4
R11,R15	3,354 k	3k3	3k32	1,883 k	1k8	1k87
R12,R16	6,614 k	6k8	6k65	4,142 k	4k3	4k12
R13,R17	17,10 k	18 k	16k9	11,80 k	12	11k8

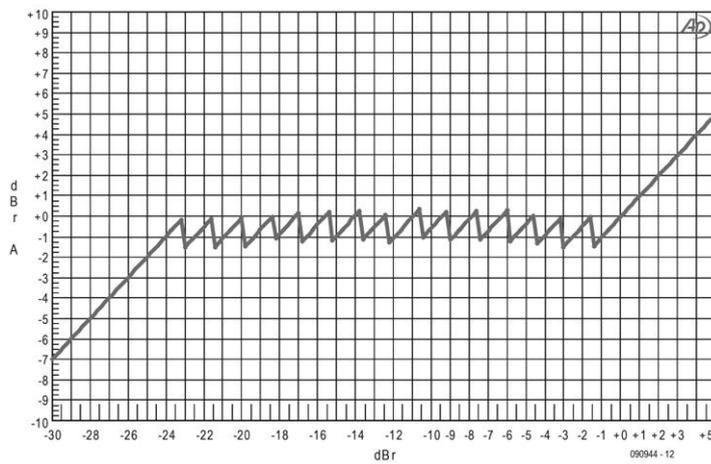
Passagen in 15 Schritten zu 1,6 dB an (0...24 dB). Das Umschalten eines Spannungsteilers in der alten Version wurde hier durch das Steuern der Gegenkopplungen von zwei nicht invertierenden Verstärkern ersetzt. Dadurch sinkt nicht nur die Anzahl der Widerstände, es sind auch einfachere Multiplexer verwendbar. Als Multiplexer kommt hier der zweifache analoge 1-aus-4-Multiplexer/Demultiplexer 4052 zum Einsatz. Die Multiplexersteuerung wurde aus der ursprünglichen Schaltung übernommen. Damit die Gesamtverstärkung in gleichen Schritten eingestellt werden kann, sind die Abstufungen der beiden Verstärker unterschiedlich.

Der erste Verstärker (IC1A/IC3) schaltet in kleinen Stufen (0/1,6/3,2/4,8 dB), der zweite Verstärker (IC1B/IC4) in großen Stufen (0/6,4/12,8/19,2 dB), so dass der Bereich 0...24 dB in 15 gleichen Schritten durchlaufen wird. Die Werte der zugehörigen Widerstände lassen sich leicht aus $R = 10 \text{ k}\Omega / (10^A / 20 - 1)$ berechnen, wobei A die gewünschte Verstärkung und 10 kΩ der Wert von R5 (R10, R14, oder R18) ist. Auf diese Weise lassen sich (wie in der Tabelle angegeben) auch andere Regelbereiche realisieren. Allerdings können Abstufungen, die größer als 1,6 dB sind, für das Ohr hörbar sein.



Der Dynamikbegrenzer ist mit Standard-Opamps und CMOS-Logik-Bausteinen aufgebaut. Die Multiplexer werden von einem Up/Down-Zähler 4516 (IC8) gesteuert. Zwei mal zwei Komparatoren des LM339 (Quad-Komparator, IC5A...D) sind als Fensterkomparatoren geschaltet, sie überwachen die Audio-Ausgangssignale. Die Schaltschwellen in beiden Kanälen werden mit P1 auf etwa 1 V eingestellt. Andere Schwellenwerte sind durch Anpassen des Werts von P1 möglich, mit $P1=10\text{ k}\Omega$ liegt die Schwelle bei 1,7 V. Die Spitzenwerte der Ausgangssignale sind maßgebend für die Regelung. Solange die Spitzenwerte unterhalb der Komparator-Schaltschwelle liegen, kann Rechteckoszillator IC7C frei schwingen, er wird von Monoflop IC6B nicht blockiert.

Zähler IC8 zählt langsam abwärts (Ausgang Q von IC6B ist 0), bis der niedrigste Zählerstand erreicht ist. Der Zähler wird dann über IC7B blockiert. Die Verstärkung hat ihren höchsten Wert, weil die Ausgänge X0 von IC3 und IC4 auf 0 sind. Sobald vom Fensterkomparator Impulse kommen, kippt Monoflop IC6B in den instabilen Zustand und blockiert den Rechteckoszillator IC7C. Das Monoflop kehrt erst zum stabilen Zustand zurück (der 4538 ist nachtriggerbar), wenn die Impulse ausbleiben. Das Monoflop IC6A wird ebenfalls von den Fensterkomparatoren getriggert. Weil hier der positive Triggereingang mit Ausgang Q verbunden ist, lässt sich dieses Monoflop nicht nachtriggern. Zum Zählereingang gelangt ein Impuls von Monoflop IC6A. Da der



Impuls 1 ms lang ist, wird verhindert, dass die Multiplexer bei hohen Frequenzen einen oder auch mehrere Schritte überspringen. Sollte diese Recovery-Zeit zu lang sein, kann sie durch Herabsetzen des Werts von R26 verkürzt werden. Die von IC6B vorgegebene Zeit bewirkt, dass das Audio-Signal nicht sofort, sondern erst eine halbe Sekunde später verstärkt wird. Dadurch erhält die Regelung einen ausgeglichenen Charakter.

Die niedrigste Verstärkung des Dynamikbegrenzers ist 1. Signale, die größer als die eingestellte Schwelle sind, werden unverändert zu den Ausgängen übertragen. Da die leisen Passagen verstärkt werden, sind die lauten Passagen für das Volumen der Audio-Anlage maßgebend. An anderer Stelle in diesem Buch (Schaltung Nr. 66) wird ein Indikator für diesen Dynamikbegrenzer beschrieben, der das Einstellen der Regelungsschwelle vereinfacht.

Die Betriebsspannung der Logik-Bausteine ± 8 V wird aus der Betriebsspannung

± 12 V der Opamps mit zwei Zenerdioden abgeleitet. Dabei ist die an K5 anzuschließende Indikator-Schaltung bereits berücksichtigt. Die gesamte Stromaufnahme beträgt ungefähr 20 mA. Ohne Indikator lässt sie sich auf etwa 5 mA reduzieren, wenn die Werte von R30 und R31 auf 470Ω erhöht werden. Die Verzerrungen sind äußerst gering, bei 500 mV an den Eingängen und Ausgängen betragen sie nur 0,001 % bei 1 kHz.

Aus dem Diagramm geht das Verhalten des Dynamikbegrenzers hervor. Das Eingangssignal ist horizontal, das Ausgangssignal vertikal aufgetragen. Die Stufen der Verstärkungsregelung sind hier deutlich zu erkennen.

Für die Schaltung wurde eine Platine entworfen, das Layout kann ebenso wie die zugehörige Stückliste von der Elektor-Website heruntergeladen werden [1].

[1] www.elektor.de/090944

Gerd Haller und Michael Gaus (D)

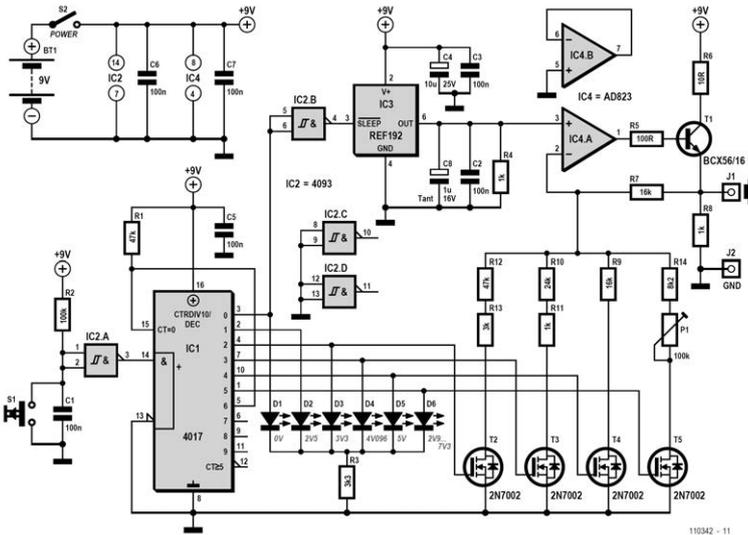
Bei der Überprüfung von Schaltungen benötigt man oft die Möglichkeit, einen definierten Signalpegel einspeisen zu können, zum Beispiel einen Logikpegel für den Eingang einer Digitalschaltung oder eine definierte Referenzspannung für einen Analogeingang.

Der hier vorgestellte variable Spannungsstift leistet dafür gute Dienste. Es können feste Signalpegel von 0 V, 2,5 V, 3,3 V, 4,096 V und 5 V gewählt werden. Außerdem lässt sich über ein Potentiometer eine variable Ausgangsspannung im Bereich von etwa 2,9 V bis 7,3 V einstellen.

Die Spannungserzeugung erfolgt zunächst über den Referenzspannungsbau-

stein REF192, der 2,5 V liefert. Am nachgeschalteten Opamp kann durch Zuschalten von Widerständen die Verstärkung variiert und somit die Ausgangsspannung verändert werden.

Zur Umschaltung des gewünschten Signalpegels wird ein Dezimalzähler des Typs 4017 verwendet. Die Steuerung des Takteingangs erfolgt über einen Taster mit nachgeschaltetem RC-Glied und Schmitt-Trigger zur Unterdrückung des Kontaktrellens. Bei jedem Tastendruck zählt der 4017 eine Stufe weiter und aktiviert einen FET, der dann die entsprechende Ausgangsspannung freischaltet. Außerdem ist an jedem Ausgang des 4017 eine LED



110342 - 11

vorhanden, über die angezeigt wird, welcher Signalpegel gerade aktiv ist.

Der Zählerausgang 6 ist mit dem Reset-Pin verbunden, so dass der Zähler nach sechs Stufen wieder zurückgesetzt wird. Wenn der Signalpegel 0 V erzeugt werden soll, wird die Referenzspannungsquelle über den Shutdown-Pin abgeschaltet, so dass über einen 1-k-Pulldown-Widerstand 0 V anliegen.

Die Spannungsversorgung der Schaltung erfolgt über eine 9-V-Batterie oder einen 9-V-Akku. Das Ganze lässt sich beispielsweise in ein kleines Kunststoffgehäuse in Stift-Form eingebauen. Der Signalpegel kann dann über eine Prüfspitze herausgeführt werden. Für die Masseleitung empfiehlt sich ein Kabel mit Messklemme zur einfachen Verbindung mit der Masse der zu prüfenden Schaltung.

Lader für einzelne Lithiumzellen 96

Steffen Graf (D)

Mit dem BQ24002 von TI kann man sehr einfach ein kleines Lademodul für einzelne LiIon-Zellen aufbauen. Da das IC auch im SSOP20 erhältlich ist, kann man es noch ohne Spezialausrüstung löten.

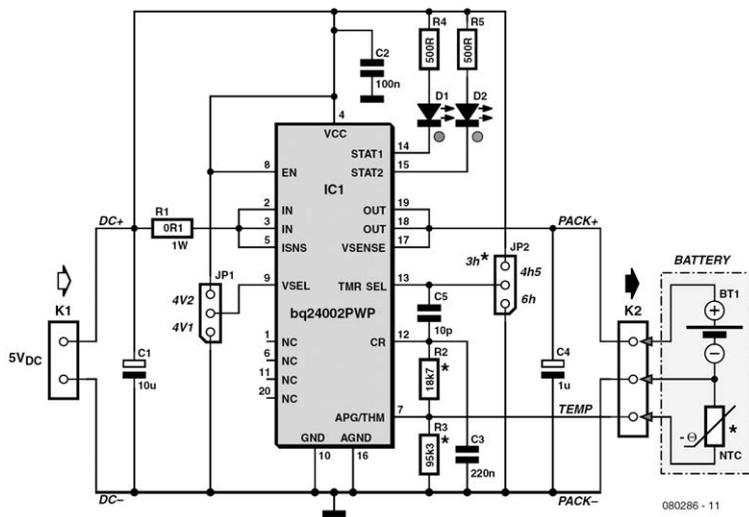
Einzelzellen sind mittlerweile auch bei Katalogversendern erhältlich. Deutlich billiger sind Zellen aus gebrauchten (defekten) Notebookakkus. Meist sind nur wenige Zellen defekt, und die anderen kann man noch gut und lange verwenden. Für alle Geräte mit 3,3 V Betriebsspannung reicht eine einzelne Zelle gut aus und ermöglicht meist lange Betriebszeiten. Da die Ladeschaltung mit 5 V auskommt, kann man sie sehr einfach an einem USB-Port betreiben oder an einem 5-V-Netzteil.

Der Ladevorgang beginnt mit einem niedrigen Vorladestrom. Nach Erreichen einer ausreichenden Zellenspannung wird auf einen konstanten Ladestrom umgeschal-

Eigenschaften

- Für einzelne LiIon-Zellen.
- Geeignet für alle Lithiumzellen mit 4,1 V oder 4,2 V Ladeendspannung (Lithium-Kobalt, Lithium-Mangan und LiPo)
- Umschaltbar zwischen 4,1 V und 4,2 V Ladeschlussspannung.
- Versorgungsspannungsbereich 4,5 V bis 10 V (abhängig vom Ladestrom!)
- Ladestrom max. 1,2 A
- Ladestrom über Shunt einstellbar.
- Linear geregelte Ladeschaltung.
- Precharge-Funktion für tiefentladene Zellen.
- Ladestatusanzeige mit zwei LEDs.
- Zwei Gehäuseausführungen: SSOP20 und QFN.

tet, bis der Ladevorgang bei Erreichen der Ladeendspannung als Konstantspannungsladung endet. Der Lader eignet sich für Zellen mit 4,1 V oder 4,2 V Ladeend-



spannung. Die Einstellung auf 4,1 V oder 4,2 V erfolgt mit JP1 (Pin 9 an Masse = 4,1 V, Pin 9 an VCC = 4,2 V). Wichtig ist, dass der für die jeweilige Zelle zulässige Höchstwert beim Laden nicht überschritten wird. Maßgeblich ist der vom Hersteller angegebene Wert.

Der Ladestrom wird durch den Shuntwiderstand am Eingang (R1) festgelegt und überwacht. Der Wert von 0,1 Ω ergibt einen Ladestrom I_L von 1 A (Berechnung: $I_L = 0,1 \text{ V}/R1$). Damit die Verlustleistung des ICs nicht überschritten wird, sollte die Betriebsspannung bei diesem Strom nicht höher als 5,3 V sein. Bei 0,5 A Ladestrom ($R1 = 0,2 \text{ Ω}$) soll die Betriebsspannung 7,6 V nicht übersteigen.

Die Schaltung verfügt über eine Ladezeitbegrenzung und eine Temperaturüberwachung der Zelle.

Die maximale Ladezeit wird mit JP2 eingestellt. Ist kein Jumper gesetzt, wird die Ladung in jedem Fall nach drei Stunden

beendet, also auch dann, wenn der Akku die Ladeendspannung noch nicht erreicht hat. Legt der Jumper Pin 13 des ICs an VCC (Betriebsspannung), erfolgt die Abschaltung nach viereinhalb Stunden, wird Pin 13 mit Masse verbunden, sind es sechs Stunden. Bei Erreichen der Ladeendspannung wird die Ladung natürlich vor der eingestellten Zeit beendet. Der Ladezustand lässt sich an den LEDs erkennen. Die rote LED (D1) leuchtet während des Ladens und blinkt, wenn ein Fehler erkannt wurde. Wenn die Zelle zu mehr als 90 % geladen ist, geht die rote LED aus und die grüne LED leuchtet auf. Pin 7 (APG/THM) ist der Eingang eines Fensterkomparators mit einer unteren Schwelle von 0,56 V und einer oberen Schwelle von 1,5 V. Liegt die Spannung an diesem Pin über 1,5 V oder unter 0,56 V, erkennt das IC auf Fehler und bricht die Ladung ab. Nur wenn die Spannung an Pin 7 zwischen 0,56 V und 1,5 V liegt, kann geladen werden. Dieser Fensterkomparator ist dazu gedacht, um entweder die Versor-

gungsspannung des ICs zu überwachen oder die Temperatur der Lithiumzelle. In der abgebildeten Schaltung wird der Eingang zur Temperaturüberwachung genutzt. Die Spannung an Pin 7 wird durch den Spannungsteiler (R2/R3/NTC) bestimmt. An Pin 12 (CR) liegt eine Referenzspannung von 2,85 V. Der an K2 angeschlossene NTC zur Temperaturüberwachung der Lithiumzelle liegt parallel zu R3. Damit ein Laden möglich ist, muss der NTC (beziehungsweise der Spannungsteiler inklusive NTC) so dimensioniert werden, dass an Pin 7 bei Maximal- und Minimalwert der zulässigen Zelltemperatur die Schwellwerte des Fensterkomparators (0,56 V/1,5 V) anliegen. Bei der angegebenen Dimensionierung von R2 und R3 ist ein Laden möglich, so lange der Widerstand des NTCs im Bereich zwischen 4k8 (obere Temperaturgrenze) und 26k6 (untere Temperaturgrenze) liegt. Mit einem typischen 10-k-NTC (z.B. Vishay

2381 640 63103, Reichelt NTC-02 10 k) wird das Laden bei Zelltemperaturen über ca. 43 °C und unter ca. 5 °C beendet. Bei einem 12-k-NTC der gleichen Baureihe wären es 48 °C, was der beim EVM (evaluation module) von TI [1] gewählten Dimensionierung entspricht. Für die Berechnung des Spannungsteilers in Abhängigkeit von der NTC-Charakteristik kann man die im Datenblatt [2] angegebenen Formeln oder die TempSense Designer Software [3] verwenden, die ein graphisches Benutzerinterface und zusätzliche Möglichkeiten bietet.

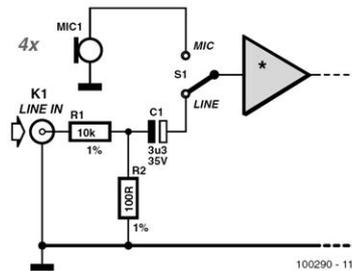
Weblinks

- [1] <http://focus.ti.com/lit/ug/sl00113/sl00113.pdf>
- [2] <http://focus.ti.com/lit/ds/sl00462e/sl00462e.pdf>
- [3] <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/bq24002.html>

Line-Eingänge für Zoom H2 97

Berto Aussems (NL)

Zoom H2 ist der Name eines beliebten Audio-Recorders für den mobilen Einsatz. Der Recorder kann vier Tracks aufnehmen, allerdings nur mit den vier integrierten Mikrofonen. Mit einer Modifikation sind aber auch Aufnahmen von Audio-Signalen möglich, deren Pegel auf Line-Niveau liegen. Am Recorder werden vier Cinch-Buchsen angebracht; von dort wer-



159

den die Line-Signale über Abschwächer (Spannungsteiler mit 40 dB) und Umschalter zu den Verstärkereingängen geführt. Die 3,3- μ F-Kondensatoren halten von den Line-Eingängen die Gleichspannungen fern, die für den Betrieb der Elektret-Mikrofone erforderlich sind.

Für die Wahl der Signalquellen werden zwei Schalter eingebaut. Wie die Anpassungen in der Praxis vorgenommen werden können, zeigt ein Video-clip auf Youtube (siehe Weblink).

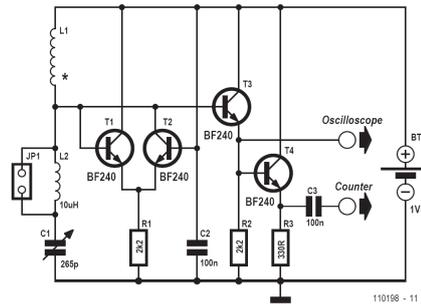
www.youtube.com/watch?v=N1vJq13ukrk

98 Minimalistisches Dipmeter

Burkhard Kainka (D)

Ein Amateurfunker hatte früher in seinem Heimlabor immer ein Dipmeter in Reichweite. Heutzutage kann man sich auch ein Oszilloskop leisten, so dass das Dipmeter an Bedeutung verloren hat und oft nicht mehr vorhanden ist. Eigentlich ist das Dipmeter viel einfacher. Wer sich dafür (wieder) interessiert, der kann es mit dieser einfachen und ohne weiteres ausreichenden Schaltung ganz schnell selbst bauen. Die interessante Frage ist nämlich: Was braucht man wirklich?

- Ein Zeigerinstrument zur Anzeige des Dips? Braucht man nicht, das Oszilloskop kann diese Aufgabe übernehmen.
- Eine große Frequenz-Skala? Braucht man nicht, dafür kann ein Frequenzzähler angeschlossen werden.
- Wechselbare Spulen? Braucht man auch nicht, die Bereichsumschaltung kann mit einem Jumper erfolgen.



Die Sensorspule L1 hat zehn Windungen und wird auf eine Mignon-Batterie gewickelt. Damit überstreicht man den Bereich von 6 MHz bis 30 MHz. Bei nicht gestecktem Jumper JP 1 liegt noch einmal eine Festinduktivität mit 10 μ H in Reihe. Der Frequenz-Messbereich beträgt dann 2,5 MHz bis 10 MHz.

Bei der Messung hält man einen Schwingkreis nahe an die Sensorspule. Beim langsamen Abstimmen mit dem Drehko C1 erkennt man die Resonanzfrequenz daran,

dass die Oszillatoramplitude etwas abnimmt. Die Frequenz kann dann direkt am Oszilloskop abgelesen werden. Wenn die Frequenz sehr genau angezeigt werden soll, kann man zusätzlich an den zweiten

Ausgang einen Frequenzzähler anschließen.

Stereo-Verbreiterung

99

Huub Smits (NL)

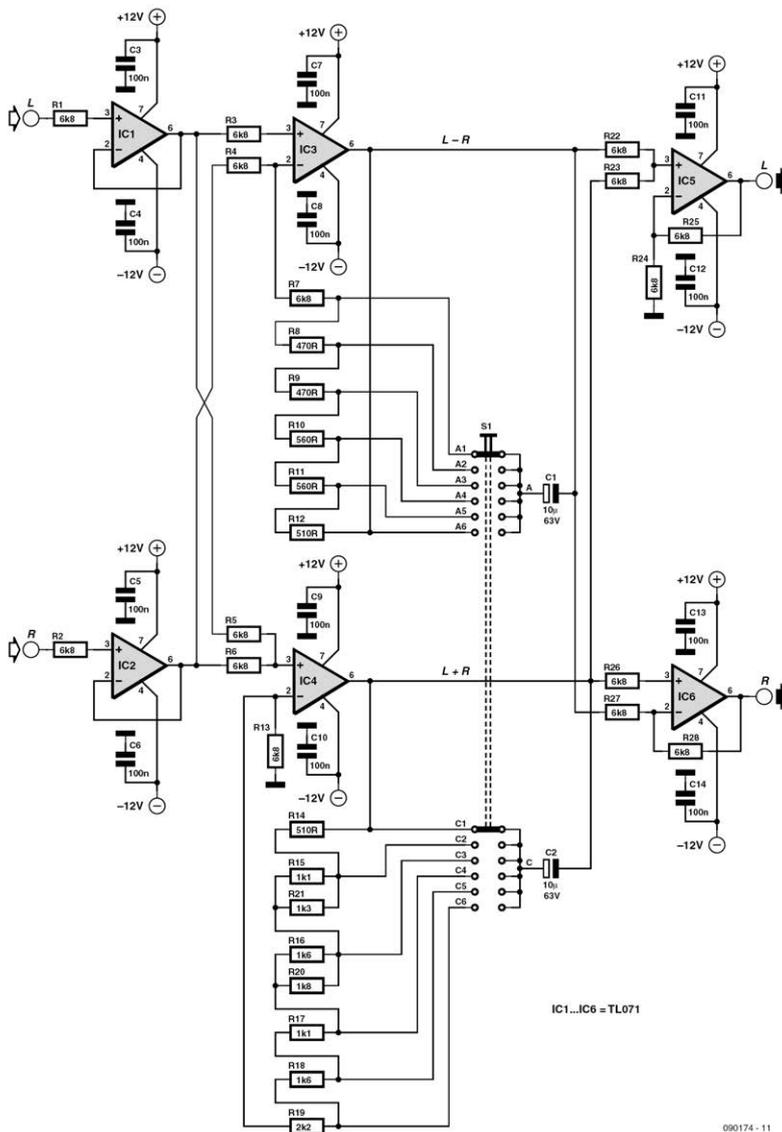
Obwohl das Prinzip schon recht alt ist, wird das „Verbreitern“ des Klangbilds auch noch gegenwärtig in vielen mobilen Audiogeräten und PC-Lautsprechersystemen praktiziert. Nur hat es dort oft andere Namen. Das Stereo-Klangbild wird verbreitert, indem man dem Signal des linken Kanals Signalanteile des rechten Kanals hinzufügt, die relativ zum rechten Kanal phasenverschoben sind. Das Gleiche gilt für den rechten Kanal, wobei die Signalanteile des linken Kanals relativ zum rechten Kanal eine veränderte Phasenlage haben. Dafür müssen das Summen- und Differenzsignal aus linkem und rechtem Kanal gebildet werden. Mit Hilfe von Op-amps lassen sich ein Signal „Links + Rechts“ und ein Signal „Links - Rechts“ leicht realisieren. Das Signal „Links - Rechts“ muss relativ zum Signal „Links + Rechts“ verstärkt werden. Die Gleichung, die dies ausdrückt, sieht wie folgt aus: $(L+R) + (L-R) = 2 \cdot L$ und $(L+R) - (L-R) = 2 \cdot R$

Die Wirkung des Effekts lässt sich verändern, indem im linken Kanal das Signal „Links“ angehoben und das Signal

„Rechts“ abgeschwächt wird. Analog dazu wird im rechten Kanal das Signal „Rechts“ angehoben und das Signal „Links“ abgeschwächt. Da die Lautstärke gleich bleiben soll, muss noch dafür gesorgt werden, dass die Summe der Signalleistungen gleich bleibt.

Das Bild zeigt die schaltungstechnische Lösung. IC1 und IC2 puffern die Eingangssignale. Hinter dem Puffer wird dem eigenen Signal das Signal des anderen Kanals hinzugefügt. IC3 bildet das Signal L - R, während IC4 für das Signal L + R zuständig ist. Über zwei mal sechs Widerstände und einen sechsstufigen Vielfachschalter lässt sich die Intensität des Effekts einstellen. Die Werte der Widerstände R7...R12 und R14...R21 sind so gewählt, dass die Lautstärke in allen Schalterstellungen ungefähr gleich bleibt. IC5 und IC6 bilden aus den Signalen L + R und L - R die Ausgangssignale.

Falls erwünscht oder notwendig, können die Eingangs- und Ausgangssignale über Koppelkondensatoren (10 μ /16 V) geführt werden. Jeder der Eingänge von IC1 und IC2 ist dann über 10-k Ω -Widerstände mit Masse zu verbinden, um die



Gleichspannungseinstellung sicherzustellen. Die Schaltung wird symmetrisch mit $\pm 12\text{ V}$ betrieben. Oft kann diese Spannung dem vorhandenen Verstärkersystem entnommen werden.

Weblink
 [1] www.elektor.de/090174

Michael Hölzl (D)

Um Schaltungen mit SMD-ICs auf Lochrasterplatinen oder Steckboards verwenden zu können, benötigt man relativ teure Adapterplatinen. Solche Adapter kann man aber auch selbst herstellen. Eine Möglichkeit wird hier an einem IC im SO-8-Gehäuse demonstriert.

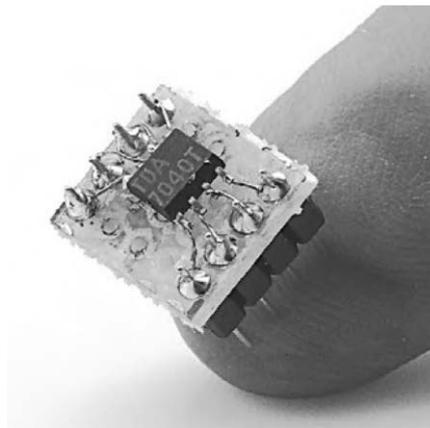
Zunächst schneide man sich ein Stück Lochrasterplatine zu. In der Länge sollte die Anzahl der Rasterpunkte der Anzahl der Pins auf einer Seite des ICs entsprechen (hier also 4).

Die Breite sollte so gewählt werden, dass auf beiden Seiten noch zwei Rasterreihen frei liegen, wenn man das IC auf dem Platinenstück mittig platziert.

Nun entferne man sorgfältig die mittleren Rasterpunkte mit einem scharfen Messer, so dass das IC ohne Kontakt zu Pads auf der Platine platziert werden kann. Anschließend wird das IC mit einem Tröpfchen Kleber genau mittig auf die Platine gesetzt.

Im nächsten Schritt wird die Platine mit Anschlussbeinen versehen, schließlich soll sie später ja wie ein DIP- oder DIL-IC einsetzbar sein. Hierzu können Lötstifte verwendet werden. Zum Verlöten der Stifte steckt man sie am besten in ein Laborsteckbrett und setzt die Platine darauf – so ist sichergestellt, dass das Ganze nachher auch in das Raster passt.

Nun fehlt noch die Verbindung von den IC-Pins zu den Stiften. Am besten geht das



mit lötbarem Kupferlackdraht (Fädel-draht). Bei normalem Lackdraht muss man den Lack an den Enden abkratzen, um löten zu können. Zum Verlöten des Drahtes am IC-Pin reicht ein winziges Tröpfchen Lötzinn aus.

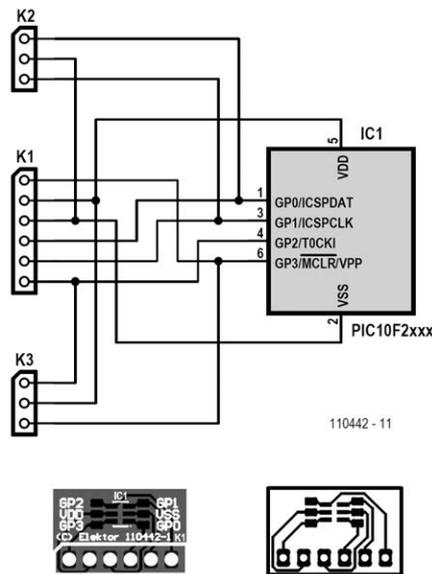
Je nach IC kann es empfehlenswert sein, benötigte Abblockkondensatoren gleich mit auf den Adapter zu setzen. Besonders gut funktioniert das beschriebene Prinzip mit SO-Gehäusen. Bei SO-8-Gehäusen kann man sogar auf den Lackdraht verzichten und die Verbindung vom IC-Pin

zum Stift direkt mit Lötzinn herstellen. Bevor das IC in einer Schaltung verwendet wird, sollte noch eine sorgfältige Kontrolle von Aufbau und Lötstellen durchgeführt werden.

101 Break-out-Board für PIC10F2xx (SOT23-6)

Luc Lemmens (Elektor-Labor)

Mikrocontroller gibt es in den unterschiedlichsten Ausführungen. Selbst für einfachste Aufgaben liegt es nahe, so ein programmierbares IC einzusetzen. Und genau für solche unkomplizierten Anwendungen gibt es besonders kleine und preiswerte Mikrocontroller wie zum Beispiel die aus der PIC10F2xx-Reihe von Microchip. Ihre Kleinheit und die Tatsache, dass ihre Pins bis zu 25 mA liefern können, machen sie ideal zur Ansteuerung von ein paar LEDs. Außerdem arbeiten sie ab 2 V Betriebsspannung, so dass man sie sogar mit einer Knopfzelle versorgen kann. Ihre Winzigkeit bringt gerade für die Realisierung einzelner Prototypen aber auch einen Nachteil mit sich, denn ihre IC-Anschlüsse sind ebenfalls winzig und lassen sich nicht mehr ganz einfach irgendwo einlöten oder auf eine Experimentierplatine stecken. Außerdem sind sie lediglich „in system programmable“, so dass ein extra Anschluss für die Programmierung erforderlich ist. Passende ZIF-Sockel für Programmer sind, wenn überhaupt erhältlich, extrem teuer.



Aus diesen Gründen wird hier eine kleine Platine vorgestellt, mit deren Hilfe ein aufgelöteter Controller der PIC10F2xx-Serie von Microchip im SOT23-6-Gehäuse deutlich umgänglicher wird. Dabei fällt das resultierende Modul nicht gleich so groß aus, dass man besser eine DIL-Variante des Controllers verwenden würde.

Obwohl man solche ICs eher mit Lötpaste und Heißluft lötet, kann man seine sechs Beinchen noch gut mit einem normalen LötKolben bändigen. Eventuell beim Löten der kleinen Platine entstehender Zinn-Überschuss wird mit Hilfe von Entlötlitze entfernt. Via SIL-Anschluss K1 sind alle sechs Anschlüsse mit dem übli-

chen 1/10-Zoll-Raster von Pfostensteckern kompatibel, so dass man so ein Modul prima auf Experimentier- oder Prototypen-Platinen stecken kann. Außerdem passt dieser Anschluss perfekt zu den Programmern PICKit2 und -3.

Neben den Pads für die IC-Kontakte befinden sich noch größere Pads, die als Messpunkte oder für zusätzliche Bauteile wie Widerstände oder LEDs geeignet sind. Wenn der Prototyp mit seiner Software fertig entwickelt ist, kann man den (nicht mehr gebrauchten) Teil der Platine außerhalb dieser Pads entfernen (absägen/feilen), um das Ganze in ein ganz kleines Gehäuse einbauen zu können.

Digiwobbler+Sinusgenerator mit digitaler Frequenzeinstellung 102

Wilfried Wätzig (D)

Das Projekt „Digiwobbler“ in Elektor 4/2008 mit einem SX28-Mikrocontroller von Parallax hat den Autor dazu motiviert, eine vergleichbare Lösung mit einem ATmega48 zu entwickeln. Es zeigte sich, dass die Schaltung mit dem ATmega fast ebenso leistungsfähig ist wie die mit dem SX28. Eine wichtige und vergleichbare Größe ist die DDS-Frequenz (Direct Digital Synthesis-Frequency), mit der ein Sinuswert erzeugt wird. Dabei liegen die Werte nicht weit auseinander.

SX28: $\text{DDS-f} = 50 \text{ [MHz]} / 28 \text{ [cycles]} = 1,78 \text{ MHz}$,

ATmega48: $\text{DDS-f} = 25 \text{ [MHz]} / 18 \text{ [cycles]} = 1,39 \text{ MHz}$.

Der ATmega48 wird in der Schaltung mit 25 MHz etwas übertaktet; die Datenblätter erlauben maximal 20 MHz. Es gab aber auch im Dauerbetrieb keine Funktionsstörungen.

Ein weiteres Element der Schaltung ist der D/A-Wandler (DAC) am PORT D des



Controllers. Dieser ist mittels R2R-Netzwerk realisiert und approximiert mit einer Taktfrequenz von 1,39 MHz eine sinusförmige Ausgangsspannung. Die Werte kommen aus einer gespeicherten Tabelle.

Ein passives Tiefpassfilter (Butterworth-Filter 6. Ordnung) mit 500 kHz Grenzfrequenz dient zur Glättung der Sinus-Ausgangsspannung besonders bei höheren Frequenzen.

Ein wichtiges Bedienungselement ist die 12-Tasten-Telefontastatur. Im Wobbel-Modus dienen die Tastenreihen (1-2-3), (4-5-6), (7-8-9) und (*-0-#) als Funktionstaster zur Steuerung der Markerfrequenz (up/down und fast-up/fast-down).

Im Sinusgenerator-Modus wird die gewünschte Frequenz in Hertz auf der Tastatur direkt eingegeben. Der sinnvolle Frequenzbereich ist etwa 10 Hz bis 500 kHz.

Eigenschaften

Digitaler Wobbel-Betrieb:

- Frequenz-Bereiche: 100..100.000 Hz / 50..15.000 Hz,
- logarithmische Skala mit je 256 Werten
- 2 Timing-Werte: 0,2 / 0,4 ms pro Frequenz-Wert (alle 0,2 bzw. 0,4 ms wird die Frequenz über die Änderung des Phasenincrements umgeschaltet).

Ausgänge im Wobbel-Modus:

- Sinus-Funktion
- Marker-Frequenz (Rechteck-Puls)
- Marker-Positions-Puls
- Trigger-Puls beim Beginn eines Wobbel-Zyklus

Sinusgenerator-Betrieb:

- Frequenzeingabe in Hertz über die Tastatur.
- Format: *,* = Anfang der Zahl digit(s) 0...9 , # = Ende der Zahl, Start als Sinus-Frequenz-Generator

Ausgänge im Sinus-Betrieb:

- Sinus-Funktion (0...4,5 V_{SS})
- Frequenz/Marker-Puls (Rechteck-Puls).

Die Tastatureingabe für eine Frequenz von zum Beispiel 12 kHz ist: *12000#

Um ein sauberes Sinussignal zu erhalten, wird bei der Funktion als Sinusgenerator der Timer-Interrupt abgeschaltet, so dass der DDS-Loop ungestört abläuft. Nach Drücken einer Taste wird über den PCINT (Pin-Change-Interrupt) der Timer wieder eingeschaltet, so dass ein neuer Zahlenwert eingegeben werden kann.

Die Sinusfrequenz ist quazgenau und wird damit von der Qualität des 25-MHz-Quarzes bestimmt. Es können jedoch Abweichungen von der absoluten Frequenz durch Rundungsfehler beim Berechnen des DDS-Phaseninkrement-Wertes auftreten.

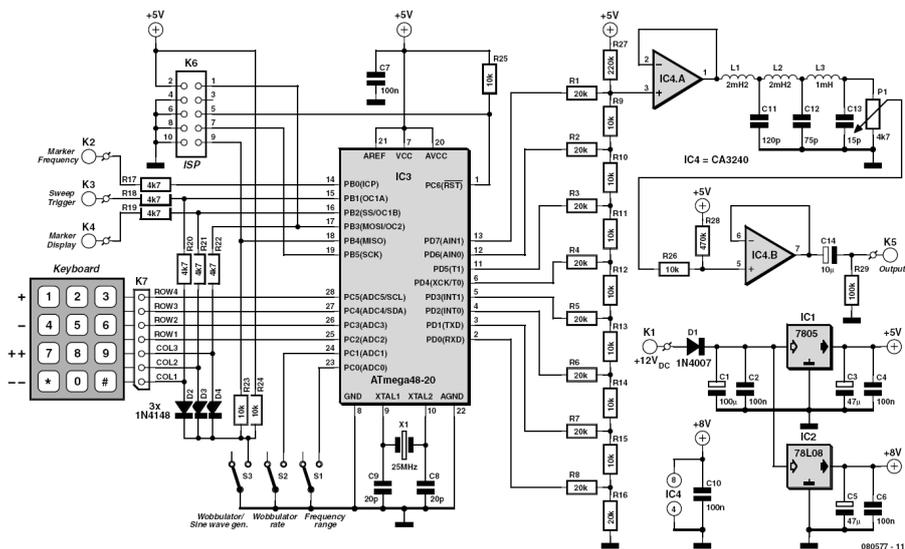


Tabelle 1. Schalterfunktion S1...S3

	Offen	Geschlossen
S1 (Wobelfrequenzbereich)	50 Hz...15 kHz	100 Hz...100 kHz
S2 (Wobbelrate)	0,2 ms	0,4 ms
S3 (Sinusgenerator/Wobler)	Sinusgenerator	Wobler

Die Werte der Phasen-Differenz für die DDS-Frequenzen sind in einer Tabelle gespeichert:

$$\text{DDS-Wert} = \text{frequ} * 2^{24} * \text{cycles} / \text{Fosc}$$

$$\text{für frequ} = 2^k, k=0..19.$$

Daraus wird der aktuelle DDS-Wert als 24-bit-Wert berechnet.

Die wichtigsten Eigenschaften sind im Textkasten zusammengefasst. Die Funktion der Schalter S1...S3 ist in Tabelle 1 angegeben.

Die digitalen Ausgänge am PORTB sind durch Widerstände gegen Kurzschlüsse geschützt. Der Pegel des Sinus-Ausgangs-

signals lässt sich mit P1 zwischen 0 und 4,5 V_{SS} einstellen.

Für die Programmierung des ATmega48 verfügt die Schaltung über eine 10-polige ISP-Programmierschnittstelle. Die Firmware – das Programm „Digiwobsin“ – wurde in Assembler mit dem Atmel AVRstudio-4-Entwicklungssystem (V4.14) erstellt. Die Projektdateien (Quellcode und Hex-Datei) sind bei www.elektor.de [1] als Gratis-Download verfügbar. Die Zip-Datei enthält auch einen Screenshot, der die Fuse-Einstellung des Controllers im AVRstudio zeigt. Als Alternative zur Selbst-Programmierung ist im Elektor-

Shop auch ein fertig programmierter Controller erhältlich.

Weblinks

[1] www.elektor.de/080577

Downloads & Produkte
Programmierter Controller
080577-41 ATmega48-Controller

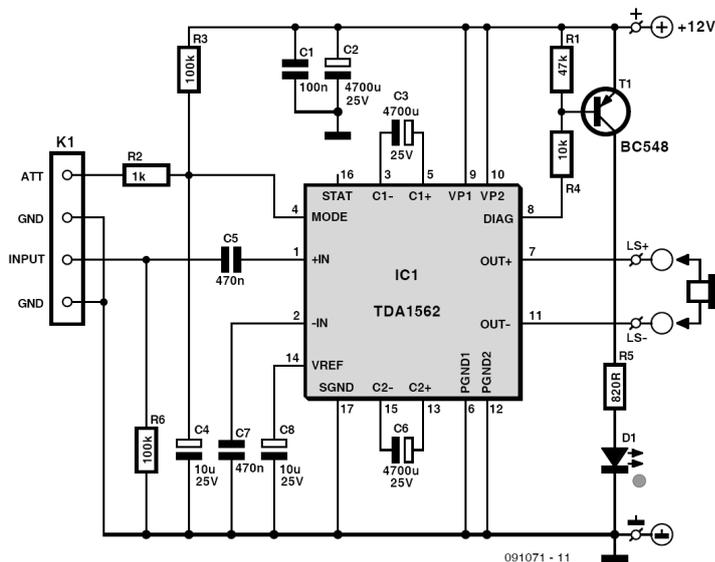
Software
080577-11 Source-Code und Hex-Files

Christian Tavernier (F)

Um die Ausgangsleistung eines mit geringer Spannung arbeitenden Verstärkers zu erhöhen (wie der Verstärker eines Autoradios, der mit höchstens 14 V arbeitet), kann man eine so genannte H-Brücke verwenden. Dabei werden die Lautsprecher zwischen den Ausgängen von zwei identischen Verstärkern angeschlossen, deren Eingänge mit Signalen umgekehrter Phase angesteuert werden. Damit wird die Spannung an den Lautsprechern verdoppelt, und theoretisch wird die maximal verfügbare Ausgangsleistung dann vervierfacht. Wegen Verlusten in den Leistungstransistoren erreicht man in der Praxis nur eine Verdreifachung dieser Leistung. Der Spitze-Spitze-Wert der an den Lautsprechern bereitgestellten Spannung beträgt bei einem Autoradio dann 28 V. Reduziert um die Verluste in den Transistoren kommt man auf ca. 24 V. Das bedeutet eine effektive Spannung von rund 8,5 V ($24 \text{ V} / 2\sqrt{2}$), was in einer effektiven Leistung (das einzige, was wir akustisch wahrnehmen können) von 18 W ($8,5 \text{ V}^2 / 4 \Omega$) resultiert.

Der hier beschriebene Booster legt noch eins drauf, denn er ist in der Lage, maximal 55 W effektiv an 4Ω zu liefern – bei einer harmonischen Verzerrung von weniger als 0,5 %. Wenn Sie mit einer Verzerrung von 10 % leben können, kann die Leistung sogar auf 70 W effektiv ansteigen. Um dieses Ziel zu erreichen, müssen keine Naturgesetze gebrochen werden. Es wird lediglich eine originelle Idee verwendet, um die Versorgungsspannung mit Hilfe von Leistungsschaltern und Elektrolytkondensatoren großer Kapazität zu erhöhen.

Pro Kanal ist lediglich ein IC erforderlich; in diesem Fall ein TDA1562Q von NXP, das für die Leistungs- und Spannungserhöhung verantwortlich ist. Da unsere Schaltung dafür gedacht ist, „hinter“ einem Autoradio angeordnet zu werden, ist sie nicht mit einem Lautstärkereglern ausgestattet. Der hochohmige Eingang wird mit dem Lautsprecher Ausgang des Autoradios verbunden. Noch besser eignet sich der Line-Ausgang, über den die meisten Autoradios heutzutage verfügen.



Die Kondensatoren C3 und C6 werden jeweils über die integrierten elektronischen Leistungsschalter aus dem TDA1562Q auf die Versorgungsspannung der Schaltung geladen. Dann werden sie in Serie mit dieser Versorgungsspannung geschaltet. Mit der doppelten Versorgungsspannung werden dann wieder die Leistungsstufen versorgt. Wegen der sehr hohen Ströme, die in der Schaltung wegen des abrupten Ladens der Kondensatoren C3 und C6 entstehen, können wir auf eine sehr gute Entkopplung der Versorgungsspannung nicht verzichten. C2 verhindert, dass die Spannung zusammen bricht, wenn C3 und C6 geladen werden. Der Transistor T1 steuert eine diagnostische LED auf Basis der Signale an Pin 8 von IC1. Während des normalen Betriebs leuchtet diese LED nicht. Sie blinkt, wenn eine Verzerrung von mehr als 10% entsteht. Kontinuierlich leuchtet die LED, wenn ein Ausgang kurzgeschlossen ist,

keine Last am Ausgang angeschlossen ist oder die thermische Sicherung wirksam wurde.

Der ATT-Eingang darf offen bleiben, falls Sie diesen nicht verwenden. Legt man diesen Eingang an Masse, wird das IC in den Ruhezustand versetzt. In dem Fall fehlt am Ausgang jegliches Signal und der Stromverbrauch wird auf ein Minimum beschränkt.

Auf der Platine [1] finden alle Bauteile ihren Platz. Für eine Stereoanwendung sind zwei Printplatten erforderlich. Wegen der hohen Ströme ist für die Verbindungen der Versorgungsspannung und der Lautsprecher ein Draht von mindestens 2,5 mm² zu verwenden.

Der TDA1562Q muss auf einem Kühlkörper montiert werden, der für einen Dauerbetrieb mit maximaler Leistung dimensioniert ist.

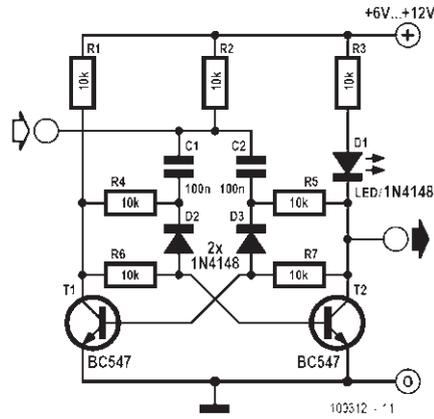
[1] www.elektor.de/091071

104 Vorteileiler für Drehzahlmesser

Sjabbo van Timmeren (NL)

Der Autor gehört zu den aktiven Motorsport-Enthusiasten, er ist leidenschaftlicher Tüftler und Bastler. Zu seinen jüngsten Projekten gehörte der Umbau des Einzylinder-Viertaktmotors einer BSA Goldstar mit 500 cm³. Die Kontaktzündung mit einem Zündfunken alle zwei Umdrehungen wurde durch eine elektronische Zündung mit einem Zündfunken pro Umdrehung ersetzt. Auf Grund der verdoppelten Impulsanzahl zeigte der Drehzahlmesser nun falsche Werte an. Ein Drehzahlmesser für elektronische Zündungen, zum Beispiel von Krober, kostet etwa 175 €. Deshalb wurden zuerst in Elektor eine elektronische Lösung gesucht und in Form eines astabilen Multivibrators gefunden.

Mit nur wenigen Anpassungen entstand der hier abgebildete Vorteileiler, mit dessen



Hilfe der Drehzahlmesser wieder die korrekte Drehzahl anzeigt:

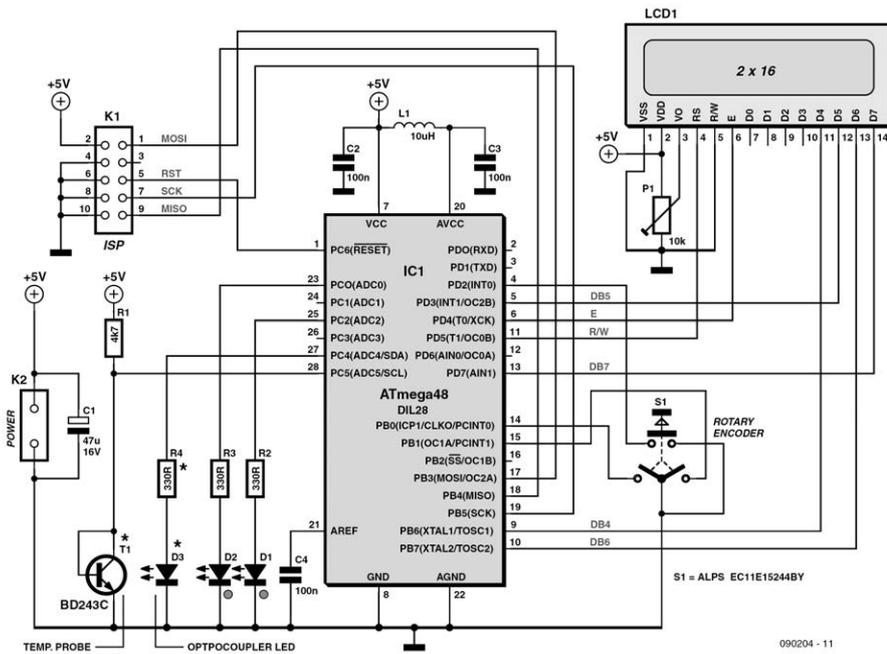
Problem für 5 € gelöst, 170 € gespart und über den Erfolg gefreut!

105 Einfache Temperaturmessung und -regelung

Jochen Brüning (D)

Die hier vorgestellte Schaltung und das zugehörige BASCOM-Programm ent-

standen aus der Notwendigkeit heraus, eine Temperaturregelung für einen Lami-



nator zu realisieren. Der hatte zwar schon eine, die aber für den vorgesehenen Zweck (Platinenherstellung mit der Thermotransfer-Methode [1]) nicht ausreichte. Das Ergebnis (siehe Schaltplan) besteht im Wesentlichen aus einem ATmega48, einem 2*16-LC-Display und einem Drehencoder. Als Temperatursensor dient ein ganz normaler NPN-Leistungstransistor im TO220-Gehäuse mit der Basis-Emitter-Diode als Messwandler. Das sieht man zwar nicht so oft, aber neu ist es auch nicht. So gab es z.B. schon in Elektor 7/1974 auf S. 73 ein digitales Thermometer mit einem NPN-Transistor als Temperaturfühler. Neben dem weiten linearen Temperaturbereich (-50 bis plus 150 °C) dieser Lösung ist auch das TO220-Gehäuse von Vorteil, weil es ein Befestigungsloch aufweist und die Kühlfahne für einen

guten Wärmekontakt sorgt. Allerdings muss man beachten, dass die Kühlfahne mit dem Kollektor verbunden ist (bei Bedarf Isolierscheibe verwenden).

Der BD243C ist als Diode geschaltet (Kollektor und Basis verbunden) und wird an einem 4k7-Widerstand an 5 V betrieben, so dass etwa 1 mA Strom durch diese Diode fließt. Die Spannung an der Diode hat einen negativen Temperaturkoeffizienten von etwa -2 mV/K und entspricht einer Geraden im U/T-Diagramm. Sie wird über den internen A/D-Wandler (Eingang ADC5/Pin 28) des ATmega48 ausgewertet. Eine Besonderheit ist die Verwendung der internen 1,1 V-Referenzspannung für den A/D-Wandler. Damit lässt sich der von T1 gelieferte Spannungswert (um die 0,6 V) am besten mit

dem A/D-Wandler digitalisieren. Wer ans Portieren des Programms auf andere AVRs denkt, muss beachten, dass nicht alle eine 1,1-V-Referenz für den A/D-Wandler haben.

Die Eingabe der Werte für die Temperaturregelung erfolgt über den Drehencoder in °C-Schritten (Drehung rechts/links = höher/niedriger). Man kann einen oberen und einen unteren Grenzwert für die Regelung programmieren. Bei der Einstellung erfolgt die Umschaltung (oberer/unterer Grenzwert) durch Druck auf den Knopf des Drehencoders – wenn dieser über diese Taster-Funktion verfügt. Wenn nicht, muss man sich mit einem separaten Taster behelfen.

Zur Anzeige dienen das LCD und zwei LEDs. Das LCD zeigt in der oberen Zeile die am Objekt gemessene Temperatur und in der unteren Zeile die aktuell eingestellten Werte (unterer und oberer Temperaturgrenzwert der Regelung). P1 stellt den Kontrast ein (drehen, wenn nichts zu sehen!).

An den beiden LEDs sieht man auf einen Blick den Betriebszustand der Regelung: - Blaue LED (D2) leuchtet: Temperatur zu niedrig (unter unterem Grenzwert).

- Beide LEDs leuchten: Temperatur ist richtig (zwischen den beiden Grenzwerten).
- Rote LED (D1) leuchtet: Temperatur zu hoch (über dem oberen Grenzwert). Da immer wenigstens eine LED leuchtet, erübrigt sich eine Einschaltkontroll-LED.

Der Ausgang der Regelung ist eigentlich der Logikpegel an Pin 27 (PC4). Der Autor hat für seine Anwendung hier ein Solid

State Relais (SSR) angeschlossen, um das Heizelement zu schalten. Im Schaltbild ist das durch die LED D3 dargestellt, die sich im Optokoppler des SSRs befindet. Der ISP-Anschluss K1 ist optional und wird nicht benötigt, wenn man den bereits programmierten Controller (siehe Downloads & Produkte) verwendet. Allerdings ist die Temperaturanzeige dann nicht individuell abgeglichen – das geht nur in der Software und über den ISP. Kommt es nur darauf an, eine (experimentell ermittelte) Temperatur reproduzierbar einzustellen und in vorzugebenden Grenzen konstant zu halten, dann ist ein individueller Abgleich auch nicht erforderlich.

Die Details der Regelung lassen sich dem Sourcecode der BASCOM-Software entnehmen. Der erwähnte individuelle Abgleich der Temperaturmessung erfolgt direkt in der Software. Dazu werden in den Programmzeilen 105 bis 107 die Kommentarzeichen (‘) entfernt und dafür die darauffolgenden Zeilen 108 bis 110 durch Voranstellen eines Hochkommatauskommentiert. Im Display wird jetzt der Wert angezeigt, den der A/D-Wandler des ATmega48 bei gegebener Temperatur des Sensors liefert. Man steckt jetzt den Sensor in Eiswasser und wartet eine gute Weile, bis sich die Anzeige stabilisiert hat. Erst dann notiert man den angezeigten Wert (oder auch mehrere, um später den Mittelwert zu bilden). Anschließend kommt der Sensor in kochendes Wasser und die Prozedur wird wiederholt. Der Eiswasser(-mittel)wert ersetzt in der Programmzeile 86 den Wert 546. Die durch 100 geteilte (negative) Differenz zwischen den bei 100 °C und 0 °C angezeigten Werten ersetzt den Wert 2.460 in der Programmzeile 87.

Dahinter verbirgt sich die Geradengleichung der eingangs erwähnten Geraden im U/T-Diagramm. Sie hat die Form $y=mx+b$, worin b der vom A/D-Wandler gelieferte Wert bei $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ ist (Abschnitt auf der ADC-Werte-Achse) und m die (mit der Temperatur fallende) Steigung der Basis-Emitter-Diodenkennlinie, ermittelt aus der Differenz der ADC-Werte bei $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ und $0\text{ }^{\circ}\text{C}$. Diese Differenz ist noch durch 100 zu teilen, da wir ja genau über diesen Bereich die ADC-Werte ermittelt haben.

Weblinks

- [1] <http://thomaspeifer.net/>
(> Trickkiste > Platinen ätzen mit der Direkt-Toner-Methode)
- [2] www.elektor.de/090204

Downloads & Produkte

- Programmierer Controller
- 090204-41 ATmega48-Controller
- Software
- 090204-11 Source-Code

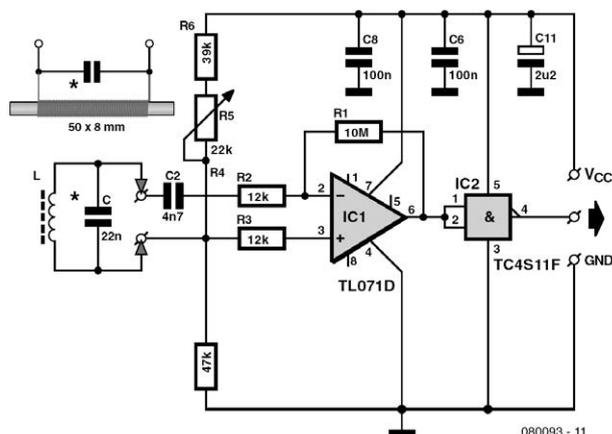
Pulsempfänger

106

Siegfried Borst (D)

Bekannte Fitnessgeräte-Hersteller (Polar, Huger, Kettler, Crane, Outbreaker...) staten ihre Produkte mit Brustgurten aus, in denen NF-Sender integriert sind. Die Sender geben bei jedem Herzschlag einen

kurzen Signal-Burst ab, die Frequenz beträgt meistens 5,3 kHz. Diese Schaltung empfängt die Signale, so dass sie anschließend ausgewertet werden können. Auf seiner Website [1] stellt der Autor den Ein-



173

satz im Radsport vor.

Die „Antenne“ ist ein Ferritrundstab, auf den 1000 Windungen Kupferlackdraht (Stärke 0,2 mm) gewickelt werden. Der parallel geschaltete Kondensator ist hier für die Empfangsfrequenz 5,3 kHz bemessen, sein Wert lässt sich an andere Frequenzen anpassen. Die vom Ferritstab aufgefangenen Signale werden von einem Opamp verstärkt und von einem

NAND-Gatter in steilflankige Rechtecksignale umgeformt. Die Betriebsspannung der Schaltung kann zwischen 9 V und 18 V liegen. Eine Platine (Layout unter [2]) ist bei ThePCBShop [3] bestellbar.

[1] <http://peterborst.gmxhome.de/sigiborst>

[2] www.elektor.de/080093

[3] www.thepcbshop.com

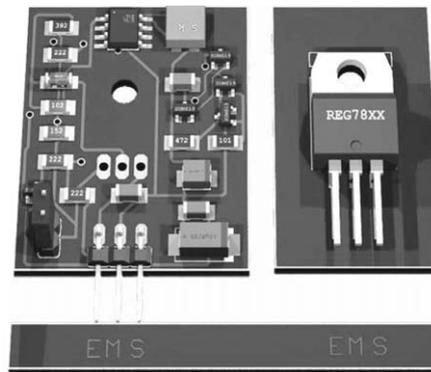
107 Einstellbarer Low-drop-Regler

Michel Defrance (F)

Das Elektor-Buch 303 Schaltungen (1988) enthält die Schaltung eines Low-drop-Reglers mit diskreten Bauteilen. Der Autor hat daraus einen einstellbaren Regler mit einer SMD-bestückten Platine entwickelt. Lediglich der Leistungstransistor ist noch ein Bauteil mit richtigen Drahtanschlüssen.

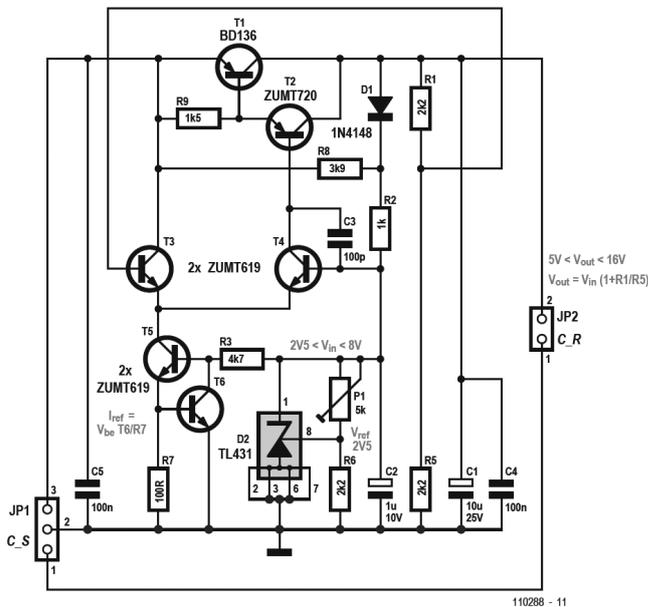
Im Vergleich mit der Original-Schaltung fallen folgende Änderungen auf:

- Die 4V7-Zenerdiode wurde durch einen Shuntregler vom Typ TL431 ersetzt. Dieser arbeitet sehr stabil und ist über ein 5-k Ω -Poti einstellbar, wodurch sich eine Ausgangsspannung von 5 bis 16 V ergibt.
- Der 390- Ω -Widerstand wurde durch einen Stromspiegel mit den Transistoren T5 und T6 ersetzt, die durch R3 und den TL431 gesteuert werden. Der Kathodenstrom des TL431 ist maßgeblich für



die Stabilität der Ausgangsspannung. Das Datenblatt schreibt mindestens 1 mA vor, mit 1,7 mA bei 5 V am Reglerausgang wird eine gute Regelung erzielt.

- Die Endstufe besteht aus zwei PNP-Transistoren T2 und T1 in Darlington-Schaltung. Dank R9 erhält T1 auch bei kleinen Ausgangsströmen des Reg-



Last [Ω]	V _{OUT} [V]	Fehler [V]	I [mA]
680	7,39	0	10
390	7,37	0,02	18,8
220	7,37	0,02	33,5
100	7,35	0,04	73,5
33	7,31	0,08	220
10	7,20	0,19	720

lers eine ausreichende Basis-Emitter-Spannung.

- D1 ist nun eine MELF4148 anstatt einer AA119.
- Um das Einschaltverhalten der Schaltung zu verbessern, wurde R8 mit 3k9 dimensioniert (war in der ursprünglichen Schaltung R1 mit 100 k).
- Das Ausgangsfilter mit C1 und C4 wurde auf der Platine integriert.

Die Platine[1] ist doppelseitig. Die SMD-Bauteile werden auf der einen, der BD136

auf der anderen Seite bestückt (sozusagen auf der Kupferseite). Der Leistungstransistor ist isoliert auf einen Kühlkörper zu montieren. Wird der Regler mit geringem Spannungsabfall (Differenz Eingangs- zu Ausgangsspannung) betrieben, dann erübrigt sich ein Kühlkörper.

Die Platine kann statt eines klassischen IC-Reglers eingesetzt werden, JP1 besitzt ein kompatibles Pin-Out.

Der Abgleich ist einfach: Entfernen Sie Jumper JP2, messen Sie die Spannung an

Pin 2 von JP2 mit einem Multimeter und stellen Sie sie mit P1 auf den gewünschten Wert ein. Danach wird JP2 wieder gesteckt. Es sei noch bemerkt, dass die Eingangsspannung um minimal 1 V höher sein muss als die Ausgangsspannung. Die verwendeten Transistoren sind unkritisch, jeder pinkompatible Typ passt. Es ist selbstverständlich auch möglich, den Regler mit bedrahteten Bauteilen aufzu-

bauen, so z.B. mit BC547 als NPN- und BC557 als PNP-Transistoren.

In der Tabelle werden einige Messwerte für eine Ausgangsspannung von 7,39 V aufgeführt (genug, um zwei weiße LEDs in Serie anzusteuern); $V_{IN} = 9 \text{ V}$, $V_{IN \text{ min}} = 8,20 \text{ V}$.

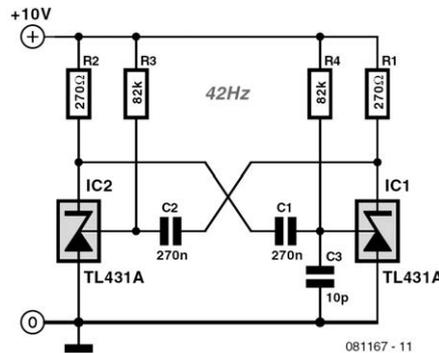
Weblink

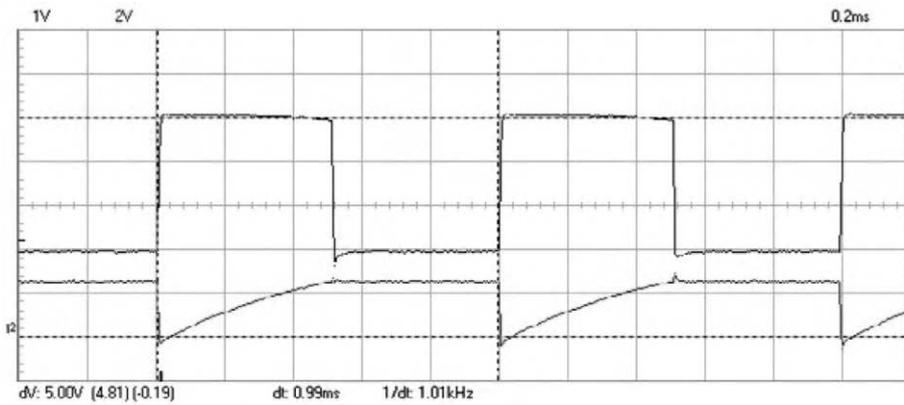
[1] www.elektor.de/110288

Gilles Clément (F)

Oszillatorschaltungen füllen Bücher, dieser astabile Multivibrator (AMV) ist dazu ein weiterer Beitrag. Das Besondere ist hier, dass zwei so genannte „Super-Zener“ vom Typ TL431 als aktive Elemente eingesetzt werden. Dieses gängige Bauelement hat drei Anschlüsse: Anode, Kathode und Reference. Auf dem Chip vergleicht ein Opamp die Spannung am Reference-Eingang mit der internen Referenzspannung 2,5 V. Der Opamp steuert einen bipolaren Transistor, der Anode und Kathode kurz schließt. Spannung U_K an der Kathode kann folglich zwei stabile Zustände annehmen: $U_K = U_B$, falls $U_{Ref} < 2,5 \text{ V}$, oder $U_K = 2 \text{ V}$ (U_{CE} des Transistors), falls $U_{Ref} > 2,5 \text{ V}$. Diese Konfiguration verhält sich ungefähr wie ein Transistor, der als Spannungsquelle eingestellt ist. Versuchsweise wurden zwei TL431 als AMV geschaltet, was unerwartet Erfolg hatte. Eigentlich war der Betrieb als AMV nicht

möglich, denn über den Opamp-Eingang kann der Ladestrom des Kondensators nicht fließen. Das Geheimnis liegt in einer internen Diode, die den Reference-Eingang mit der Kathode verbindet. Die Diode ist nur in einigen Datenblättern wie zum Beispiel [1] angegeben. Die Schaltung wurde mit dem hervorragenden und zudem kostenlosen Programm LTspice [2]





überprüft. Die Oszillatorfrequenz hängt von R und C sowie von der Betriebsspannung ab. Wie das Bild zeigt, hat das Signal bis etwa 50 kHz eine nahezu ideale Rechteckform, sie ist deutlich besser als bei AMVs mit bipolaren Transistoren. Allerdings ist die niedrige Spannung nicht Null, sondern +2 V. Das Problem lässt sich durch Nachschalten eines FETs oder eines ICs mit identischer Funktion lösen. In solchen Fällen sind niedrigere interne Referenzspannungen zweckmäßiger, zum Beispiel 1,24 V beim TLV431 oder 0,6 V beim ZXRE060. Der 10-pF-Kondensator

C3 ist nur notwendig, um die Simulation mit LTspice korrekt zu starten. Normalerweise ist der Kondensator entbehrlich, da geringe Unsymmetrien der Bauelemente immer vorhanden sind. Das LTspice-Modell des Autors kann aus dem Internet [3] heruntergeladen werden.

Weblinks

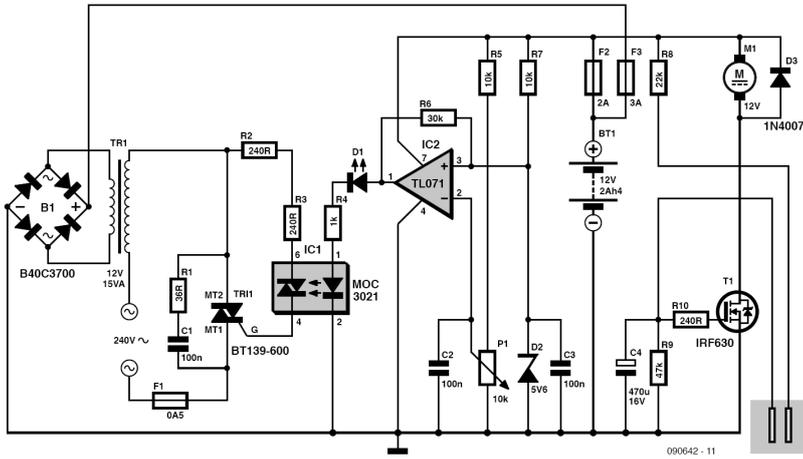
- [1] www.datasheetcatalog.org/datasheet/catalog/TL431.PDF
- [2] www.linear.com/designtools/software/#Spice
- [3] www.elektor.de/081167

Kellerpumpensteuerung 109

Gustave Bolkaerts (B)

Die Schaltung steuert eine Pumpe, die immer dann in Aktion tritt, wenn der Wasserspiegel eine Höchstmarke überschreitet

(zum Beispiel in einem nassen Keller). Die Pumpe wird an einem 12-V-Akku be-



trieben, der aus dem Stromnetz ständig nachgeladen wird.

Steigt der Wasserspiegel an, so dass die Sensor-Elektroden in das Wasser eintauchen, fließt über die Elektroden ein Strom. Der Strom reicht aus, um den Leistungs-MOSFET durchzusteuern, so dass die Pumpe anläuft. Wenn die Elektroden nicht mehr in das Wasser ragen, schaltet der MOSFET die Pumpe mit kurzer Verzögerung ab. Die Verzögerung, verursacht durch den 470- μ F-Kondensator am Gate des MOSFET, gibt den Elektroden Gele-

genheit, vollständig aus dem Wasser aufzutauchen.

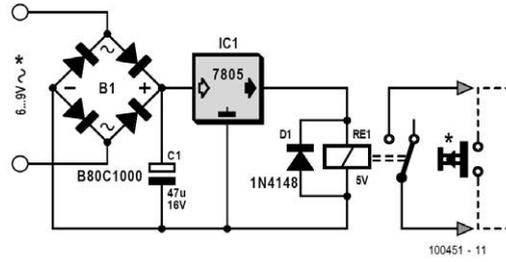
Die Akkuspannung wird von einem Komparator überwacht. Der TL071 steuert über einen Optokoppler das Gate eines Triacs, der in Serie mit der Primärwicklung eines Netztrafos liegt. Mit der gleichgerichteten Trafospannung wird der Akku geladen. Der Komparator muss mit dem Poti so eingestellt werden, dass die Akkuspannung auf annähernd 13,2 V konstant gehalten wird.

110 Türklingel-Tandem

A. René Bosch (NL)

Wenn beim Nachbarn der gleiche Summer wie in der eigenen Diele installiert ist, gibt

es manchmal Irritationen, weil man nicht genau weiß, bei wem es geklingelt hat.



Dieser Unsicherheit hat der Autor abgeholfen, indem er den Summer mit einer drahtlosen Türklingel ergänzt hat. Drahtlose Rufanlagen sind in Baumärkten und bei Technik-Sortimentern zu erschwinglichen Preisen erhältlich. Nun muss nur noch die Leitung, an die der Summer angeschlossen ist, mit dem drahtlosen Klingelknopf verbunden werden.

Das Gehäuse des drahtlosen Klingelknopfs wird geöffnet, dann werden mit dem Multimeter die Kontakte gesucht, die beim Drücken schließen. Diese Punkte sind die Anschlüsse für den Relais-Ausgang der hier abgebildeten Schaltung.

Wenn ein Besucher den Knopf an der Tür drückt, wird die von der Klingelanlage kommende Wechselspannung gleichgerichtet. Die von einem Spannungsregler auf 5 V herabgesetzte Gleichspannung aktiviert das Relais, so dass der Kontakt des drahtlosen Klingelknopfs überbrückt wird. Jetzt signalisiert ein Big-Ben-Geläut zusätzlich zum vorhandenen Summer, dass der Besucher vor der eigenen Tür steht. Bleibt nur zu hoffen, dass der Nachbar nicht auf die gleiche Idee kommt!

SSR 2.0 OptoMOS-Halbleiterrelais 111

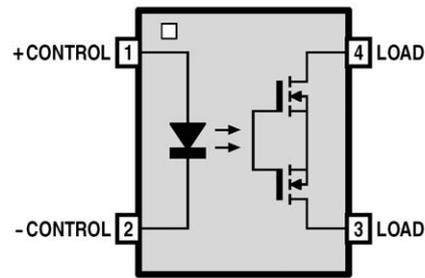
Fredi Krüger (D)

So genannte OptoMOS- oder PhotoMOS-Relais nehmen Sonderstellung ein: Vom Aufbau her kann man sie irgendwo zwischen gewöhnlichem Optokoppler und konventionellem SSR (Solid State Relais = Halbleiterrelais) einordnen.



Während ein (analoger) Optokoppler einen Steuerstrom mit einer LED in möglichst proportionales (meist infrarotes) Licht umwandelt und ausgangsseitig das Licht durch einen Fototransistor wieder in einen möglichst proportionalen Strom zurück verwandelt wird, geht es beim MOS-Halbleiterrelais darum, eine Last zu schalten.

Schalten können auch die schon seit langem bekannten Halbleiterrelais für Wechselspannungen. Im Prinzip steuert dabei ein integrierter Optokoppler einen Thyristor oder Triac. Es gibt sie auch mit zusätzlicher Elektronik zum Schalten im Nulldurchgang der Wechselspannung. Während es mechanische Relais in den unterschiedlichsten Ausführungen gibt und diese beliebige Ströme sowie Gleich- und Wechselspannungen schalten können, kann man Optokoppler höchstens zum potentialfreien Schalten von Strömen im mA-Bereich zweckentfremden. Konventionelle Halbleiterrelais hingegen gibt es zwar auch für hohe Ströme und höhere Spannungen, doch eignen sie sich nicht für Gleichspannungen oder für höhere Schaltfrequenzen. Wie das Prinzipschaltbild zeigt, enthält ein modernes optisches Relais zwar wie ein Optokoppler eine Sende-LED, doch das Licht steuert keinen gewöhnlichen Transistor oder Darlington, sondern zwei hintereinander geschaltete komplementäre MOSFETs. Aus diesem Grund können diese Bauteile Gleich- und Wechselspannungen mit Schaltzeiten im Bereich weniger ms schalten. Sie werden von verschiedenen Herstellern für Ströme zwischen 50 mA und 10 A, Spannungen zwischen 20 V und 2 kV mit ON-Widerständen von wenigen m Ω bis zu 100 Ω bei Steuerströmen von 2...10 mA gefertigt



080683 - 11

und sind hauptsächlich als Ersatz für elektromechanische Relais gedacht. Bei Distributoren haben wir z.B. PS7141-2B (NEC), PVN012APbF (International Rectifier), LBB110 (Clare) und LH1502BB (Vishay Semiconductors) gefunden. Weitere Hersteller sind Toshiba, Fairchild, Aromat (NAiS), Panasonic, Sharp, Cosmo und Avago. Vorteile dieser OptoMOS-Relais sind:

- Kleine Bauform - auch als SMD!
- Hohe Lebensdauer
- Kein Verschleiß von Kontakten
- Kein Prellen beim Schalten
- Keine Funkenbildung
- Hohe Schaltgeschwindigkeit
- Erschütterungsunempfindlichkeit
- Magnetische Unempfindlichkeit
- Keine magnetischen Streufelder
- Geringe Steuerleistung

Es gibt sie in unterschiedlichen Bauformen, darunter sind auch Varianten mit bis zu acht Relais in einem Gehäuse. Wichtig ist die Nomenklatur nach dem Muster: „X Form Y“. Das X steht für die Zahl an Schaltern in einem Gehäuse und das Y für den Schaltertyp: „B“ bezeichnet einen Öffner und mit „A“ ist ein Schließer gemeint. Es gibt sogar Exemplare mit je ei-

nem Schließer (normally open) und Öffner (normally closed), womit sich dann ein Umschalter realisieren lässt.

Im Elektor-Labor haben wir den TLP4227G-2 von Toshiba ausprobiert. Bei diesem Typ handelt es sich um ein Relais vom Typ „2 Form B“, also um zwei Öffner in einem achtpoligen DIP-Gehäuse, die für Spannungen bis zu 350 V und Ströme bis zu 150 mA geeignet sind. Unsere Messungen ergaben ohne LED-Strom einen Widerstand von etwa 15 Ω . Bei etwa 0,5 mA durch die LED begann sich der Ausgangswiderstand zu erhöhen.

Ab etwa 0,9 mA sprang der Ausgangswiderstand dann auf mehr als 300 M Ω .

Es gibt auch so genannte MOSFET-Gate-Driver-Optokoppler mit einer zusätzlichen Betriebsspannung für den Ausgang (z.B. FOD3180 von Fairchild), die sehr schnell schalten können (250 kHz oder sogar mehr). Beim derart schnellem Schalten gibt es natürlich auch EMV-Probleme.

Weblink

www.toshiba.com/taec/components2/Datasheet_Sync//214/4495.pdf

Solar-Akkulader

112

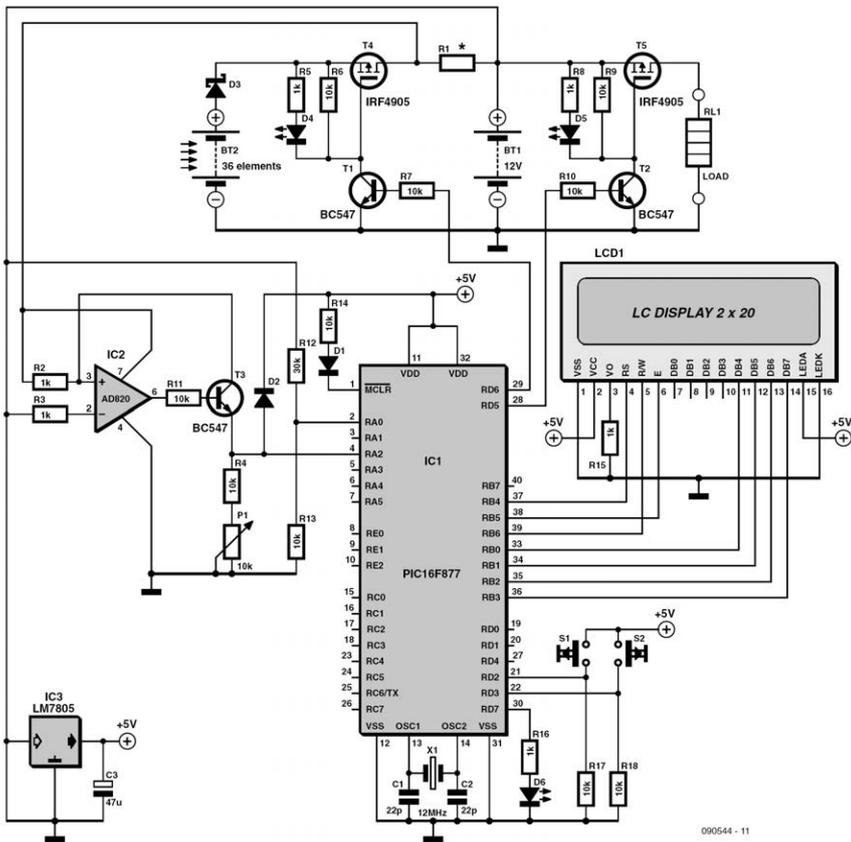
Matthijs Hajer (NL)

Solar-Akkulader speichern die aus der Sonne gewonnene Energie in Akkus. Der Autor hat ein System entwickelt, das den Akku nach den Vorgaben des Herstellers lädt und gegen Tiefentladung schützt. Das System gibt alle wichtigen Betriebsparameter auf einem LC-Display aus. Die Spitzenleistung des hier eingesetzten Solarmoduls beträgt nach Herstellerangaben 150 W bei 14,5 V. In der Praxis liegt der Strom nach Abzug aller Verluste bei maximal 7,5 A.

Das System ist für schnelles Laden mit hohen Strömen nicht geeignet. Es wurde für Anlagen konzipiert, bei denen der maximale Ladestrom deutlich unter einem Zehntel der Akkukapazität in Ah liegt.

Zentrale Schaltstelle ist ein Mikrocontroller PIC16F877. Der Mikrocontroller misst über seinen Eingang RA0 die von einem Spannungsteiler herabgeteilte Akkuspannung. Der Ladestrom wird mit Widerstand R1 (ungefähr 0,03 Ω) gemessen, der aus mehreren parallelen Einzelwiderständen besteht. Opamp IC2 verstärkt die an R1 abfallende Spannung, so dass über T3 an Eingang RA2 eine zum Ladestrom proportionale Spannung liegt (350 mV/A). Die Verstärkung beträgt $(R4+P1)/R2$, die Spannung an R4+P1 verhält sich linear zu dem zu messenden Strom. Der Offset am Opamp-Ausgang wird beim Start gemessen, er wird beim Berechnen des Stroms berücksichtigt. Diode D2 schützt den Mi-

181



090544 - 11

Microcontroller-Eingang vor Spannungsspitzen.

Anhand der Akkuspannung und des gemessenen Ladestroms berechnet der Mikrocontroller die umgesetzte Leistung und den aktuellen Ladezustand. Die Werte erscheinen auf dem vierzeiligen LC-Display. Wenn der Akku geladen werden muss, schaltet FET T4 das Solarpanel zum Akku durch. Bei geladenem Akku trennt T4 den Akku vom Solarpanel. Hat die Akkuspannung einen Mindestwert erreicht, legt FET T5 die Last an den Akku. Falls die Akkuspannung unter ihren Min-

destwert sinkt, wirft T5 die Last ab. Die Schottky-Diode verhindert die Rückwärtsentladung des Akkus über das Solarpanel, solange das Solarpanel nicht von der Sonne beschienen wird. T1 und T2 passen die Mikrocontroller-Steuer-sig-nale an die Spannungs-niveaus der FETs an. Wenn die FETs durchgeschaltet sind, leuchten die LEDs D4 und D5 auf. Die Schottky-Diode, der Messwiderstand R1 und die FETs müssen auf einen kleinen Kühlkörper montiert werden.

Das Mikrocontroller-Programm wurde in C geschrieben und unter MPLAB mit

HI-TECH C Pro (Lite mode) compiliert. Da das Programm vergleichsweise kurz ist, belegt es nur wenig Speicherplatz, ferner ist das Programm nur wenig zeitkritisch. Es ist lediglich darauf zu achten, dass für korrekte Kapazitätsmessungen ein Schleifenzyklus von ungefähr 10 Hz notwendig ist.

Nach dem Reset liest der Mikrocontroller die gespeicherten Kapazitätswerte [Ah] und [mAh] aus seinem EEPROM. Anschließend setzt er die Firmware-Version und die Spannungen auf das Display, bei der die Last zu- und abgeschaltet wird. Außerdem erscheint dort der Spannungswert, bei dem der Ladevorgang beendet ist. In dieser Betriebsphase sind das Solarmodul und die Last abgeschaltet. Nach Drücken von S1 oder S2 führt der Mikrocontroller zehn Messungen durch, um den Offset der Strommessung (verursacht durch IC2) zu bestimmen. Mit dem Mittelwert, der aus den Messungen resultiert, werden alle folgenden Strommessungen korrigiert.

Ein Druck auf S1 startet das Hauptprogramm. Jetzt bestimmt die Akkuspannung, ob die Last zugeschaltet wird. Beim Drücken von S2 passiert das in jedem Fall sofort. Die Last bleibt zugeschaltet, bis die Akkuspannung unter 11,5 V gesunken ist.

Der Mikrocontroller durchläuft das Hauptprogramm etwa zehn Mal in der Sekunde, das Display wird im Abstand von zwei Sekunden aktualisiert. Das Hauptprogramm liest die Werte der A/D-Wandler und berechnet die Größen U, I, P und C. Die resultierenden Werte bestimmen das Schaltverhalten in Bezug auf das Solarmodul und die Last.

Innerhalb des Hauptprogramms hat das Drücken von S1 die Funktion, dass die Akkukapazität ([Ah] und [mAh]) in das

EEPROM geschrieben und vom Display angezeigt wird. Der Watchdog des Mikrocontrollers ist aktiv, so dass ein Bug im Programm einen Reset zur Folge hat. Das Ereignis wird auf dem Display angezeigt. Da in diesem Zustand das Solarmodul und die Last abgeschaltet sind, ist der Akku bei Systemabstürzen gegen Überladen und Tiefentladen geschützt. Beim Programmieren des Mikrocontrollers müssen die Konfigurationsbits des Watchdogs gesetzt werden, sie werden auch am Anfang des C-Quellcodes gesetzt.

Die Spannungsgrenzen des Akkus sind dem Datenblatt von YUASA entnommen und an eigene Erfahrungswerte angepasst. Die wartungsfreien Bleigel-Akkus sind für kleine Solaranlagen wie geschaffen. Wenn andere Akku-Typen zum Einsatz kommen, müssen möglicherweise die folgenden Spannungswerte im Programm korrigiert werden:

14,5 V: Gasungsspannung

13,6 V: Float-Spannung
(niedriger Ladestrom)

12,7 V: Laden beendet, Akku 100 %
geladen (kein Ladestrom)

11,5 V: Akku 50 % entladen, wird
aufgeladen ($I < 0,01 C$)

Das Solarmodul lädt den Akku, wenn die Akkuspannung unter 13,6 V liegt. Steigt die Akkuspannung während des Ladevorgangs über 14,5 V, wird das Solarmodul abgeschaltet. Da der Akku dann laut Datenblatt erst zu 80 % geladen ist, fällt die Akkuspannung auf einen Wert unter 13,6 V zurück. In diesem Fall wird das Solarmodul nach zehn Sekunden wieder zugeschaltet, so dass die Akkuspannung steigt. Der Vorgang wiederholt sich periodisch, die Abschaltzeit wird jedoch zunehmend

länger. Nachts liefert das Solarmodul keine Energie, die Spannung eines 100 % geladenen Akkus sinkt dann allmählich auf 12,7 V. Über die serielle Ausgangsleitung RC6/TX sendet der Mikrocontroller im Abstand von fünf Sekunden einen Textstring (2400 Baud, 8n1), der den Status signalisiert. Der Textstring kann einem Datenlogger oder einem Webserver übergeben werden. Hier ein Beispiel:

K_+12055|mV_+00826|mA_+00694|Ah_+00685|mAh-

Der Textstring hat folgendes Format:

<Länge>_<Wert>|<Einheit>_
 <Wert>|<Einheit>_<Wert>|<Einheit>_
 <Wert>|<Einheit><CRC><Länge> =

Länge des Strings einschließlich CRC (+ Offset 32, damit <Länge> als ASCII-Zeichen übertragen werden kann)

_ = Trennungszeichen, danach folgt <Wert>

| = Trennungszeichen, danach folgt

<Einheit>

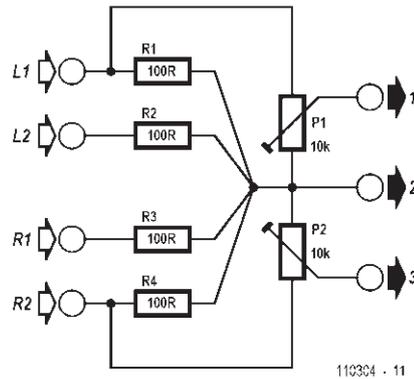
<CRC> = Summe der vorangegangenen Zeichen, Modulo 256

Der Quell- und Hexcode des Mikrocontroller-Programms ist von der Elektor-Website unter der Projektnummer 090544-11 abrufbar. Programmierte Mikrocontroller sind im Elektor-Shop unter der Bestellnummer 090544-41 erhältlich (siehe www.elektor.de/090544).

113 Audio-High-Level Adapter

Jörg Ehrig (D)

Das Problem, das mit dieser einfachen Schaltung gelöst wurde, ergab sich beim Einbau eines Autoradios bei einem Audi A3. Das Radio hatte vier Ausgänge für Lautsprecher und einen Line-Ausgang für einen Subwoofer. Der A3 hatte aber ab Werk schon einen Verstärker für die hinteren Lautsprecher und den ebenfalls schon eingebauten Subwoofer im Kofferraum. Das Original-Audi-Radio hat aus diesem Grund für die rückwärtigen Lautsprecher nur Line-Ausgänge. Um das Audi-Radio ohne Änderung an der beschriebenen Verstärkerinstallation ersetzen zu können, sollten daher beim neuen Radio die Lautsprecher-Ausgänge für die hinteren Laut-



sprecher in Line-Ausgänge umgewandelt werden.

Die meisten käuflichen Adapter enthalten kleine Transformatoren für die galvanische Trennung. Diese erzeugen Phasendrehungen und mehr oder weniger starke Verzerrungen, was der Autor vermeiden wollte. Das Ergebnis ist die hier gezeigte Schaltung eines einfachen Adapters ohne Trafo.

Die Ausgänge der meisten heutigen Radios haben eine differenzielle Gegentaktendstufe (Brückenschaltung). Es gibt also keinen Masseausgang, sondern nur zwei um 180° phasenverschobene Ausgänge. Wenn man diese über jeweils einen $100\text{-}\Omega$ -Widerstand verbindet, entsteht ein virtueller Massepunkt. Die entstandene Masse ist relativ stabil, da sie einen Innenwiderstand von nur $25\ \Omega$ aufweist. Jede Endstufe wird demnach mit $200\ \Omega$ belastet, was bei einer Ausgangsleistung von $50\ \text{W}$ an $4\ \Omega$ zu weniger als $0,5\ \text{W}$ Verlustleistung je Widerstand führt. Daher sollten 1-W -Widerstände ausreichen, besonders wenn man in Betracht zieht, dass normale Musik einen Crest-Faktor von mindestens 5 hat. Selbst wenn eine kleiner Offset auf

der virtuellen Masse entsteht, stellt dies kein Problem dar, da die meisten heutigen Verstärker Differenzeingänge haben oder zumindest eine auf schwebendem Potential liegende Masse des Eingangs. Um auch die Pegel der Signale an Line-Pegel anzupassen, müssen diese jeweils über einen Spannungsteiler reduziert werden. Dafür eignen sich Spindeltrimmer besonders gut. Der Autor hat zwei lineare $10\text{-k}\Omega$ -Trimmer eingesetzt, um die Ausgangsspannung von bis zu $12\ V_{SS}$ auf etwa 2 bis 3 V zu reduzieren, die für die Verstärker als Eingangspegel geeignet waren. Die Einstellung der Trimmer erfolgt nach Gehör auf die gewünschte Lautstärke der Hecklautsprecher.

Eine Platine braucht man für den Aufbau nicht. Die 1-W -Widerstände passen zwischen die Anschlüsse der Spindeltrimmer, so dass man die Schaltung gut fliegend aufbauen und mit Schrumpfschläuchen isolieren kann. So passt die Schaltung platzsparend und flexibel im Einbauschacht hinter das Radio.

Tastatur als Interface

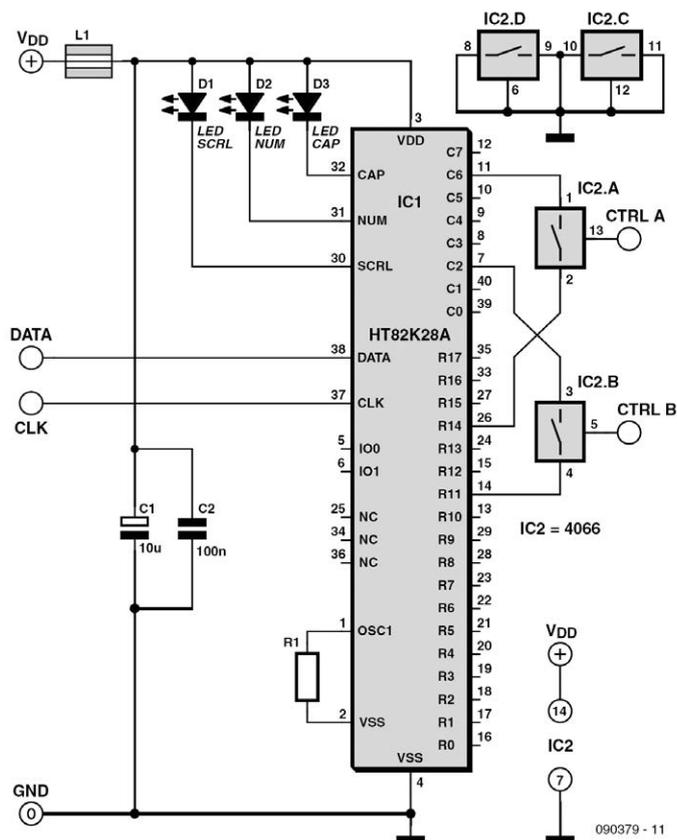
114

Jacob Gestman Geradts (F)

Wenn man mit einem PC etwas in der wirklichen Welt steuern oder erfassen will, dann kommt man oft um spezielle Karten mitsamt deren spezieller Programmierung nicht herum – von den Kosten ganz zu schweigen. Wenn es aber um ein-

fache Anwendungen ohne allzu großen Anspruch geht, dann wäre solch ein Aufwand weit übertrieben. Für eine kleine Alarmanlage beispielsweise, die lediglich ein paar Lämpchen einschalten und ein Paar Kontakte überwachen können soll,

185



ist eine weit einfachere und preiswertere Methodik des Datenaustauschs mit der Umwelt adäquater.

Eine vielleicht nicht so nahe liegende, aber dafür umso praktischere Idee ist die Zweckentfremdung einer (alten) Tastatur. Hier stecken nämlich schon so viele Kontakte bzw. Schalter drin, wie sie Tasten hat; in der Regel also über 100 Stück. Diese Tasten bzw. ihre Kontakte werden in einer Matrix etliche Male pro Sekunde abgetastet. Es wird im PC ein eingegebener Buchstabe generiert, wenn eine solche

Taste gedrückt wurde, was der Verbindung einer Spalten- mit einer Reihenleitung entspricht. Die Matrix selbst besteht meistens aus 8 Spalten (in der Schaltung die Anschlüsse C0...C7) und 14...18 Reihen (R0...R17), die von einem Tastatur-Encoder wie dem IC HT82K28A als typischem Vertreter dieser Gattung „gescannt“ werden. Jeder Tastenkontakt ist also an eine Spalte und eine Reihe angeschlossen.

Steuert man die Matrix statt mit Tastern nun mit Hilfe von analogen CMOS-Schaltern, wovon im IC 4066 gleich vier Stück

enthalten sind, dann erzeugt der am Eingang CTRL A des 4066ers angeschlossene Sensor A bei einer positiven Signalflanke den Buchstaben „a“ – ganz ohne spezielle Software. Mit den so erzeugten Codes lässt sich dann fertige oder auch selbst erstellte Software steuern.

Diese Technik ist selbstverständlich nicht auf kleine PC-gestützte Alarmanlagen beschränkt und nicht einmal auf PC-Tastaturen. CMOS-Schalter lassen sich auch mit IR-Fernbedienungen verbinden, womit man (ohne Eingriff in die Technik) fast beliebige Geräte via PC oder Mikrocontroller steuern kann. Um bei einem Fernseher beispielsweise die Kanäle durch zu „zapfen“, lässt sich ein CMOS-Schalter auch

mit einem 1-Hz-Rechteckgenerator ansteuern.

In der abgebildeten Schaltung werden nur zwei der vier CMOS-Schalter eines 4066 wirklich genutzt. Man kann natürlich alle vier CMOS-Schalter einsetzen und wenn das nicht reichen sollte, einfach noch mehr ICs vom Typ 4066 verwenden. Da eine handelsübliche Tastatur mit 5 V vom PC beliefert wird, kann man das oder die hinzugefügten 4066er ebenfalls mit dieser Spannung mitversorgen. Sie benötigen fast keinen Strom. Bei einem Strombedarf im niedrigen mA-Bereich lassen sich sogar genügsame Sensoren direkt von der Tastaturelektronik aus versorgen.

Weblinks[1] www.elektor.de/090379

AM-Empfänger mit Quadraturmischer 115

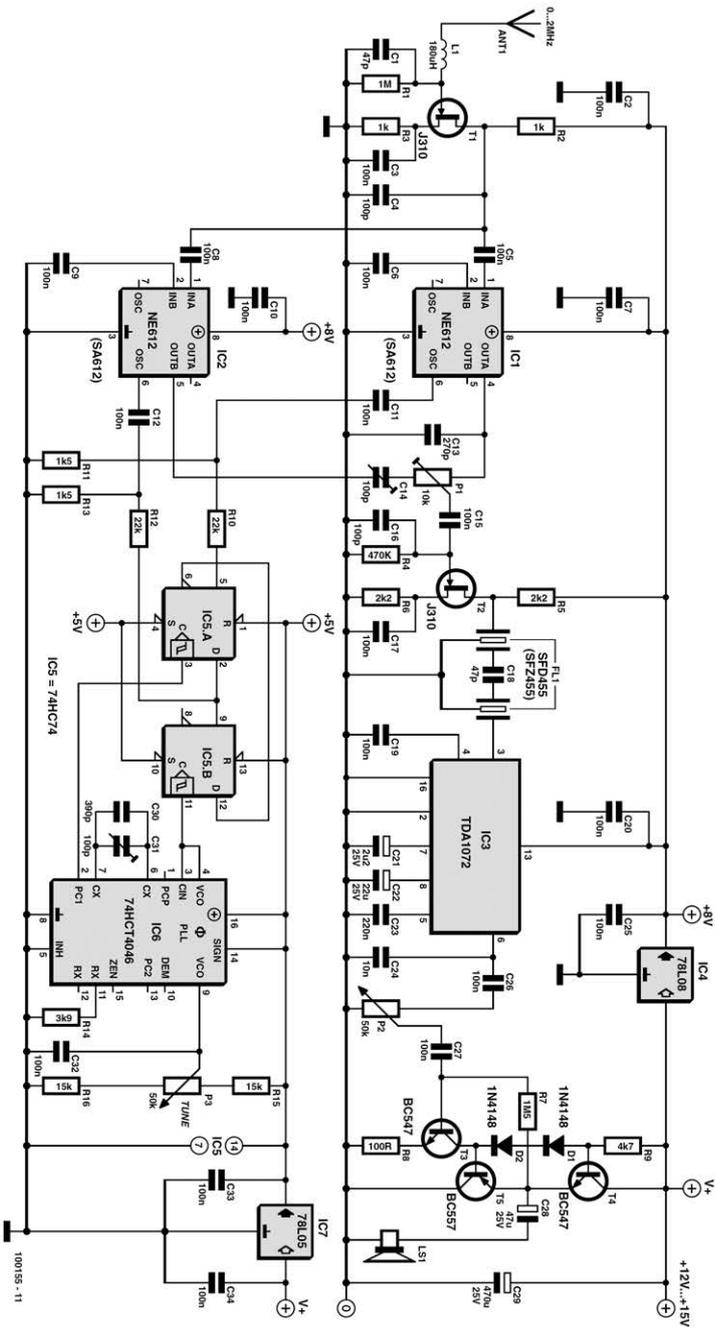
Gert Baars (NL)

Dieser Empfänger ist ein Einfachsuper, bei dem der Spiegelfrequenzbereich nicht durch ein EingangsfILTER gedämpft wird. Hier übernehmen zwei Mischerbausteine diese Funktion, die beiden NE612 (oder SA612) arbeiten um 90° gegeneinander phasenverschoben. Der Quadraturmischer am Empfängereingang unterdrückt die Spiegelfrequenzsignale und das damit verbundene Rauschen, so dass die Empfänger-Empfindlichkeit um etwa 6 dB gesteigert wird.

Für die Phasendrehung der Oszillatorsignale sind zwei D-Flipflops zuständig, die als Ringzähler arbeiten. Die Frequenzen

beider Ausgangssignale sind gleich der halben Oszillatorfrequenz, die Signale sind jedoch um 90° phasenverschoben. In der Schaltung werden sie mit „Q“ (Quadratur) und „I“ (In Phase) bezeichnet.

Die Phasendrehung der Mischer-Ausgangssignale wird mit zwei einfachen RC-Gliedern erreicht. Am Q-Mischer ist die Phasenverschiebung mit einem Kondensator auf -45° festgelegt, während sie beim I-Mischer mit einem Trimmkondensator (C14) auf +45° eingestellt wird. Die Phasendifferenz beträgt folglich 90°. Ein Trimpoti (P1) führt die beiden Signale zusammen. Bei diesem Konzept ist die



Empfangsfrequenz $f_E = f_0 - f_{ZF}$, während die unterdrückte Spiegelfrequenz $f_S = f_0 + f_{ZF}$ beträgt.

Bei niedriger ZF, beispielsweise bei einem SDR (Software Defined Radio), muss die Phasendrehung hinter den Mischern relativ breitbandig sein, weil die ZF-Frequenz in Relation zur ZF-Bandbreite niedrig ist. Diese Forderung lässt sich mit digitalen Systemen einfacher und besser erfüllen als mit komplexen phasenschiebenden RC-Netzwerken. Die ZF-Bandbreite dieses AM-Empfängers ist in Relation zur ZF-Mittelfrequenz (455 kHz) niedrig, der maximale Phasenfehler ist trotz der einfachen RC-Glieder kaum nennenswert.

Die Demodulation übernimmt die integrierte AM-Empfängerschaltung TDA1072. Nachgeschaltet ist eine einfache, diskret aufgebaute NF-Stufe, die den Lautsprecher steuert.

Die niedrigste VCO-Frequenz kann so eingestellt werden, dass die Empfangsfrequenz 0 Hz (DC) beträgt. Das kann nach Gehör geschehen, da hier das Rauschen verschwindet, statt dessen wird ein 50-Hz-Brummen hörbar. Die Phasendrehung wird mithilfe einer Station eingestellt, die auf einer Spiegelfrequenz sendet.

Es kann vorkommen, dass die feste Phasendrehung am Ausgang des Q-Mischers beispielsweise -43° statt genau -45° beträgt. In diesem Fall muss die Phasendrehung des I-Signals mit dem Trimmkondensator auf $+47^\circ$ eingestellt werden, so dass die Differenz trotzdem 90° beträgt. Das Trimpoti und der Trimmkondensator werden wechselweise so bedient, dass die Station infolge der zunehmenden Spiegelfrequenzdämpfung nicht mehr hörbar ist.

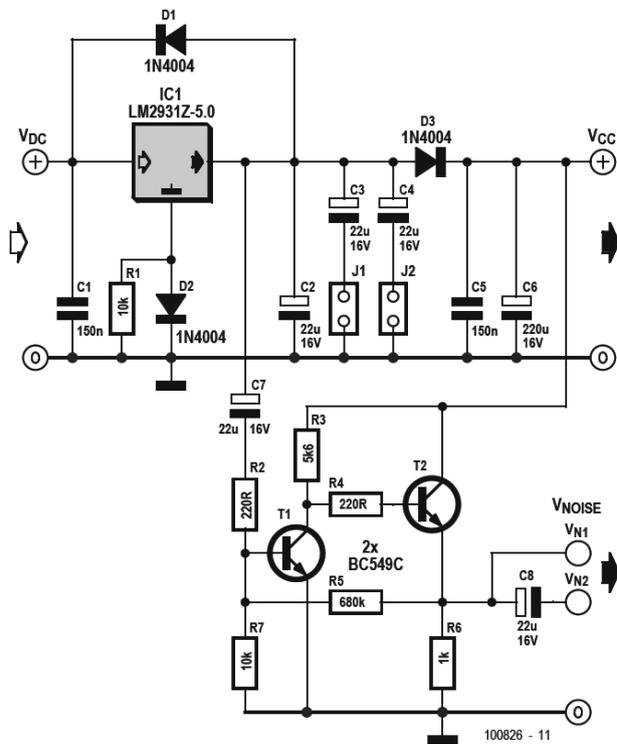
LM2931-5.0 als Rauschgenerator 116

Petre Tzvetanov Petrov (Bulgarien)

Die Low-Drop-Spannungsregler der Serie LM2931 taugen nicht nur zur Versorgung von Mikrocontrollern — mit ihnen kann man auch sehr gut einen Generator für Rauschen im niedrigeren Spektralbereich realisieren. Nichtperiodisches Rauschen eignet sich gut als Signalquelle, mit der sich über den A/D-Konverter eines Mikrocontrollers richtige Zufallszahlen er-

zeugen lassen, oder mit der man einem digitalen Eingang chaotische Pegel zuführen kann. Es sind bestimmt noch andere Anwendungen denkbar.

Ein LM2931A-5.0 liefert eine Spannung im Bereich 4,81 V...5,19 V. Bei einem LM2931-5.0 muss man mit einem erweiterten Bereich von 4,75...5,25 V rechnen. Das Suffix „Z“ steht für ein TO-9-Gehäu-



se. Beide Varianten haben am Ausgang einen Rauschpegel von typisch $0,5 \text{ mV}_{\text{rms}}$ im Spektralbereich von 10 Hz bis 100 kHz, auch wenn der Ausgang mit einem 100- μF -Elko gepuffert wird. Wenn man dieses Rauschen etwa 200-fach verstärkt, kommt man auf einen Pegel von rund 100 mV. Damit kann man bei einem 10-bit-ADC schon einige Bits beeinflussen, da das LSB nur etwa 0,5 mV entspricht. Diese Bits kann man individuell oder zur Konstruktion größerer Zufallszahlen nutzen.

Die Schaltung liefert an ihrem Ausgang eine Spannung von $5 \text{ V} \pm 10 \%$ bei einem Ausgangsstrom bis 100 mA. Die Diode D2 hebt die Ausgangsspannung von IC1

leicht um etwa 0,6 V an, um den Spannungsabfall über D3 zu kompensieren. D1 schützt das IC vor zu hohen Spannungen am Ausgang.

Das Rauschen von IC1 wird via C7 ausgekoppelt und abhängig von R2, R5 und der Stromverstärkung von T1 über 200-fach verstärkt. T2 sorgt für eine niedrige Ausgangsimpedanz des Verstärkers, so dass damit problemlos direkt ein analoger Eingang eines Mikrocontrollers angesteuert werden kann.

D3, C5 und C6 reduzieren mögliche Rückwirkungen der Last, bei der es sich typischerweise um einen Mikrocontroller plus Beschaltung handelt, auf das Rauschen am Verstärkereingang.

Mit den Jumpers J1 und J2 kann man zusätzliche Sieb-Elkos an den Ausgang des Reglers legen, um damit den Kompromiss zwischen stabiler Ausgangsspannung und hohem Rauschpegel zu beeinflussen. Die Jumper steckt man erst, wenn die Schaltung und der Pegel des Rauschsignals getestet ist.

Auch wenn die Schaltung mit anderen Spannungsregler-ICs wie dem altbekannten 78L05 ebenfalls funktioniert, muss man einen eventuell geringeren Rauschpegel des ICs mit einer erhöhten nachfolgenden Verstärkung kompensieren.

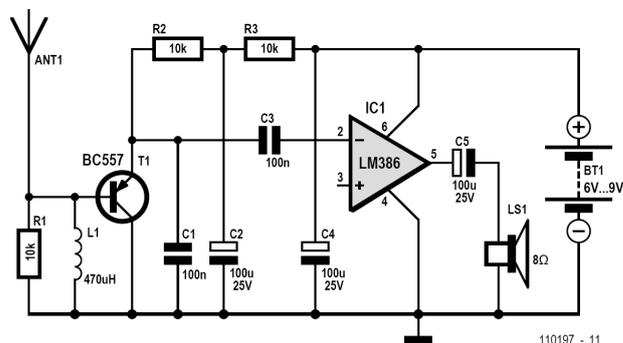
Breitband-Funk(en)empfänger 117

Burkhard Kainka (D)

In der Anfangszeit der Funktechnik hat man mit Funkensendern gearbeitet – daher auch der Name. Das ausgesandte Spektrum war relativ breitbandig und lag im Langwellenbereich. Die zugehörigen Empfänger waren ebenfalls sehr breitbandig. Es waren meist einfache Detektorempfänger ohne eigene Verstärkung.

Wenn man heute einen Lichtschalter betätigt, entsteht auch so ein Funke, den man im Radio als Knacken hören kann, und

zwar breitbandig – von Langwelle bis Kurzwelle. Das gleiche passiert bei Kabelbrüchen, Hochspannungsüberschlägen, defekten Trafos, schlecht entstörten Motoren sowie Wackelkontakten aller Art. Man kann solche Fehler deshalb mit einem passenden Empfänger aufspüren. Versuche mit normalen Radios sind nicht sehr erfolgreich, weil sie eine zu geringe Bandbreite haben und teilweise kurze Störimpulse wirkungsvoll unterdrücken.



Als beste Lösung erwies sich nach verschiedenen Versuchen ein Breitband-Audionempfänger.

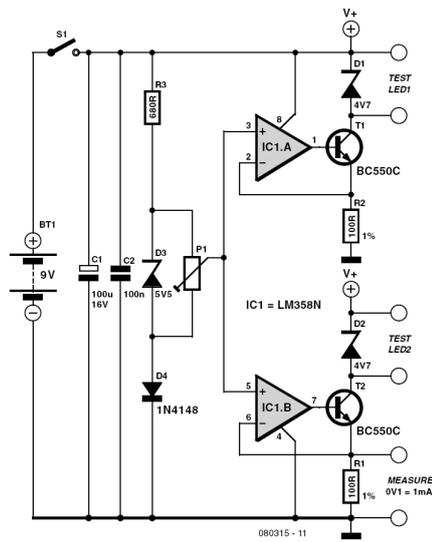
Die Anforderungen sind ganz anders als beim normalen Radioempfang: Der Funkenempfänger muss möglichst breitbandig sein und sollte sein Empfangsmaximum im Langwellenbereich haben. Eine weitere besondere Anforderung: Da die Wellenpakete eines einzelnen Funkens oft extrem kurz sind, sollte sie der Empfänger zu einem längeren Impuls integrieren, der mit seinem Spektrum im gut hörbaren Bereich liegt.

Zur Schaltung: Die Audionstufe in Kollektorschaltung entdämpft den Eingangskreis. Damit es nicht zu Eigenschwingungen kommt, ist eine Dämpfung mit einem zusätzlichen 10-k Ω -Widerstand nötig. Mit dem Oszilloskop kann man sehen, dass extrem kurze Impulse am Emmitter des BC557 verbreitert werden. Die Amplitude reicht oft aus, um den Endverstärker in die Begrenzung zu steuern. Aus einem 1 μ s langen Eingangspuls entsteht dann ein ca. 1 ms langer NF-Impuls im Lautsprecher.

Herbert Musser (A)

Dieser LED-Tester kann zwei LEDs mit einem (fast) identischen Strom testen und vergleichen. Der Strom durch die LEDs lässt sich mit P1 in einem weiten Bereich (von unter 1 mA bis 50 mA) einstellen. Durch die Z-Dioden D1 und D2 ist sichergestellt, dass die Spannung an den beiden LUT (LED Under Test) nicht höher als 4,7 V werden kann. Bei Falschpolung wird daher eine maximale Reversespannung von 4,7 V nicht überschritten, so dass eine Beschädigung durch falsche Handhabung praktisch ausgeschlossen ist.

Die beiden Opamps bilden zusammen mit den Transistoren spannungsgesteuerte Stromquellen (eigentlich sind es Stromsenken). Der Emmitterwiderstand dient



gleichzeitig als Stromfühler für den Messausgang, der eine Spannung von 100 mV pro mA LED-Strom liefert. Einfach ein Multimeter oder DPM anschließen, und schon kann man den Prüfstrom durch die LEDs genau und komfortabel einstellen.

Die Ströme durch die beiden zu testenden LEDs stimmen mit guter Genauigkeit überein, so dass sich Leuchtdioden mit Hilfe der Schaltung optimal vergleichen und selektieren lassen.

Drahtloser Babysitter

119

Wolfgang Papke (D) und Ton Giesberts (Elektor)

So genannte PMR-Funkgeräte (PMR = Private Mobile Radio) sind als Paar schon für einige zehn Euro zu haben und dürfen von Jedermann ohne Einzelgenehmigung betrieben werden. Diese kostengünstigen Funkgeräte sind mit einigen zusätzlichen externen Bauteilen auch als drahtlose Babysitter einsetzbar. Die ergänzenden Komponenten werden einfach mit den meist bereits vorhandenen Buchsen für Lautsprecher, Mikrofon und PTT-Taster (PTT = Push To Talk) verbunden.

Das erste Funkgerät erhält seinen Platz zusammen mit der externen Elektronik im zu überwachenden Kinderzimmer. Wenn der PTT-Taster des anderen Funkgeräts für etwa eine Sekunde gedrückt wird, gibt das Funkgerät im Kinderzimmer eine Tonfolge von sich. Auf die Tonfolge reagiert die externe Elektronik, indem sie das Funkgerät über die PTT-Tasterfunktion für ungefähr fünf Sekunden auf „Senden“ schaltet. Während dieser Zeit gibt das andere Funkgerät wieder, was im Kinderzimmer akustisch vor sich geht.



Bild 1 zeigt die Schaltung, die der Autor für seine Geräte „PMR Tevion 3000“ entworfen hat, die vom Discounter Aldi angeboten wurden. Bei diesem Typ ist eine kombinierte Klinkenbuchse vorhanden, über die alle benötigten Funktionen zugänglich sind.

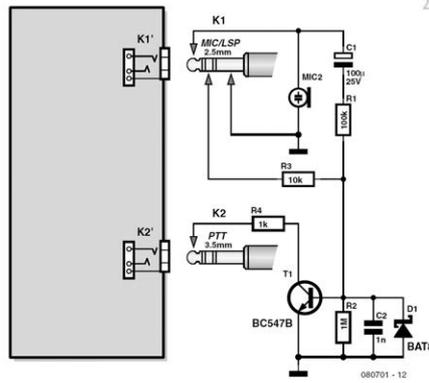
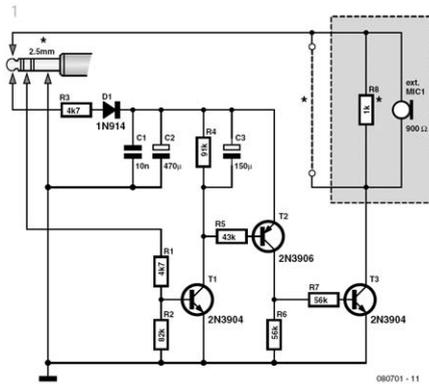
Die Betriebsspannung der Schaltung wird über R3, D1, C1 und C2 vom PTT-Kontakt bezogen. Wenn am Lautsprecherausgang das Signal der Tonfolge liegt (nach Drücken des PTT-Tasters am anderen Gerät), hat dies zur Folge, dass T1 leitet. Auch T2 und T3 leiten, so dass das externe Mikrofon mit Masse verbunden wird.

193

Normalerweise genügt der Strom, der durch das Mikrofon fließt, um die PTT-Funktion zu aktivieren und das Funkgerät auf „Senden“ zu schalten. Falls der Mikrofonstrom nicht ausreicht, muss zum Mikrofon ein Widerstand (R8) parallel geschaltet werden. Der Wert des parallelen Widerstands lässt sich am besten experimentell ermitteln. Falls das interne Mikrofon des Funkgeräts benutzt werden soll, ist der parallele Widerstand durch eine Brücke zu ersetzen. Wenn das Funkgerät auf „Senden“ geschaltet ist, liegt am Lautsprecher Ausgang kein Signal an, so dass T1 sperrt. Da C3 inzwischen aufgeladen ist, bleiben T2 und T3 noch so lange im Leitzustand, bis C3 über R4 entladen ist.

Im Elektor-Labor wurde eine etwas einfachere Version mit gleicher Funktionalität entworfen, sie ist in Bild 2 dargestellt. Das PMR-Funkgerätepaar stammt diesmal vom Elektronik-Versender Conrad (PMR Funkgeräte-Set Pocket Comm Active, Conrad 930444). Dieses Modell ist mit getrennten Klinkenbuchsen für Lautsprecher/Mikrofon und PTT-Taster ausgestattet.

Über R3 steuert das empfangene Tonfolgesignal den Transistor T1 in den leitenden Zustand, und T1 schaltet das Funkgerät über die PTT-Funktion auf „Senden“, so dass das angeschlossene Mikrofon in Betrieb ist. Hier hat nicht nur das Audio-signal steuernde Funktion, auch die Gleichspannungskomponente beim Einschalten der internen NF-Ausgangsstufe ist daran beteiligt. Der interne oder externe Lautsprecher ist mit ihr über einen 100- μ F-Elko verbunden. Der Elko lädt sich beim Empfang eines Rufs über R3 und die Basis-Emitter-Strecke von T1 auf. Bei häufig wiederholtem Einschalten



würde der Elko geladen bleiben, so dass das Ausgangssignal nicht mehr ausreicht, um T1 zu öffnen. Deshalb ist Diode D1 antiparallel zur Basis-Emitter-Strecke von T1 geschaltet. Über die Diode kann sich der Elko entladen. Zum schnellen Umschalten trägt ferner die Mikrofonspannung bei, sie erhöht den Basisstrom von T1. Das geschieht durch Laden von C1 über R1, während R2 und D2 sowie das Mikrofon nach dem Ausschalten für das Entladen sorgen. C2 verhindert, dass die Schaltung auf eventuelle Störimpulse reagiert.

Aus Bild 2 geht hervor, dass das Funkgerät mit einer Klinkenbuchse (2,5 mm) für ein externes Headset und einer weiteren

Klinkenbuchse (3,5 mm) für einen externen PTT-Taster ausgestattet ist. Die Signale an den Anschlüssen treffen nur für das genannte PMR-Funkgeräte-Modell zu. Bei anderen Modellen ist zu prüfen, wo die Signale anliegen, bevor die Schaltung angeschlossen wird.

Die Mikrofon-Empfindlichkeit kann bei PMR-Funkgeräten niedrig sein. Der inter-

ne Mikrofonverstärker ist meistens so dimensioniert, dass beim Nahbesprechen des Mikrofons keine Übersteuerung auftritt. Bei relativer Unempfindlichkeit muss der drahtlose Babysitter seinen Platz in unmittelbarer Nähe des Babys haben.

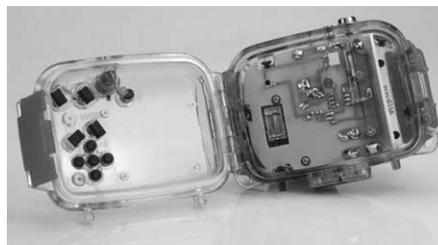
Weblink

[1] www.elektor.de/080701

Tochterblitz für Unterwasserkamera 120

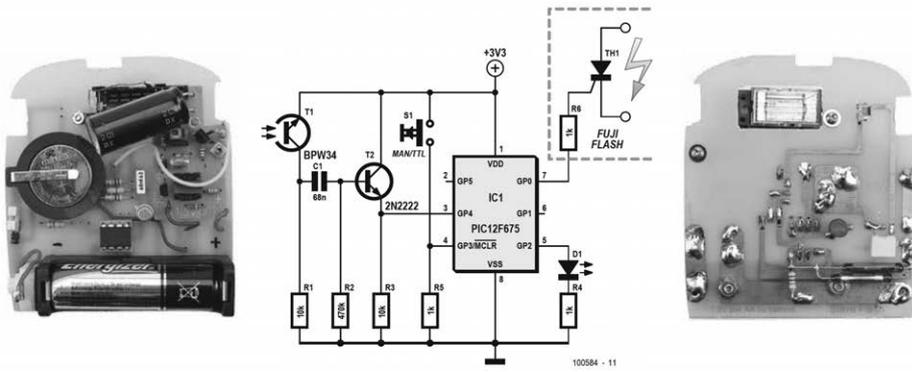
Daniel Savel (Frankreich)

Die verwendete Blitzelektronik entstammt einer Einwegkamera von Fuji. Der Autor hat sich bei der vorliegenden Schaltung von diversen Lösungen aus dem Internet inspirieren lassen. Solch ein Blitz hat in etwa eine Leitzahl [1] von 14 in Luft, was in Wasser auf etwa 6 hinausläuft. Die Blitzenergie ist nicht einstellbar. Der Wasserwert ist deshalb interessant, weil der Tochterblitz für die Unterwasserfotografie eingesetzt wurde. Aus diesem Grund hat der Autor den Blitz in das Unterwassergehäuse einer alten Nikon Coolpix 7900 eingebaut. Selbstverständlich kann man ihn aber auch über Wasser einsetzen. Der Blitz selbst wird aus einer 1,5-V-Spannungsquelle versorgt, die mit 30...40 mA belastbar sein muss, damit der Blitzkondensator aufgeladen wird. Die Ansteuerung wird von einem PIC12F675 erledigt, der von einer 3-V-Knopfzelle versorgt wird. Sein Stromverbrauch ist fast zu vernachlässigen, da beim Blitzen



nur für rund 200 ms einige mA benötigt werden. In der restlichen Standby-Zeit benötigt der Mikrocontroller lediglich 0,6 μ A. Ein Schalter ist deshalb praktisch überflüssig.

Der Fuji-Blitz wird von einem mechanischen Kontakt getriggert, der zeitgleich mit dem Verschluss aktiviert wird. Der Kontakt wird in der Schaltung durch den Thyristor MCR-100-8 ersetzt, der über einen 1-k Ω -Gate-Widerstand angesteuert wird. Beide Bauteile werden direkt in das Fuji-Modul eingebaut. Es gibt zwar viele



Varianten solcher Blitz-Module, doch elektrisch sind sie sich sehr ähnlich, so dass die Ansteuerung praktisch immer angeschlossen werden kann. Man muss sich lediglich vor den hohen Spannungen in Acht nehmen und darf nicht vergessen, die Masseleitungen von Blitz-Modul und Ansteuer-Elektronik zu verbinden. Anschlussbelegungen von Blitz-Modulen sind im Internet zu finden, es wird mit großer Wahrscheinlichkeit eines dabei sein, das dem eigenen Exemplar ähnelt.

Die Firmware [2] hat drei Modi: manuell, pseudo-TTL (Through The Lens = Messung durch das Objektiv) und „sleep“. Im manuellen Modus zündet der Blitz in dem Moment, in dem man auslöst. Pseudo-TTL behandelt den Modus, bei dem einige Vorblitze ausgelöst werden, um den Rote-Augen-Effekt zu vermeiden. Die Anzahl der Vorblitze variiert je nach Kamera und Situation. Um den richtigen Blitz zu erwischen, wird nach dem ersten

Vorblitz 100 ms gewartet, bevor der richtige Blitz detektiert wird. LED D1 leuchtet auf, wenn der Vorblitz registriert wurde, aber nach Ablauf der 100 ms noch kein Haupt-Blitz erkannt wurde.

Was dieser Tochterblitz zur Belichtung der Aufnahme beiträgt, wird nicht von der Kamera gemessen, sondern kommt einfach zusätzlich zur Lichtmenge des steuernden Haupt-Blitzes dazu, weshalb dieser Modus „pseudo“-TTL genannt wird.

Der Autor hat sich auch über „richtiges“ TTL (oder eine Blitzenergie-Regelung) Gedanken gemacht. Hierzu wäre aber ein spezieller Transistor wie der 25AAJ8 notwendig – und so ein Teil ist schwer erhältlich.

Weblinks

- [1] <http://de.wikipedia.org/wiki/Leitzahl>
- [2] www.elektor.de/100584

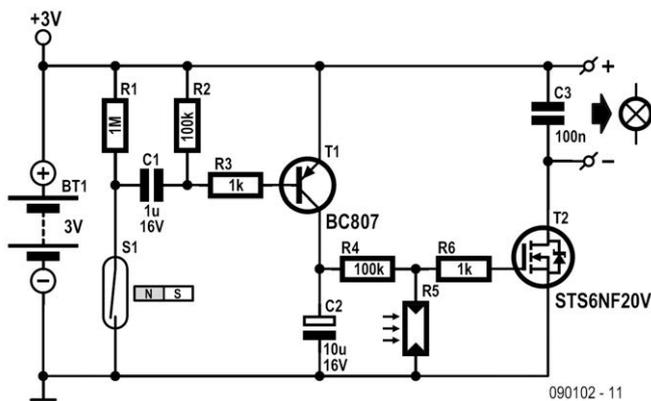
Ludwig Libertin (A)

Die Fahrrad-Beleuchtungsautomatik entlastet den Radfahrer von vielem, was beim Fahren Pflicht ist. Die Beleuchtung wird selbsttätig eingeschaltet, wenn die Dämmerung oder die Nacht das Einschalten erfordern. Macht das Tageslicht die Beleuchtung überflüssig oder wird das Fahrrad länger als eine Minute nicht bewegt, schaltet die Automatik die Beleuchtung ab. Die Beleuchtungsautomatik kommt ganz ohne Bedienelemente aus, deshalb kann das Ein- und Ausschalten der Fahrradbeleuchtung nie vergessen werden.

Das Fahren wird von Reedkontakt S1 erkannt, der am Rahmen in unmittelbarer Nähe eines Rads montiert ist. Wie bei elektronischen Fahrradtachometern befindet sich an einer Speiche ein kleiner Magnet. Der Reedkontakt schließt immer dann, wenn sich der Magnet am Reedkontakt vorbei bewegt. Solange das Rad

dreht, gelangen über C1 Impulse zur Basis von T1. Durch die Impulse wird Elko C2 aufgeladen. Mit zunehmender Dunkelheit steigt der Widerstand des LDR an. Wenn die Dunkelheitsgrenze erreicht ist, schaltet T2 die Beleuchtung ein. Bei jeder Radumdrehung wird C2 nachgeladen. Nach Stillstand des Rads bewirkt die Ladung von C2, dass T2 noch ungefähr eine Minute leitet. Danach sperrt T2 und schaltet die Beleuchtung ab. Am Schaltungsausgang kann praktisch jede Art Fahrradbeleuchtung angeschlossen werden.

Bei 3 V Betriebsspannung und offenem Reedkontakt beträgt die Stromaufnahme nur 0,14 μA . Wenn das Rad so steht, dass der Magnet den Reedkontakt schließt, steigt der Strom auf 3 μA an. Die Stromversorgung aus einer Batterie oder einem Akku ist folglich kein Problem. Die Be-



triebsspannung kann abhängig von den Eigenschaften der Fahrradbeleuchtung zwischen 3 V und 12 V liegen.

Es liegt nahe, die Schaltung in den Fahrradscheinwerfer einzubauen. Deshalb wurde die Platine mit SMD-Bauelementen bestückt und entsprechend kompakt gehalten. Die meisten SMDs haben die Bauform 0805, Elko C2 ist ein SMD-Bauelement in Chip-Ausführung. Der Platinaufdruck des LDR (R5) stimmt nicht ganz mit der Bauform des in der Stückliste angegebenen Typs überein. LDRs haben recht unterschiedliche Bauformen, auf der Platine ist lediglich ein Symbol angegeben. Auch andere LDR-Typen sind einsetzbar, zum Beispiel wenn die Einschalt-schwelle an einen anderen Helligkeitswert angepasst werden soll. Der LDR kann auch auf der Platinenunterseite montiert werden, falls dies für den vorgesehenen Einbauort günstig ist.

Für den MOSFET stehen mehrere Typen zur Wahl, zum Beispiel der FDS6064N3

von Fairchild, der SI4864DY von Vishay Siliconix, der IRF7404 von IRF oder der NTMS4N01R2G von ONSEMI. Auch als Reedschalter sind diverse Typen in unterschiedlichen Bauformen geeignet. Der Handel bietet sogar wasserdichte Ausführungen mit integrierten Anschlussleitungen an.

Die Leitungen der Stromquelle und der Beleuchtung können an Lötpins oder direkt an die Platine gelötet werden. Die Löt-pins sollten so gekürzt werden, dass es auf der Platinenunterseite keine Kurzschlüsse mit dem Metallgehäuse des Fahrradscheinwerfers gibt.

Da Fahrraddynamos in der Regel Wechselspannungen liefern, muss die Spannung gleichgerichtet werden, bevor die Fahrrad-Beleuchtungsautomatik damit betrieben werden kann!

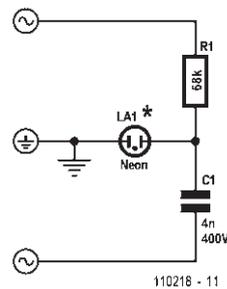
Eine Platine ist unter [1] erhältlich.

[1] www.elektor.de/090102

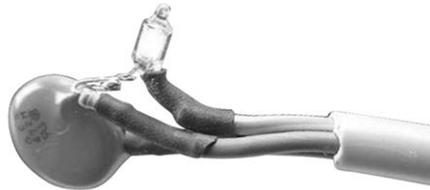
122 Schutzkontakt-Prüfer

Marc Mertz (B)

Nach einem Stromunfall infolge eines falsch angeschlossenen Schutzkontakts ließ sich der Autor diesen aus nur drei Bauelementen bestehenden Prüfer einfalten. Die Zutaten sind ein Widerstand, eine Glimmlampe, die aus einer beschädigten Steckdosenleiste stammt, sowie ein Kondensator aus einer defekten Stromspar-



lampe. Zusammen kostet das so gut wie nichts, auf keinen Fall müssen mehr als 2 € ausgegeben werden. Die Glimmlampe leuchtet nur auf, wenn der Schutzkontakt seine Funktion erfüllt. An den Steckdosen im Umfeld des Autors spielte es keine Rolle, wo Phase und Nullleiter lagen. Im Elektor-Labor verhielt sich die Schaltung anders, ein Kommentar in der letzten Elektor-Ausgabe [1] beschrieb bereits den Hintergrund. Hier war die Lage des Nullleiters und der Phase nicht beliebig. Die drei Bauelemente haben in einem Schutzkontakt-Netzstecker reichlich Platz. Um die Glimmlampe zu schützen, setzte der Autor noch eine transparente Kappe da-



rauf. Der Schutzkontakt-Prüfer darf aus Sicherheitsgründen nur von ausgebildeten Elektrofachleuten aufgebaut und verwendet werden.

Weblink

[1] www.elektor.de/110396

Intelligente Steckdosenleiste 123

Ton Giesberts (Elektor Lab)

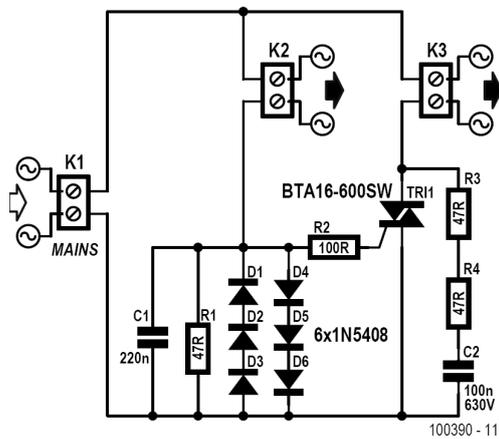
Diese Schaltung ist die Modifikation eines Projekts, das wir im Internet gefunden haben [1].

Die Netzspannung an Klemme K1 wird zum Verbraucher an K3 durchgeschaltet, wenn der an K2 liegende Verbraucher eingeschaltet ist und über diesen Zweig ein ausreichend hoher Strom fließt. An den sechs Leistungsdioden, die in Reihe mit dem Verbraucher an K2 liegen, fällt eine Spannung von etwa 2 V ab. Der Spannungsabfall zündet den Triac, so dass der Verbraucher an K3 Netzspannung erhält. Kondensator C1 wirkt Spannungsspitzen entgegen. Unkontrolliertes Einschalten bei niedrigen Strömen im schaltenden

Stromkreis wird durch eine von R1 abhängige Schaltschwelle vermieden. Mit $R1 = 47 \Omega$ liegt sie bei etwa 10 W, die Triac-Eigenschaften und die Form des Laststroms sind jedoch mitbestimmend. Bei nicht sinusförmigem Laststrom und zu kleinem R1 triggert der Triac verzögert, so dass eine Phasenanschnittschaltung wie bei einem Dimmer entsteht.

Schaltspitzen, beispielsweise bei induktiven Lasten, werden von C2, R3 und R4 gedämpft.

Die Widerstände R3 und R4 sind in Reihe geschaltet, weil ein einzelner normaler Widerstand der Netzspannung nicht immer standhält. Impulsförmige Spannungs-



spitzen können einen einzelnen Widerstand auch langfristig zerstören und den Triac in Mitleidenschaft ziehen.

Abweichend vom Original haben wir einen Triac gewählt, der höhere Ströme schalten kann und trotzdem mit einem niedrigen Triggerstrom auskommt. Der BTA16-600SW von ST schaltet Ströme bis 16 A im Dauerbetrieb, der Spitzenstrom beträgt 160 A. Bei der Typenbezeichnung ist das Anhängsel „SW“ wichtig. Diese Buchstaben kennzeichnen die „Logic Level“-Version, hier beträgt der Triggerstrom maximal 10 mA, und der Triac verhält sich im ersten und dritten Quadranten symmetrisch. Im Gegensatz dazu hat der TIC225 diese Eigenschaften nicht. Bei asymmetrischem Verhalten kann der Triac in einem Quadranten triggern, während er im anderen Quadranten sperrt. In diesem Fall wird der Laststrom gleichgerichtet, was vielen elektronischen Geräten unzutraglich ist.

Der zulässige Strom des vom Triac geschalteten Verbrauchers darf nicht überschritten werden. Ohne Triac-Kühlung

beträgt er 1 A, doch schon bei diesem Wert steigt die Triac-Temperatur gehörig an. Wir empfehlen die Montage auf einen kleinen Kühlkörper, sobald der zu schaltende Strom ungefähr 0,5 A übersteigt.

Die niedrigere Temperatur dankt der Triac durch eine längere Lebensdauer. Wenn die Schaltung kompakt aufgebaut wird, kann sie in eine handelsübliche Steckdosenleiste eingebaut werden.

Zum Schluss noch ein wichtiger Hinweis: Diese Schaltung wird unmittelbar an Netzspannung betrieben. Vor allen Eingriffen, beispielsweise vor Auswechseln des Widerstands R1, muss die Schaltung vom Stromnetz getrennt werden.

Schaltungen mit Netzspannung dürfen nur von einer ausgebildeten Elektrofachkraft unter Einhaltung der entsprechenden VDE-Bestimmungen (z.B. VDE 0100) gebaut und installiert werden.

[1] www.electronicweekly.com/blogs/gadget-freak/2008/09/flavio-plugs-into-smart-extens.html

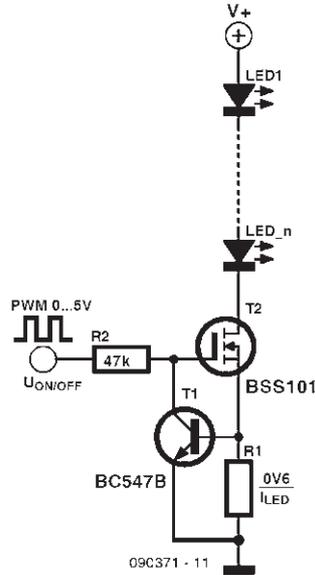
Einfache LED-Konstantstromquelle 124

Rainer Schuster (D)

Momentan werden ständig neue Bausteine mit immer raffinierteren Features zur Ansteuerung von LEDs mit Konstantstrom angeboten. Für alle, die es gern einfach und billig haben wollen, ist die hier gezeigte Schaltung gedacht.

Der Strom durch die LEDs verursacht einen Spannungsabfall an R1, der ab 0,6 V Basis-Emitterspannung an T1 die Gate-Source-Spannung an T2 so weit zurücknimmt, dass ein konstanter Strom von $I = 0,6 \text{ V} / R1$ durch die LEDs fließt. Über den Steuereingang können die LEDs mit einer Spannung im Bereich von 5 V bis etwa 12 V eingeschaltet oder mit einer Spannung von 0 V ausgeschaltet werden. Wird dieser Eingang mit einer pulsbreitenmodulierten Rechteckspannung beaufschlagt, lässt sich auch die Helligkeit der LEDs steuern.

Die Versorgungsspannung der in Reihe geschalteten LEDs kann praktisch beliebig hoch sein, solange die maximal zuläs-



sige Drain-Source-Spannung von T2 nicht überschritten wird. Bei der Auswahl von T2 und der Dimensionierung einer eventuellen Kühlung ist die anfallende Verlustleistung zu berücksichtigen: Differenz aus Versorgungsspannung und Spannung an den LEDs $\cdot I_{LED}$.

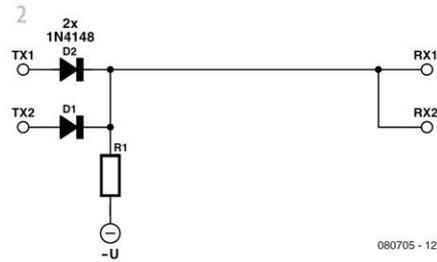
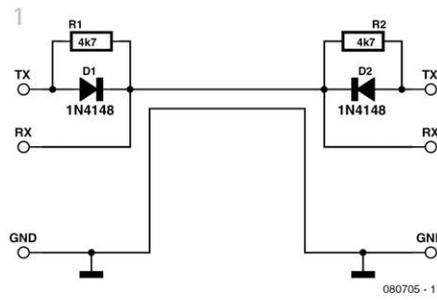
Eindraht-RS232-Halbduplex 125

Andreas Grün (D)

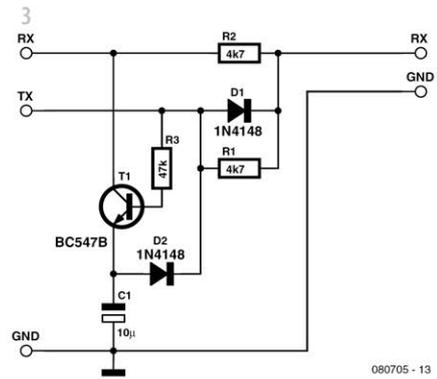
Über RS232-Verbindungen werden Daten normalerweise auf zwei Leitungen (und

Masse) übertragen. Die Sendeleitung wird mit TXD oder TX bezeichnet, die Emp-

fangsleitung heißt RXD oder RX. Diese Konfiguration erlaubt den Betrieb in Voll-duplex. Viele Anwendungen kommen jedoch mit Halbduplex-Verbindungen aus, weil im Übertragungsprotokoll die Trans-mit-Acknowledge-Prozedur festgelegt ist. In solchen Fällen kann mit der Schaltung in Bild 1 eine Leitung eingespart werden. Dabei wird vorausgesetzt, dass gemäß RS232-Standard logisch 0 durch eine positive Spannung und logisch 1 durch eine negative Spannung dargestellt wird. Nach Umpolen der Dioden eignet sich die Schaltung auch für serielle Verbindungen, die mit TTL-Signalen arbeiten (0 V für logisch 0, +5 V für logisch 1). Eine externe Stromversorgung oder eine von anderen RS232-Leitungen bezogene Hilfsspannung (RTS/CTS oder DTR/DSR) werden nicht benötigt.



Die Dioden und Widerstände bilden ein logisches AND-Gatter, das zur Schaltung in Bild 2 äquivalent ist. Wie das Bild zeigt, sind die Empfängereingänge RX1 und RX2 unmittelbar miteinander verbunden. Im Ruhezustand liegen die Senderausgänge TX1 und TX2 auf logisch 1, so dass das Signal auf der Leitung dem Signal des aktiven Senders folgt. Die Ruhespannung -5 V wird vom inaktiven Sender auf die Leitung gelegt. Da die Empfängereingänge zusammengeschaltet sind, entsteht auf der sendenden Seite ein lokales Echo. Wenn das Echo unerwünscht ist, hilft die Schaltung in Bild 3 weiter (dort ist nur eine Seite dargestellt). Auch diese Schaltung kommt ohne externe Stromversorgung oder Hilfsspannung aus. Der Sender zieht den zugehörigen Empfängereingang über Transistor T1 nach logisch 1 (negative Spannung), wenn er eine logische 0 sendet (positive Spannung). Im Ruhezustand des



eigenen Senders (logisch 1) ist der Empfängereingang für die Signale der Gegenseite empfangsbereit. In diesem Fall wird eine interne negative Hilfsspannung mit D2 und C1 erzeugt. Wegen des Startbits, das jedem zu übertragenden Byte vorangeht, ist die Leitung für die Dauer mindestens eines Bits bei jedem übertragenen Zeichen auf logisch 1. Die Aus-

gangs impedanz von RS232-Sendern ist meist so niedrig, dass die Spannung an C1 auf dem notwendigen Wert bleibt.

Gelegentlich haben RS232-Konverter relativ niedrige Eingangsimpedanzen. Mit

den angegebenen Widerstandswerten dürfte die Schaltung wunschgemäß arbeiten, anderenfalls müssen Anpassungen vorgenommen werden.

Emitterfolger-Audion

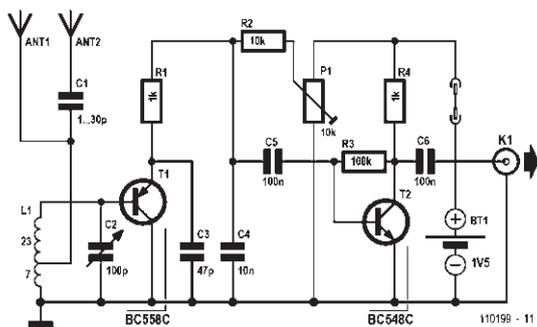
126

Burkhard Kainka (D)

Ein Kurzwellen-Audion mit nur zwei Transistoren und einer einzigen Batterie von 1,5 V – das ist ein idealer Einstieg in die Kurzwellen-Empfangstechnik. Die Schaltung lässt sich zum Beispiel an einen aktiven PC-Lautsprecher anschließen und liefert eine überzeugende Empfangsleistung. Eine Besonderheit stellt die eigentliche Audion-Schaltung mit dem PNP-Transistor BC558C dar, der in Kollektorschaltung (Emitterfolger) arbeitet. Dass das funktioniert, liegt an der internen Basis-Emitter-Kapazität des Transistors von wenigen Picofarad. Damit ergibt sich ein kapazitiver Spannungsteiler, so dass der

Transistor als Dreipunkt-Oszillator arbeitet. Es wird nur ein sehr geringer Emitterstrom benötigt, um den Schwingungseinsatz zu erreichen. Mit dem (Trimm-)Poti stellt man das Audion für AM-Empfang so ein, dass es gerade eben noch nicht schwingt (kurz vor dem Schwingungseinsatz), für CW (Telegrafie mit Trägertastung) und SSB-Empfang knapp darüber.

Die Auskopplung und Verstärkung des NF-Signals erfolgt über den zweiten Transistor. Das Signal an der Ausgangsbuchse K1 hat Line-Pegel und eine Ausgangsimpedanz von etwa 1 k Ω .



Die beiden Antennenanschlüsse ANT1 und ANT2 können alternativ verwendet werden. Wichtig ist eine gute Erdung der Schaltung. Dann reicht bereits ein kurzer Antennendraht von weniger als einem Meter Länge an Ant1, um zahlreiche Rundfunkstationen zu hören. Für Fernempfang ist eine Außenantenne besser, zum Beispiel ein frei gespannter Draht von zehn Metern Länge. Dann muss aller-

dings der Anschluss Ant2 verwendet werden. Dieser Eingang weist eine geringere Kopplung auf, um zu verhindern, dass der Schwingkreis zu stark gedämpft wird und die Rückkopplung aussetzt. Allgemein gilt: Je länger die Antenne, desto kleiner sollte der Koppelkondensator C1 gewählt werden.

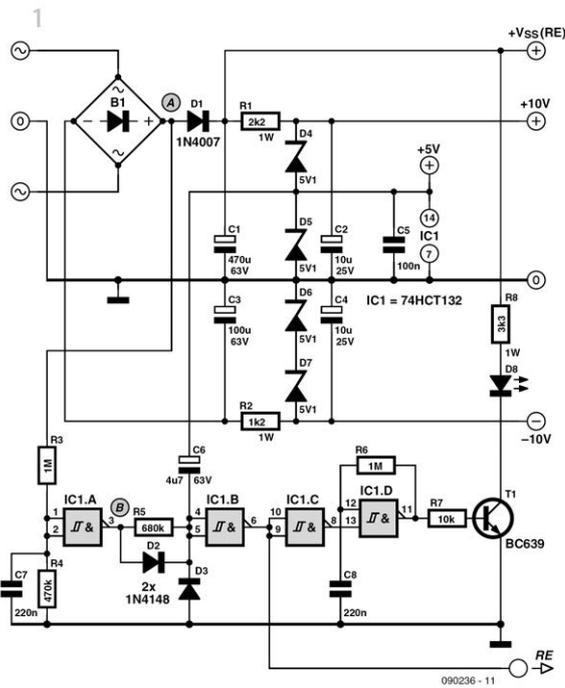
127 Lautsprecherschutz für Audio-Verstärker

Joseph Kreutz (D)

Ein wirksamer zwischen Lautsprecher und Verstärker geschalteter Schutz hat folgende Aufgaben: Er soll die Lautsprecher erst einige Sekunden nach Einschalten des Verstärkers ankoppeln und beim Ausschalten sofort trennen. Außerdem sollte er die Lautsprecher beim Auftreten einer nennenswerten Gleichspannungskomponente abtrennen, um Beschädigungen zu vermeiden. Da die hier vorgestellte Schaltung (fast) zwischen beliebige Lautsprecher und Verstärker geschaltet werden kann, hätte sie den Ehrentitel „universell“ redlich verdient. Die Schaltungen in den Bildern 1 und 2 gehören zu einem Prototypen, der für einen Verstärker mit 50 W an 8Ω und ± 35 V Betriebsspannung gedacht ist. Die Schaltung kann natürlich leicht für andere Betriebsspannungen und somit andere Verstärker angepasst werden. Die zugehörigen Werte für R1, R2, R8, R15 und R19 sind zusammen mit den Spannungen für C1 und C3 und der Wahl der

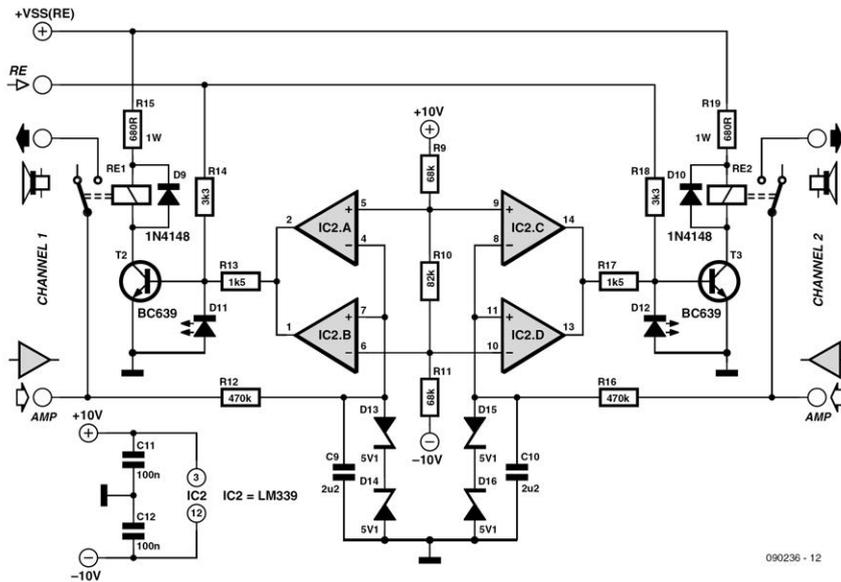
Halbleitertypen für D9, D10, T1, T2, und T3 in Tabelle 1 enthalten.

Das Funktionsprinzip ist vergleichsweise simpel: Wenn der Verstärker eingeschaltet wird, lädt sich C7 über R3 durch die Spannung an der Verbindung des Brückengleichrichters B1 mit Diode D1 recht schnell auf. C7 überbrückt gerade eine Halbwelle und verhindert ein unstabiles Schaltsignal. Wenn die obere Schaltschwelle von IC1.A überschritten wird, geht dessen Ausgang auf „Low“. Ab dann wird C6 langsam über R5 geladen. Sobald nun diese Spannung die Schaltschwelle von IC1.B überschreitet, wird dessen Ausgang „High“ und über die Leitung „RE“ werden die beiden Relais RE1 und RE2 durch die Transistoren T2 und T3 eingeschaltet. Die Verzögerung für diesen Vorgang beträgt etwa fünf Sekunden. Damit man sicher sein kann, dass der Ausgang von IC1.B beim Einschalten „Low“ ist, muss C6 voll



entladen sein. Daher ist dieser Kondensator direkt mit der +5-V-Schiene verbunden. Da die Funktion der Schaltung von richtigen Schaltschwellen abhängt, sind „normale“ Gatter nicht ausreichend. Ein SN74HCT132, der vier Schmitt-Trigger-NANDs enthält, ist die richtige Wahl für IC1. IC1.C invertiert das „RE“-Signal und aktiviert damit den Multivibrator mit IC1.D, wodurch LED D8 mit einer Frequenz von 4...5 Hz während der Anschaltverzögerung blinkt. Sobald die Relais anziehen, stoppt das Blinken und die LED leuchtet permanent. Die LED wird direkt von der höheren Spannung des Verstärkers versorgt, und ihr Vorwiderstand von 3,3 kΩ begrenzt den Strom auf passende 10 mA. Da der Wert von R8 von dieser Spannung und somit indirekt von der Ausgangsleistung des Verstärkers abhängt,

sind entsprechende Werte in Tabelle 1 enthalten. Wenn der Verstärker ausgeschaltet wird, geht der Ausgang von IC1.A sehr schnell auf „High“ und C6 entlädt sich sehr schnell über D2, wodurch der Ausgang von IC1.B genau so schnell auf „Low“ umschaltet und somit die Relais abfallen. Dieser Vorgang ist deutlich schneller als das Entladen der Elkos im Verstärkernetzteil. Damit sind die Lautsprecher sehr schnell abgetrennt und die Schaltung steht sofort darauf für ein erneutes Einschalten zur Verfügung. Eine gefährliche Gleichspannungskomponente wird von IC2 detektiert. Bei diesem IC handelt es sich um einen vierfachen Komparator vom bekannten Typ LM339. C9/R12 und C10/R16 dienen als Tiefpässe und schwächen das Audiosignal



090236 - 12

stark ab. Übrig bleibt fast nur noch die ausgemittelte Gleichspannung. Sobald diese Komponente an einem Verstärker ausgang einen Wert von $\pm 3,75$ V überschreitet, wird einer der Komparatoren aktiv und sein Open-Collector-Ausgang schaltet das jeweilige Relais ab. Die Lautsprecher bleiben dann solange abgetrennt, wie die-ser Fehler andauert. Außerdem wird der Fehlerfall durch die LEDs D11 oder D12 angezeigt. Die antiseriellen Z-Dioden D13/D14 und D15/D16 schützen die Komparator-Eingänge vor zu hohen Spannungen. Wichtig ist, dass die Widerstände R12 und R16 wirklich direkt mit den Verstärkerausgängen verbunden sind und nicht hinter den Relais-Kontakten angeschlossen werden, die zu den Lautsprechern führen. Ein Vertauschen ist nicht nur für die Lautsprecher ungesund, sondern auch die Relais klappern dann gut hörbar.

Der genaue Typ der Relais ist nicht so entscheidend. Ihre Spulen sollten für 24 V ausgelegt sein und dabei sollte ein Strom von 15–25 mA für das sichere Ansprechen ausreichen. Der Prototyp ist mit den Typen RT 314024 der Firma Schrack [1] ausgestattet. Ihre Kontakte schalten 16 A, was auch für sehr kräftige Endstufen ausreicht. Die ± 35 V der Verstärker des Prototyps sind natürlich zuviel für die Relais. Mit R15 und R19 sind deshalb passende Vorwiderstände vorgesehen. Bei einem Spulenwiderstand von $1,45$ k Ω sollten die Vorwiderstände einen Wert von 680 Ω aufweisen und mit 1 W belastbar sein. Da R15 und R19 vom Relais-Typ und der Betriebsspannung des Verstärkers abhängen, sind passende Werte in Tabelle 1 aufgeführt. So ganz genau kommt es aber darauf nicht an, denn Relais sind nicht ganz so empfindlich wie Halbleiter. Und falls es für den Spulenwiderstand keine Daten-

Tabelle 1. Stereo-Verstärker

Betriebsspannung [V]	27	35	47	56	64	70	76
Leistung an 4 Ω [W]	50	100	200	300	400	500	600
Leistung an 8 Ω [W]	25	50	100	150	200	250	300
Spannung für C1 (470 µF) & C3 (100 µF) [V]	40	63	63	80	80	100	100
Wert für R1	1k8; 0,25 W	2k2; 1 W	3k3; 1 W	4k7; 1 W	4k7; 1 W	5k6; 1 W	5k6; 1 W
Wert für R2	820 Ω; 1 W	1k2; 1 W	1k8; 1 W	2k2; 2 W	2k7; 2 W	2k7; 2 W	3k3; 2 W
Wert für R3	2k7; 0,25 W	3k3; 1 W	4k7; 1 W	5k6; 1 W	6k8; 1 W	8k2; 1 W	8k2; 1 W
Wert für R15 & R19 *	0 Ω	680 Ω; 1 W	1k2; 1 W	1k8; 1 W	2k2; 1 W	2k7; 2 W	2k7; 2 W
D9 & D10	1N4148	1N4148	1N4148	1N4148	1N4148	BAV21	BAV21
T1...T3	BC639	BC639	BC639	BC639	BC639	2N5551	2N5551

* für 24-V-Relais mit einem Anzugsstrom von etwa 15 mA.

blatt-Angaben gibt, kann man diesen auch einfach nachmessen.

Für die korrekte Funktion ist es wichtig, dass man die Versorgungsspannung wirklich direkt am Trafo des Verstärkernetzteils abgreift, also vor der Gleichrichtung und Siebung – genau so wie in Bild 3 gezeigt. Die Sekundär-Wechselspannung des Trafos wird dann von B1 gleichgerichtet und über D1 zum Siebelko C1 geführt. Die Spannung für die Relais und die LED D8 wird direkt von diesem Elko abgegriffen. Diode D1 trennt die pulsierende Gleichspannung des Gleichrichters von der stabilen Gleichspannung am Siebelko. Sinn dieser Maßnahme ist, dass IC1.A durch die Verbindung mit der Anode von D1 (über R3) das Ausschalten der Verstärker sehr schnell erkennt. Die Schienen für +10 V und +5 V werden über die Z-Dioden D4 und D5 stabilisiert. Die Z-Dioden D6 und D7 erzeugen stabile -10 V zur symmetrischen Versorgung von IC2. Die Serienschaltung reduziert die an einer Z-Diode in Wärme umgesetzte Leistung.

Die Schaltung lässt sich übrigens sehr einfach auf 5+1- oder gar 7+1-Kanal-Audio-Systeme erweitern, da solche Signale von immer mehr PCs zur Verfügung gestellt werden. Und gerade da ist etwas Vor-

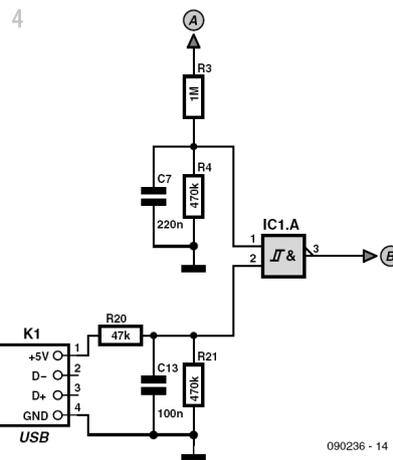
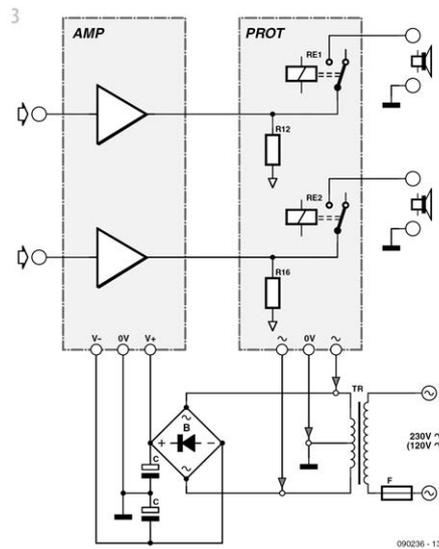


Tabelle 2. 5+1- oder 7+1-Kanal-System

Betriebsspannung [V]	27	35	47	56	64	70	76
Leistung an 4 Ω [W]	50	100	200	300	400	500	600
Leistung an 8 Ω [W]	25	50	100	150	200	250	300
Spannung für C1 (2200 µF) & C3 (470 µF) [V]	40	63	63	80	80	100	100
Wert für R1	820 Ω; 1 W	1k2; 1 W	1k8; 1 W	2k2; 2 W	2k7; 2 W	2k7; 2 W	3k3; 2 W
Wert für R2	270 Ω; 2 W	390 Ω; 2 W	560 Ω; 5 W	680 Ω; 5 W	820 Ω; 5 W	820 Ω; 10 W	1k; 10 W
Wert für R3	2k7; 1 W	3k3; 1 W	4k7; 1 W	5k6; 1 W	6k8; 1 W	8k2; 2 W	8k2; 2 W
Werte für R15 & R19 *	0 Ω	680 Ω; 1 W	1k2; 1 W	1k8; 1 W	2k2; 1 W	2k7; 2 W	2k7; 2 W
D4-D7	BZV85C5V1 (5,1-V-Z-Diode mit einer Belastbarkeit von mindestens 1 W)						
D9 & D10	1N4148	1N4148	1N4148	1N4148	1N4148	BAV21	BAV21
T1, T2, T3	BC639	BC639	BC639	BC639	BC639	2N5551	2N5551

* für 24-V-Relais mit einem Anzugsstrom von etwa 15 mA.

sicht angebracht, da es bei PCs häufiger vorkommt, dass falsche oder fehlerhafte Signale an den Audio-Ausgängen anliegen, Das gilt speziell für das Booten und die Abschaltphase und natürlich auch für Systemabstürze.

Wie in Bild 4 gezeigt, kann man die +5-V-Leitung vom USB eines PCs sehr leicht zusätzlich in die Überwachung integrieren, indem diese über drei extra Bauteile an den zweiten Eingang von IC1.A gelegt wird. In diesem Fall müssen also Computer und Verstärker eingeschaltet sein, bevor die Verzögerungszeit beginnt. C13 unterdrückt dann Störimpulse. Wenn Computer oder Verstärker ausgeschaltet werden, sind die Lautsprecher schnell abgetrennt.

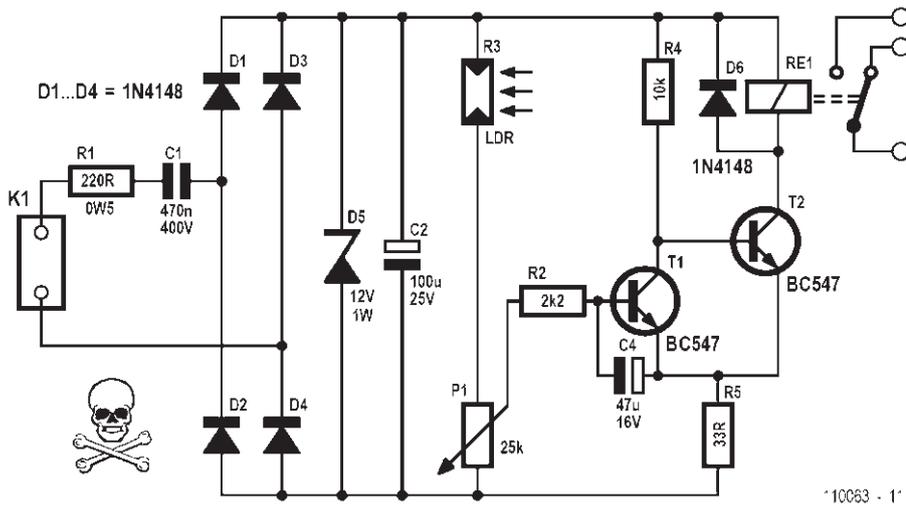
Man braucht für ein Mehrkanal-System zwar nur eine Schaltung nach Bild 1, doch muss diese nach Tabelle 2 modifiziert werden, die all die zu verändernden Werte auch für die Schaltung nach Bild 2 enthält. Die Änderungen betreffen R1 und R2, deren Werte erniedrigt und deren Belastbarkeit erhöht wird. Außerdem wird C1 auf 2.200 µF und C3 auf 470 µF vergrößert und die Z-Dioden müssen nun mit 1 W belastbar sein. Die Schaltung aus Bild 4 wird unmodifiziert nur einmal gebraucht. Aber für je zwei Kanäle benötigt man eine weitere Schaltung nach Bild 2. Für 5+1 ist diese also dreifach und für 7+1 dem-nach vierfach erforderlich

Weblink
[1] www.schrack.com

Theo de Wijs (Thailand)

Dämmerungsschalter für die Außenbeleuchtung können zwar in jedem Baumarkt erstanden werden, doch der Selbst-

bau mit Teilen aus dem eigenen Bauteilvorrat macht einfach mehr Spaß.



10063 - 1

Für diesen Dämmerungsschalter ist kein Netztrafo nötig, die Schaltung liegt über den kapazitiven Widerstand des Kondensators C1 und den Strombegrenzungswiderstand R1 unmittelbar am 230-V-Netz. Die Wechselspannung wird von D1...D4 gleichgerichtet, D5 begrenzt die Spannung und C2 setzt die Welligkeit herab. Der LDR (R3) ist der Sensor für die Lichtverhältnisse, sein lichtabhängiger Widerstand nimmt im Dunkeln sehr hohe Werte an. Die Spannung an der Basis von T1 ist dann so niedrig, dass T1 sperrt. In diesem Fall wird T2 über R4 in den Leitzustand versetzt, das Relais RE1 zieht an und schaltet die Beleuchtung ein. Fällt genügend Licht auf den LDR, dann sinkt sein Widerstand, so dass die Spannung an der Basis von T1 steigt. Das hat zur Folge, dass T2 sperrt und Relais RE1 die Außen-

beleuchtung abschaltet. Die Schaltschwelle lässt sich mit dem Potentiometer P1 einstellen. Elko C4 bewirkt eine Hysterese, die verhindert, dass das Relais im Bereich der Schaltschwelle flattert.

Die Schaltung darf nur von ausgebildeten Elektrofachleuten montiert und installiert werden. Sie ist in einem schutzisolierenden Gehäuse unterzubringen, und das Potentiometer darf von außen nicht zugänglich sein.

Die Werte der Bauteile sind unkritisch. Für das Relais gilt, dass der Strom durch die Wicklung, bei dem der Kontakt schließt, möglichst niedrig sein muss (höchstens einige zehn Milliampere). Beim Autor arbeitet der Dämmerungsschalter mit einem Relais-Typ JJM1-12 von Panasonic zur vollen Zufriedenheit.

Vladimir Mitrovic (Kroatien)

Das hier vorgestellte Thermometer ist nicht nur deshalb „mikro“, weil es auf einem ATtiny13-Mikrocontroller basiert. Dank SMD-Technik fällt es wirklich sehr klein aus!

Als Temperatursensor fungiert ein DS18S20 von Maxim. Die Firmware im ATtiny13A triggert eine Temperaturmessung des Sensors, wartet dann, bis diese erfolgt ist, liest das Ergebnis ein und zeigt es schließlich an. Die gemessene Temperatur kann anhand der Blinkimpulse einer Zweifarben-LED abgelesen werden. Beispiel: Zwei rote und drei grüne Lichtblitze bedeuten eine gemessene Temperatur von 23 °C. Die Lichtblitze dauern 135 ms und die nachfolgenden Pausen 400 ms.

Auf die ähnliche Weise werden auch andere Ereignisse angezeigt:

1. Wenn die Temperatur negativ ist (Celsius-Modus), dann signalisiert eine R-G-R-G-Sequenz ohne Pause das Minuszeichen. Diese Folge ist leicht zu erkennen.
2. 0 °C wird durch eine 1 s dauernde Sequenz kurzer Lichtpulse angezeigt, bei der beide LED-Farben gleichzeitig leuchten.
3. Ein Kommunikationsfehler wird durch ein 1 s dauerndes Leuchten der roten LED kenntlich gemacht.

Wie in der Schaltung zu sehen, kann man Zweifarben-LEDs mit drei Anschlüssen

(gemeinsame Kathode) oder zwei antiparallelen Anschlüssen einsetzen. Die Software macht da keinen Unterschied. Die LEDs benötigen den Löwenanteil des Stroms. Bei 100 Ω für R2 kann man mit einem LED-Spitzenstrom von rund 8 mA rechnen.

In der Anzeigephase sind die LEDs zu 25 % der Zeit von Strom durchflossen. Da der Abstand zwischen zwei Messungen etwa 1 s beträgt, wird der mittlere Strombedarf auf rund 1,5 mA gesenkt. Mit so genannten „low current“ LEDs kann man den Strombedarf noch deutlich drücken, doch selbst mit normalen Exemplaren lässt sich die Schaltung mit einer 3-V-Knopfzelle ziemlich lange betreiben.

Theoretisch können mit dem Sensor Temperaturen von –55 °C bis +125 °C gemessen werden. Im Alltag aber bewegt man sich eher im Bereich zwischen –15 °C und +50 °C.

Der Sensor DS1820 kann tatsächlich mit der maximal zulässigen Kabellänge für 1-Wire-Verbindungen von 3 m an den Controller angeschlossen werden, wie Tests gezeigt haben. Wenn man den Sensor gut isoliert, lassen sich damit auch die Temperaturen von Flüssigkeiten erfassen. Die normale Anwendung aber dürfte ein Raumthermometer mit geringer Stromaufnahme sein, denn die Schaltung ist klein, praktisch und gut.

Bei gestecktem JP1 erfolgt die Anzeige im Modulo-5-Modus: Jeder rote Lichtblitz

```

Do
  Config Clockdiv = 8           Set clock=1.2MHz
  lwwreset                     Start 1-Wire communication
  lwwrite &HCC                 Skip ROM
  lwwrite &H44                 Convert T
  Config Clockdiv = 64         Set clock=150kHz
  Counter0 = 109              Wait 1s
  Gosub Wait
  Config Clockdiv = 8         Set clock=1.2MHz
  Gosub Read_t                Read T
  Config Clockdiv = 64         Set clock=150kHz
  Gosub Disp_t                Display T
  Portb.1 = 1                 Prepare to read JP2 (Powerdown)
  Counter0 = 255              Wait 7ms
  Gosub Wait
  If Pinb.1 = 0 Then Exit Do   JP2 closed? Exit&Powerdown!
  Portb.1 = 0
Loop

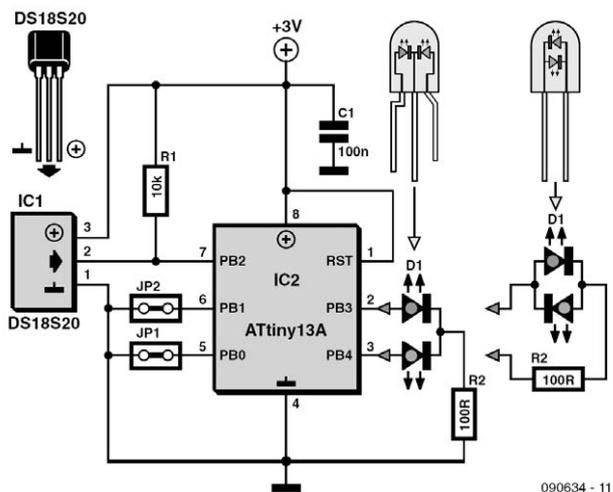
Portb.0 = 0
Portb.1 = 0
Powerdown

End

```

steht für eine „5“ und die grüne LED steht für eine „1“. In diesem Fall bedeuten vier rote und drei grüne Blitze eine Temperatur von 23 °C.

Ist JP2 gesteckt, geht der Mikrocontroller nach einer ersten Messung und Anzeige in den Power-Down-Mode. Dort verbraucht er sehr wenig Strom. Für eine neue Mes-



sung schaltet man das Thermometer zunächst für 1...2 s aus und dann wieder ein.

Die Datei mit der zugehörigen Software nennt sich „EE_micro_T.bas“. Sie wurde in BascomAVR geschrieben. Ein kleiner Auszug ist abgedruckt. Der Source-Code steht wie immer kostenlos auf der Elektor-Webseite zu diesem Beitrag [1] zur

Verfügung. Auch ein fertig programmierter Mikrocontroller kann dort bestellt werden.

Im Source-Code ist übrigens ausführlich beschrieben, was man ändern muss, wenn man eine Anzeige in Grad Fahrenheit haben möchte.

[1] www.elektor.de/090634

130 Universeller IR-Fernbedienungstester

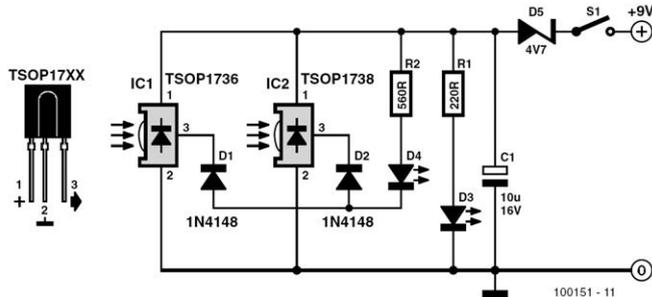
Leo Szumylowycz (D)

Dieser Tester besteht aus zwei integrierten Fernbedienungsempfängern, deren Ausgänge über eine LED anzeigen, dass ein IR-Signal im Empfindlichkeitsbereich der ICs empfangen wird. Um alle gängigen IR-Fernbedienungen testen zu können, hat der eine IR-Empfänger sein Empfindlichkeitsmaximum bei 36 kHz (TSOP1736) und der andere bei 38 kHz (TSOP1738).

Die Ausgänge der beiden ICs sind über D1 und D2 mit R2 und der Anzeige-LED

(D4) verbunden. Sobald einer der beiden IC-Ausgänge von High auf Low wechselt, leuchtet die LED. Die Dioden entkoppeln die Ausgänge voneinander.

Die andere LED (D3) ist lediglich eine Betriebsspannungskontrolle. Die LEDs sind weiß leuchtend mit minimal 20.000 mcd bei 20 mA, so dass die Anzeige auch bei 5 mA (maximaler Ausgangsstrom der IR-Empfänger-ICs) ausreichend hell ist. Der Autor hat für sein Mustergerät 5-mm-



LEDs mit ca. 55.000 mcd bei 20 mA verwendet.

Die Z-Diode reduziert die Betriebsspannung für die IR-Empfänger-ICs auf ca. 4,3

V. Die ICs arbeiten ab etwa 3,2 V zuverlässig. Die Stromversorgung erfolgt durch eine 9-V-Blockbatterie, die erst bei Entladung bis auf 7 V ersetzt werden muss.

Gardinenautomatik

131

Ton Smits (NL)

Zweck dieser Schaltung ist das Öffnen und Schließen einer (Lamellen-)Gardine, gesteuert von einer Schaltuhr. Während der Abwesenheit der Bewohner in der Urlaubszeit entsteht nach außen der Eindruck, dass das Haus oder die Wohnung bewohnt sind. Der Gardinenmechanismus wird von einem verzögert geschalteten Elektromotor bedient. Den Antrieb übernimmt ein Gleichstrommotor mit Getriebe und Riemenscheibe aus dem Sortiment des Elektronik-Versenders Conrad. Beim Autor versieht diese Konstruktion, montiert an mehreren Lamellengardinen-Rahmen, seit Jahren problemlos ihren Dienst. Ursprünglich bestand die Steuerung aus einer einfachen Relaischaltung mit Drucktastern für die Funktionen „Öffnen“ und „Schließen“ sowie einem Reedkontakt als Endschalter. Später wurde der elektrische Teil so modifiziert, dass er von einer Schaltuhr gesteuert werden kann. Die Schaltuhr (siehe Schaltbild) schaltet ein 230-V-Wechselspannungsrelais mit Umschaltkontakt. Die beiden Timer sorgen dafür, dass der Motor auch bei mechanischer Störung nach einigen Sekunden

zum Stillstand kommt. Im Ruhezustand sind die Relais RE1...RE3 stromlos, so dass der Motor stoppt.

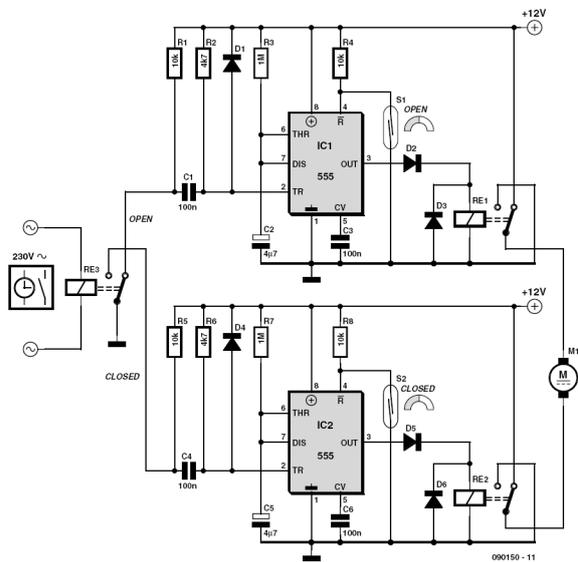
Gardine öffnen:

Wenn die Schaltuhr das 230-V-Relais RE3 einschaltet, wird der Verbindungspunkt C1/R1 an Masse gelegt, so dass IC1 über seinen Anschluss 2 einen Triggerimpuls erhält. Der Ausgang von IC1 (Anschluss 3) wechselt auf hohe Spannung, Relais RE1 wird eingeschaltet und der Motor wird in Gang gesetzt. Wenn der Magnet beim Reedkontakt S1 ankommt („OPEN“), wird IC1 rückgesetzt. Falls dies wegen einer mechanischen Störung nicht geschieht, schaltet IC1 nach der Monoflop-Zeit ($1,1 \cdot R \cdot C \approx 5 \text{ s}$) das Relais RE1 selbstständig ab.

Gardinen schließen:

Die Schaltuhr schaltet das 230-V-Relais RE3 ab, so dass IC2 über C4 einen Triggerimpuls erhält. Der Motor dreht nun in die entgegengesetzte Richtung, der übrige Ablauf entspricht dem Vorgang „Gardinen öffnen“.

213



Die Dioden D2 und D5 verhindern, dass an den Ausgängen von IC1 und IC2 beim Abschalten der Relais negative Spannungen auftreten, sie könnten die ICs beschädigen.

Sämtliche Teile des Antriebs wurden bei Conrad [2] erworben: Der Getriebemotor Typ RB35 (221936) und die auf die Motorachse montierte Riemenscheibe (238341) passen perfekt zusammen. In die Riemenscheibe wurde ein Gummiring eingelegt,

so dass die Antriebskette der Lamellengardine fast ohne Schlupf mitgenommen wird. Der Magnet, der die Reedkontakte betätigt, ist eine runde, in der Mitte hohle Ausführung (503659), die Kette der Lamellengardine wird durch das Loch hindurchgeführt.

Weblinks

- [1] www.elektor.de/090150
- [2] www.conrad.de

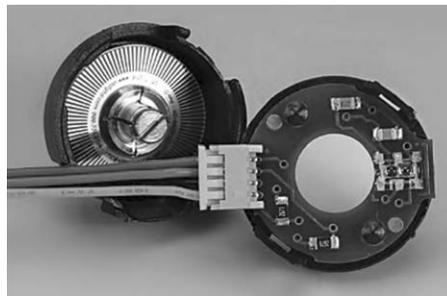
132 Drehrichtung erkennen mit PIC

Lionel Grassin (F)

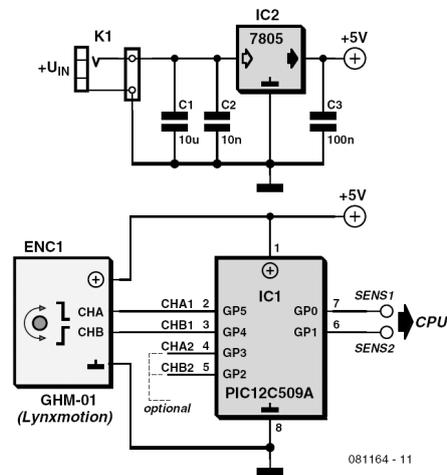
Die Drehzahl, die Drehbeschleunigung und die Drehrichtung einer Motorachse

sind in vielen Einsatzbereichen elektrischer Motoren (zum Beispiel in der Robo-

tik oder bei Druckern) wichtige Größen. Die Drehrichtung lässt sich mit einem so genannten Quadratur-Encoder erkennen, der auf die Motorachse montiert wird. Ein Quadratur-Encoder (siehe Foto) ist ein Impulsgeber, der zwei um 90° phasenverschobene Rechtecksignale erzeugt. Von der Drehrichtung der Motorachse hängt ab, welches Rechtecksignal dem anderen voreilt.



Durch Auswerten der relativen Phasenlage lässt sich die Drehrichtung bestimmen. Ein Auswerte-Algorithmus muss nicht sehr komplex sein, die Ausführungs geschwindigkeit muss aber ausreichen, um die Erkennung auch bei hohen Drehzahlen zu ermöglichen. Die Aufgabe lässt sich mit schneller programmierbarer Logik (z.B. FPGAs) lösen, hier wird sie von einem kleinen und preiswerten Mikrocontroller übernommen, dem PIC12C509A von Microchip, der bei nur acht Anschlüssen sechs I/O-Leitungen zur Verfügung stellt. Für die Drehrichtungserkennung genügen zwei Eingänge und ein Ausgang. An den PIC12C509A können folglich zwei Quadratur-Encoder parallel angeschlossen werden.



Der entwickelte Algorithmus läuft asynchron, er ist von der Drehzahl unabhängig. Natürlich setzen die Eigenschaften des Mikrocontrollers der Drehzahlerkennung eine obere Grenze. Mit dem PIC12C509A dauert ein Programm-Schleifendurchlauf 20 µs, wenn er von seinem internen Taktozillator mit 4 MHz getaktet wird. Damit kann er theoretisch Rechtecksignalen bis 50 kHz folgen. Für einen Quadratur-Encoder, der bei einer Umdrehung 1024 Impulse abgibt, folgt daraus eine maximale Drehzahl von 3000 U/min. Falls zwei Quadratur-Encoder angeschlossen sind,

gilt die obere Drehzahlgrenze für beide Motoren!

Die Details des Algorithmus (und noch einiges mehr) sind auf der französischsprachigen Website „équipe Fribotte“ [1] nachzulesen, deren Mitarbeiter der Autor ist. Der Software-Download (Source- und Hexcode) unter [2] ist wie immer kostenlos.

Weblinks

- [1] <http://fribotte.free.fr/bdtech/detectsens/detect-sens.html>
- [2] www.elektor.de/081164

Luc Lemmens (Elektor-Labor)

Um die Isolation von elektrischen Kabeln und Leitungen zu entfernen, wurden schon viele Methoden und Werkzeuge erdacht. Es soll Praktiker geben, die ihre Zähne benutzen, andere greifen lieber zu Messern, Saitenschneidern oder speziellen Abisolierzangen. Leider sind manche Methoden oder Werkzeuge für sehr dünne Leitungen weniger geeignet. Entweder wird die Isolierung nur ein Stück gedehnt, oder die Ader wird so in Mitleidenschaft gezogen, dass nach dem notwendigen Kürzen ein neuer Versuch unternommen werden muss. Eine Lösung dieses Problems kommt unerwartet aus der Miniatur- und Puppenstubenwelt. Dort sind häufig Lampen im Kleinformat installiert, die über sehr dünne Kabel mit Strom versorgt werden. Ein Hersteller solcher Beleuchtungseinrichtungen hat ein „Stripping Tool“ in seinem Sortiment, in der Elektronik würde dieses Werkzeug schlicht „Krokodilklemme“ heißen.

Normalerweise stellen Krokodilklemmen Verbindungen beim Messen elektrischer Größen her, oder sie dienen als Klemmbefestigungen so genannter „Dritter Hände“. Mit den Krokodilklemmen recht preiswert erhältlicher Messkabel-Sätze lassen sich Kabelenden fast mühelos von ihrer Isolie-



rung befreien, ohne dass die Kabeladern leiden. Die preiswertesten Ausführungen sind sogar am besten geeignet, die Federkraft muss bei dieser Zweckentfremdung möglichst gering sein. Nur für das Abisolieren sehr dünner Leitungen gilt, dass die Krokodilklemmenzähne lückenlos ineinander greifen müssen.

Legen Sie das abzuisolierende Leitungsende zwischen die Krokodilklemmenzähne und drücken Sie die Krokodilklemme mit Daumen und Zeigefinger so weit zusammen, dass die Isolierung eingeritzt wird. Danach können Sie die Isolierung vom Leitungsende abziehen. Der notwendige Druck hängt von der Stärke und vom Material der Isolierung ab, hier ist etwas Vorsicht und Fingerspitzengefühl gefragt. Wir haben die Krokodilklemmen-Methode auch an den einzelnen Leitungen von Flachkabeln erprobt. Auch hier hat sich die Methode bewährt, die Isolierungen der Leitungsenden konnten in kürzester Zeit entfernt werden. Anschluss-Clips für 9-V-

Batterien sind manchmal mit Leitungen versehen, deren Isolierung im Verhältnis zum Aderquerschnitt ungewöhnlich stark ist. Dem Abisolieren mit der Krokodil-

klemme konnten auch diese Leitungen keinen Widerstand entgegen setzen.

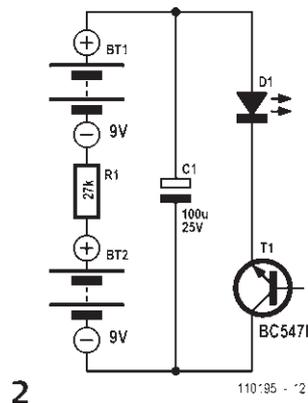
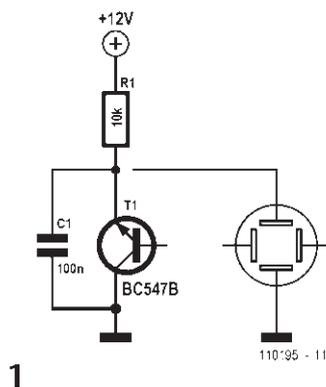
Die Krokodilklemme ist ein nützliches und effizientes Abisolierwerkzeug!

NPN-Kippschwingungen 134

Burkhard Kainka (D)

Aus älteren Grundlagenbüchern kennt man vielleicht noch die Erzeugung von Kippschwingungen mit einer Glimmlampe und einem Kondensator. Die in Bild 1 gezeigte Schaltung eines einfachen Kippgenerators funktioniert nach dem gleichen Prinzip – aber mit einem NPN-Transistor anstelle einer Glimmlampe – und bei einer viel niedrigeren Spannung. Jeder kann es ausprobieren, es funktioniert einfach. Aber warum? Der Autor erklärt sich die Funktion der Schaltung folgendermaßen:

Der NPN-Transistor hat bei inversem Betrieb (Emitter positiv gegenüber Kollektor) zwischen Emitter und Kollektor eine negative Kennlinie, was sich leicht nachmessen lässt. Die Basis-Emitter-Diode zeigt bei ca. 9 V den bekannten Avalanche-Effekt (Lawinen-Effekt). Dabei werden Ladungsträger in der Sperrschicht so schnell, dass sie weitere Ladungsträger aus dem Gitter befreien können. Die Anzahl der Ladungsträger steigt lawinenartig an, und damit auch der Strom. Dieser Ef-



fekt entspricht genau dem in einer 9-V-Z-Diode. Der Innenwiderstand dieser Diode ist aber noch positiv. Jetzt kommt zusätzlich der inverse Transistor dazu. Emitter und Kollektor tauschen zwar die Rollen, aber wegen des prinzipiell symmetrischen Aufbaus funktioniert der Transistor auch bei inversem Betrieb. Man kann eine geringe Stromverstärkung von 3 bis 10 messen. Die Funktion des Transistors beruht aber darauf, dass Ladungsträger durch die dünne Basis hindurch in die Sperrschicht gelangen. Und jetzt kommt der springende Punkt: Genau in dieser Sperrschicht tritt auch der Lawineneffekt auf. Es gibt also noch mehr Ladungsträger, die noch weitere Ladungsträger aus dem Gitter befreien, sozusagen eine Lawine im Quadrat. Wenn diese La-

wine erst einmal rollt, reicht auch eine kleinere Spannung, um sie aufrechtzuerhalten. Der Kollektorstrom verstärkt also den Lawineneffekt und sorgt für die negative Kennlinie.

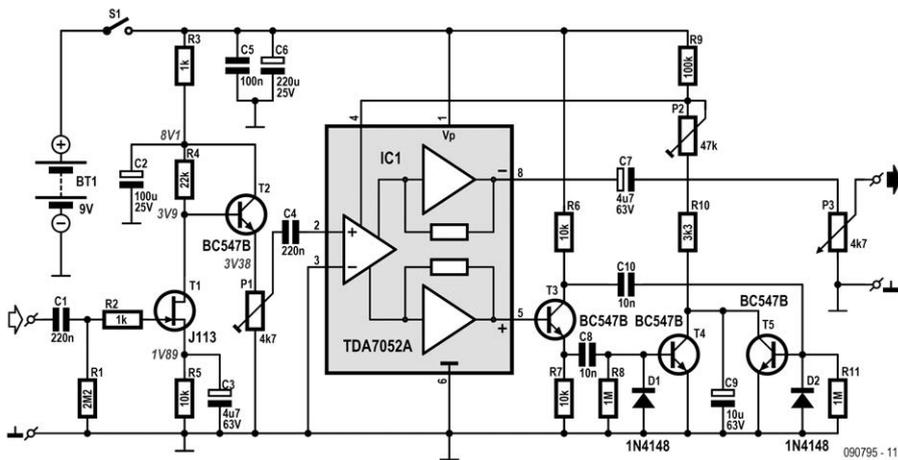
Der Entladestromstoß ist kräftig genug, um damit eine LED zu betreiben (siehe Bild 2). Allerdings benötigt man dafür eine Spannung, die höher als 9 V ist. Die Schaltung funktioniert sehr gut mit zwei fast leeren 9-V-Batterien. Die LED blinkt noch lange und holt das letzte bisschen Saft aus den Batterien. Die Blitzfrequenz nimmt dabei mit sinkender Batteriespannung ab. Der Ladewiderstand wurde aus mechanischen Gründen zwischen die Batterien gesetzt, um den Aufbau zu vereinfachen.

135 Gitarren-Kompressor ohne CA3080

Ian Field (UK)

Beim TDA7052A handelt es sich um ein gut erhältliches und preiswertes Verstärker-IC mit spannungsgesteuerter Verstärkung. Diese Eigenschaft wird hier zur Realisierung eines Kompressors benutzt, weshalb man endlich auf den uralten und kaum noch erhältlichen OTA (Operational Transconductance Amplifier) CA3080 verzichten kann. Wichtig: Das IC TDA7052 ohne A hat keine Verstärkungssteuerung und funktioniert hier nicht! IC1 benötigt relativ hohe Pegel an einem recht niederohmigen Eingang. Daher

sorgt der JFET T1 für eine hohe Eingangsimpedanz und für Vorverstärkung. T2 ist als Emitterfolger geschaltet, um für den Eingang von IC1 eine niedrige Ausgangsimpedanz bereitzustellen. Im IC steckt eine doppelte Endstufe in Brückenschaltung, weshalb die Ansteuerung der Dioden-Pumpe und der eigentliche Audio-Ausgang getrennt gehalten werden können, auch wenn das aufgrund der Ausgangsimpedanz von $0,2 \Omega$ nicht zwingend erforderlich ist. An Pin 8 ist über C7 der Lautstärksteller P3 angeschlossen. Am



zweiten Ausgang Pin 5 liegen nach Phasenteilung mit T3 über C8 und C10 die Basisanschlüsse von T4 und T5, die so im Gegentakt angesteuert werden. Ihre Kollektoren entladen C9. Die Spannung an C9 steuert die Verstärkung an Pin 4 von IC1.

Ein paar Worte zur Eingangsstufe: Der JFET begrenzt das Signal massiv, wenn es zu groß wird. Für T1 kann auch der Typ 2N3819 verwendet werden, wenn man ein Exemplar für $I_{DSS} < 5 \text{ mA}$ selektiert. Die Schaltung wird also nicht mit allen Exemplaren von allen Herstellern des 2N3819 funktionieren. Beim J113 ist I_{DSS} minimal 2 mA, doch da keine obere Grenze spezifiziert ist, kann es sogar damit eng werden.

Den Source-Widerstand R5 kann man empirisch bestimmen, indem man testweise ein Trimpoti einsetzt und die Spannungen in etwa auf die in der Schaltung angegebenen Werte einstellt. Notfalls kann man auch noch den Wert von R4 ändern. Laut Datenblatt soll die Versorgungsspannung des TDA7052A gut entkoppelt sein.

Von daher empfiehlt sich ein hochwertiger Elko für C6. Für C5 kann auch ein Kondensator mit 220 nF eingesetzt werden. Wichtig ist, dass C5 nahe an den Pins 1 und 6 von IC1 platziert wird.

Es wird vorausgesetzt, dass man weiß, wie man einen Fußschalter verdrahtet, wenn man sich mit Gitarren-Elektronik beschäftigt. Wenn man zwischen dem komprimierten und dem Original-Signal umschalten möchte, empfiehlt sich eventuell ein Signalabgriff an der Vorverstärker-Stufe mit zusätzlichem Poti zur Pegelstellung.

Es kann nützlich sein, P1 als Potentiometer auf der Frontplatte zu montieren. Hier könnte dann auch das Signal zur Überbrückung des Kompressors abgegriffen werden. Anstelle eines Trimpotis wäre dann ein 10-kΩ-Stereo-Potentiometer in Parallelschaltung sinnvoll, bei dem die Schleifer die Signale für IC1 und den Bypass getrennt abgreifen. Mit P2 stellt man ein, wie stark der Pegel und damit die Spannung an C9 die Kompression beeinflusst.

Die Schaltung wird von einer 9-V-Batterie versorgt. Es ist üblich, statt eines richtigen Schalters für S1 einen Klinkenstecker zum Einschalten zu verwenden. Hier verwendet man zwei Stereo-Klinkenbuchsen als Schalter. Das Audio-Signal liegt an den Kontakten für die Spitze. Die beiden anderen Kontakte werden jeweils vom Masseanschluss eines Mono-Klinkensteckers kurzgeschlossen. Am besten legt man die Minusleitung der Batterie an den Mittenkontakt der einen Buchse und den Minusanschluss der Platine an den Mittenkontakt der anderen Buchse. Die Massekontakte der beiden Buchsen verbindet man, wenn sie nicht eh schon beide in einem leitenden Metallgehäuse verschraubt sind. Wenn man nun einen der beiden Ste-

cker abzieht, wird sofort die Batterie abgetrennt.

Die Eingangsschaltung von C1 bis P1 kann auch als reines „Boost-Pedal“ verwendet werden. Die Eingangsimpedanz ist ja sehr hoch und die Ausgangsimpedanz dank T2 sehr niedrig, was den Anschluss von recht langen Kabeln ohne Höhenverlust erlaubt. Außerdem kann man damit den Eingang von Röhrenverstärkern übersteuern (hört sich bei Transistorverstärkern nicht so gut an). Auch wenn der JFET gut eingestellt ist, kann es doch vorkommen, dass ein hochwertiger Tonabnehmer mit hohem Ausgangspegel die Eingangsstufe etwas übersteuert.

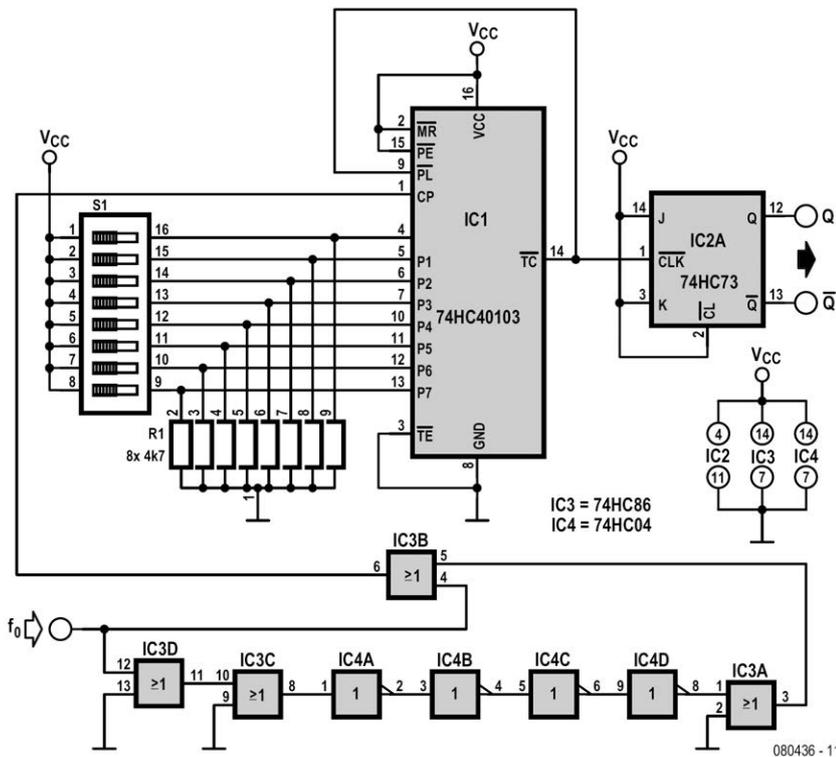
136 Taktteiler mit symmetrischem Ausgangstakt

Roland Heimann (D)

Recht häufig steht man als Entwickler vor der Aufgabe, einen Takt passend herunterteilen zu müssen, sei es in einer Mikrocontrollerschaltung oder auch in der Messtechnik. Die hier gezeigte Schaltung kann einen symmetrischen Eingangstakt mit einem einstellbaren Verhältnis von bis zu 1:255 teilen und erzeugt ein ebenfalls symmetrisches Ausgangssignal. Herzstück ist der Rückwärtszähler IC1, der in unserem Fall über DIP-Schalter

„programmiert“ wird. Am Takteingang benötigt dieses IC Nadelimpulse, die mit Hilfe der verzögernden Gatter-Kette (IC3 und IC4) aus dem Eingangssignal f_0 generiert werden. Der Ausgang \overline{TC} des Zählers toggelt schließlich ein JK-Flip-Flop.

Bei der Pulsformung spielt es keine Rolle, ob nichtinvertierende oder invertierende Gatter eingesetzt werden, es ist lediglich die Anzahl und die Verzögerung pro Gat-



ter entscheidend. Mit sieben HC-Gattern wie in dieser Schaltung ist man aber auf der sicheren Seite und kann genügend lange Nadelimpulse für den Zähler erzeugen (die Signallaufzeit oder propagation delay kann natürlich auch in den Datenblättern der Gatter nachgesehen werden). Zu beachten ist, dass sowohl bei der negativen als auch der positiven Flanke des Eingangssignals ein Impuls generiert wird.

Der Rückwärtszähler erniedrigt den Zählerstand mit jedem Taktimpuls an CP um 1. Erreicht er den Zählerstand Null, wird der \overline{TC} -Ausgang kurzzeitig negativ. Dieser negative Impuls gelangt zum Eingang

\overline{PL} (Parallel Load), was ein Laden des mit den DIP-Schaltern eingestellten Binärwertes bewirkt. Danach beginnt das Rückwärtszählen erneut. Wie bereits erwähnt, ist das JK-Flipflop als Toggle-Flipflop beschaltet (J und K = high). Mit jeder positiven Flanke am Eingang CLK schalten die Ausgänge Q und \overline{Q} zwischen 1 und 0 um.

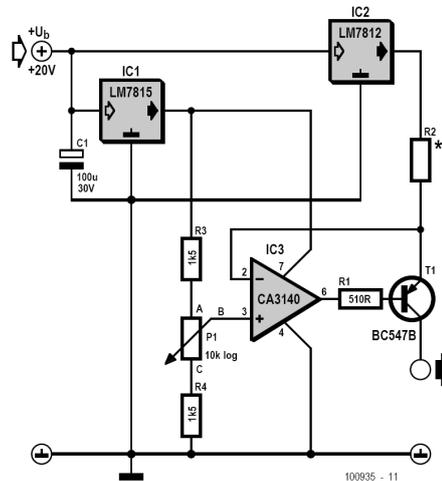
Summa summarum entspricht das Teilerverhältnis genau dem mit den DIP-Schaltern eingestellten Binärwert. Um zum Beispiel die Eingangsfrequenz durch 23 zu teilen, stellt man die DIP-Schalter auf 00010111 (legt also P4, P2, P1 und P0 auf High).

Jürgen Okroy (D)

Die einfachste Lösung für eine einstellbare Konstantstromquelle ist die Verwendung von Festspannungsreglern in entsprechender Beschaltung, wie sie zum Beispiel im Datenblatt des LM317 zu finden ist. Allerdings lässt sich der Strom damit nicht ab Null einstellen. Bei der hier vorgestellten Schaltung ist das aber ohne Weiteres möglich.

Durch die Verwendung von zwei Festspannungsreglern mit unterschiedlichen Ausgangsspannungen wird erreicht, dass der Operationsverstärker in seinem definierten Arbeitsbereich betrieben wird. Der erste Spannungsregler liefert 15 V als Betriebsspannung des Opamps und gleichzeitig auch als Spannungsreferenz für den Spannungsteiler (R3/P1/R4). Mit P1 erfolgt die Einstellung des Sollwerts, der am nicht invertierenden Opamp-Eingang (IC3/Pin3) anliegt. Der Opamp regelt nun über T1 den Strom am Ausgang (vom Kollektor T1 nach Masse) derart, dass sich am Emitter von T1 und damit am anderen Opamp-Eingang die gleiche Spannung (Istwert) einstellt wie am Schleifer von P1 (Sollwert). Voraussetzung ist natürlich, dass am Ausgang eine Last angeschlossen ist, damit ein Strom nach Masse fließen kann.

Der Einstellbereich der Spannung an P1 wird durch die Dimensionierung des



Spannungsteilers R3/P1/R4 festgelegt. Bei der niedrigsten Spannung am Schleifer von P1 fließt der maximal mögliche Konstantstrom, der wiederum vom Wert des Widerstands R2 abhängt. Die Schaltung wurde so dimensioniert, dass sich der Konstantstrom bei $R2 = 100 \Omega$ zwischen 0 und 100 mA und bei $R2 = 330 \Omega$ zwischen 0 und 30 mA einstellen lässt.

Rein rechnerisch ist für die Einstellung dieses Strombereichs am Schleifer von P1 ein Spannungsbereich von 2 V (maximaler Strom bei 10 V an R2) bis 12 V (minimaler Strom bei 0 V an R2) erforderlich. Damit sich die angegebenen Stromwerte auch noch bei $\pm 10 \%$ Toleranz des Potis einstellen lassen, wurde der an P1 einstell-

bare Spannungsbereich mit $1k5$ für R3 und R4 etwas größer dimensioniert (rechnerisch von 1,73 V bis 13,27 V).

Da es sich um einen Strom- und keinen Spannungskonstanter handelt, ändert sich

die Spannung am Ausgang natürlich mit dem Strom. Mit zunehmendem Strom wird der Spannungsabfall an R2 ($I \times R2$) größer und damit die Spannung am Ausgang entsprechend kleiner.

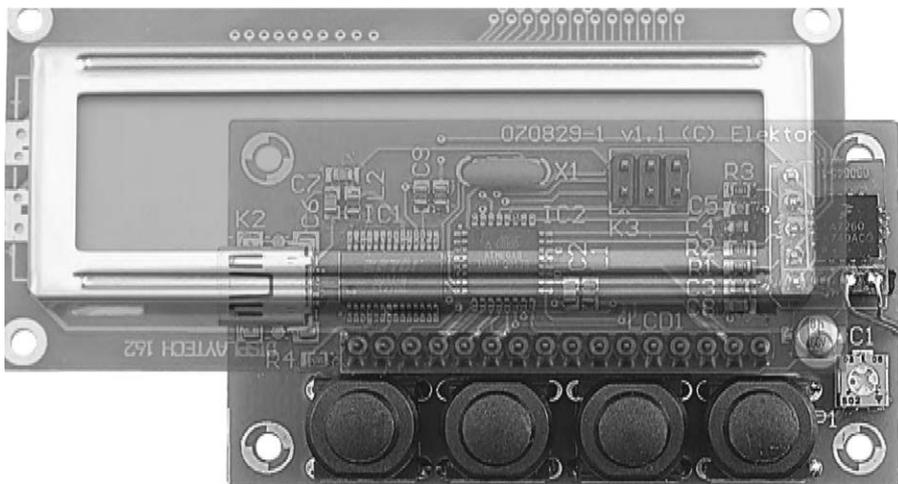
Neigungsmesser mit USB

138

Wilfried Wätzig (D)

So ein Neigungsmesser ist eine feine Sache – er lässt sich zum Beispiel zur Steuerung (Game-Controller!), aber auch zur Sicherung wertvoller Gegenstände und vielem mehr einsetzen. Die hier beschriebene Schaltung nutzt den gleichen Sensor wie das Elektor-Projekt „Das g-Kraft-Messgerät“ [1]. Der MMA7260Q von Freescale kann Beschleunigungen in drei Raumachsen bestimmen, über drei Aus-

gänge gibt er ein dazu proportionales Analogsignal aus [2]. Die Empfindlichkeit lässt sich dabei in vier Schritten einstellen. In diesem Projekt wurden 800 mV/g gewählt, womit sich in allen drei Raumrichtungen ein Messbereich von -1,5 g bis +1,5 g ergibt. Das IC besitzt ein schwierig zu lötesendes QFN-Gehäuse, doch kann es bei Elektor auf einer kleinen Trägerplatine bestellt werden (MMA7260-Breakout-



223

Board, Bestellnummer 090645-91, siehe [3]). Wenn man auf der eigenen Platine entsprechende Steckverbinder vorsieht (etwa zwei 4x1-Stiftleisten), dann lässt sich das Sensorplatinchen einfach aufstecken.

Wird die eigene Platine nun um die Längs- (oder Querachse) gekippt, misst der Sensor in X- (bzw. Y-Richtung) einen Bruchteil der Erdbeschleunigung 1 g, woraus sich der Neigungswinkel bestimmen lässt. In der Praxis wird man die Platine aber nie ausschließlich um die eine oder die andere Achse kippen. Hier kommt die Messung in Z-Richtung ins Spiel, mit der man die Abweichung von der Waagerechten bestimmen kann. Aus allen drei Beschleunigungswerten lassen sich die Neigungswinkel in X- und Y-Richtung sauber berechnen (das Board darf aber nicht auch noch in eine Raumrichtung beschleunigt, sondern nur gekippt werden).

Nach den Vorgaben des Autors hat der Elektor-Entwickler Jerry Jacobs eine kompakte Platine entworfen, die sich über die Elektor-Website bestellen lässt [3]. Dort kann man wie immer auch den programmierten Mikrocontroller ordern oder – falls selbst programmiert werden soll – die Software als Hexfile und im Sourcecode downloaden.

Die Schaltung ist einfach gehalten; zentraler Teil ist ein Mikroprozessor ATmega8-16. Dieser treibt eine LCD-Anzeige über den PORTB und wird durch vier Drucktaster am PORTD gesteuert. Die Analog-Signale des Beschleunigungs-Sensors sind an die Analog-Eingänge PORTC 0..2 angeschlossen.

Fast sämtliche passive Bauteile der Schaltung dienen zur Entkopplung und Entstörung, schließlich will man ja analoge Signale mit möglichst hoher Genauigkeit messen. Ein Beispiel hierfür ist die Stromversorgung des Controller-Analogbereichs (AVCC).

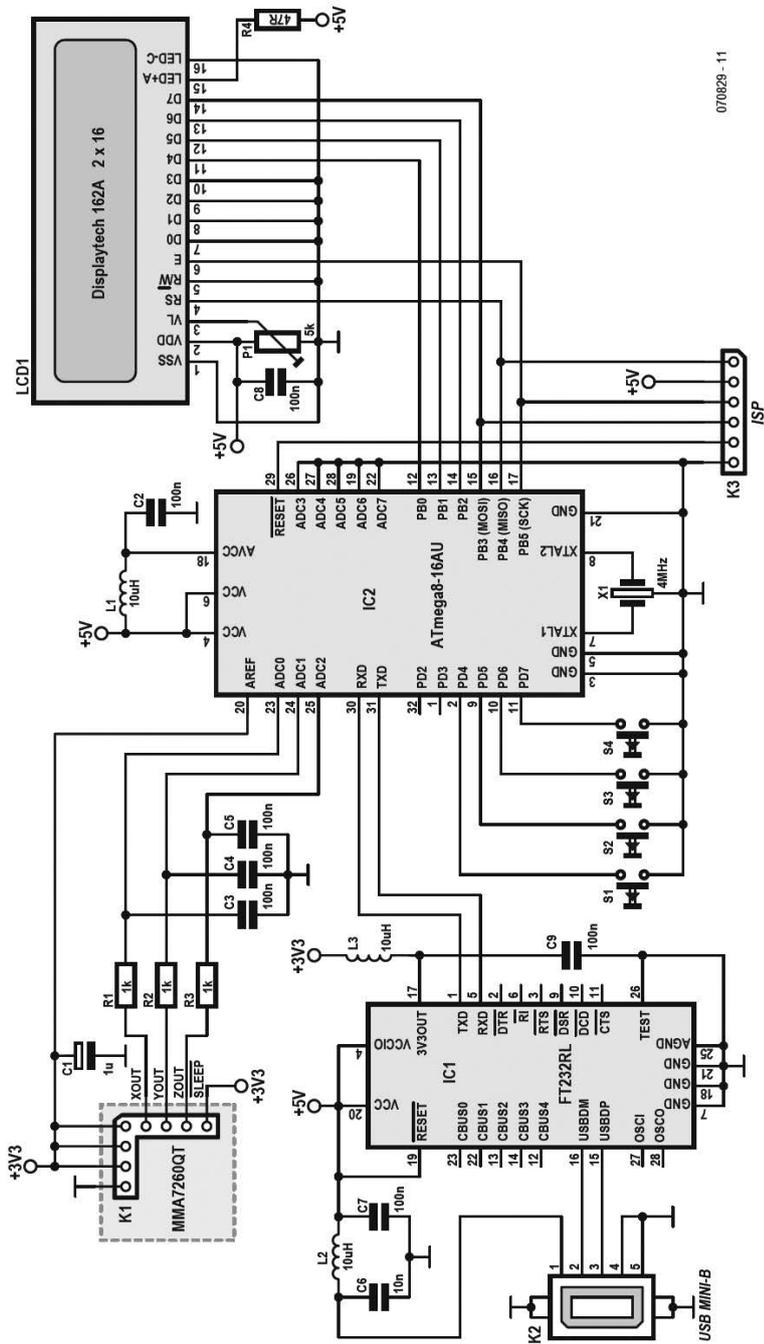
Die Stromversorgung erfolgt über USB, außerdem können hierüber gemessene Winkeldaten an einen PC oder einen anderen Host übermittelt werden. Als UART-USB-Konverter wird der bei vielen Lesern recht bekannte FT232RL eingesetzt. Die Betriebsspannung von 3,3 V für den Sensor (und die Referenzspannung für den ADC) liefert der FT232RL gleich mit, so dass ein zusätzlicher Spannungsregler für 3,3 V entfällt.

Nun kommt etwas Mathematik, was unabdingbar ist, wenn man die Software verstehen will. Für die von ADC1..ADC3 gelieferten Digitalwerte gilt wegen der ADC-Auflösung von 10 bit:

$$\text{val} = U \cdot 1024 / U_{\text{ref}} \text{ mit } U_{\text{ref}} = 3,3 \text{ V}$$

Ein Wert von $U = U_{\text{ref}}/2 = 1,65 \text{ V}$ entspricht dabei laut Datenblatt einer Beschleunigung von 0 g. $U = 2,45 \text{ V}$ werden bei +1 g und 0,85 V bei -1 g ausgegeben. Da dies bei einer Neigungsmessung die Extremwerte sind (Platine um $\pm 90^\circ$ gekippt), hat der Autor die entsprechenden ADC-Werte (760 und 264 laut obiger Formel) mit ADCmax und ADCmin bezeichnet.

In der Praxis muss man das System vor jeder Messreihe kalibrieren, was in diesem Fall bedeutet, die realen ADCmax und ADCmin (für jede der drei Achsen) zu bestimmen.



070829 - 11

Die drei Achsen werden einzeln kalibriert. Im Falle der X-Achse wird die Platine einmal in beide Richtungen um 90° gekippt (am besten an eine feste, waagrechte Unterlage anlegen). Am Ende sind alle ADC-kmax und ADCkmin gespeichert, wobei k=0 für die X-Achse, k=1 für die Y-Achse und k=2 für die Z-Achse steht.

Ein Taster (S4 in der Schaltung) dient zum Starten der Datenaufnahme. Zur Glättung eines Messwerts wird der Mittelwert von 16 aufeinander folgenden ADC-Werten genommen, ansonsten könnten kleine Vibrationen des Sensors zu Messfehlern führen.

Mit den aktuellen, gemittelten Messwerten ADCkvalue (k=0..2) berechnet die Software:

$(X/Y/Z)gval = (ADCkvalue - ADCkmid) / ADCkdif$
mit $ADCkmid = (ADCmax + ADCmin) / 2$
und $ADCkdif = ADCmax - ADCmin$

Xgval, Ygval und Zgval ist die gemessene Beschleunigung (Bruchteile von 1 g) entlang der drei Achsen. In der Application Note AN3461 von Freescale [4] wird beschrieben, dass hieraus die Winkel xangle, yangle und zangle berechnet werden können:

$\tan(xangle) = Xgval / \sqrt{Ygval^2 + Zgval^2}$
 $\tan(yangle) = Ygval / \sqrt{Xgval^2 + Zgval^2}$

$\tan(zangle) = \sqrt{Xgval^2 + Ygval^2} / Zgval$

xangle: Winkel der Drehung um die Längsachse, waagrecht ist xangle=0, positive Werte ergeben sich bei einer Drehung im Uhrzeigersinn.

yangle: Winkel beim Kippen des Stabes nach vorn bzw. hinten, waagrecht ist yangle=0, positive Werte ergeben sich bei einem Kippen nach vorn.

zangle: Winkel der Abweichung von der Waagerechten, waagrecht ist zangle=0, positiv bei jeder Drehung oder jedem Kippen.

Auf der Website zu diesem Artikel [3] ist ein Zusatzdokument mit weiteren Infos kostenlos downloadbar. Die Infos betreffen die Initialisierung, die Kalibrierung und die weitere Bedienung. Darüber hinaus wird dort das Protokoll für die PC-Kommunikation kurz beschrieben. Für Selbst-Programmierer sind die nötigen Fuse-Bit-Einstellungen vermerkt. Ebenfalls auf dieser Webseite zu finden: die Stückliste und (wie schon erwähnt) die Software sowie eine Bestellmöglichkeit für Controller und Platine.

[1] www.elektor.de/060297

[2] www.freescale.com/files/sensors/doc/data_sheet/MMA7260QT.pdf

[3] www.elektor.de/070829

[4] http://cache.freescale.com/files/sensors/doc/app_note/AN3461.pdf

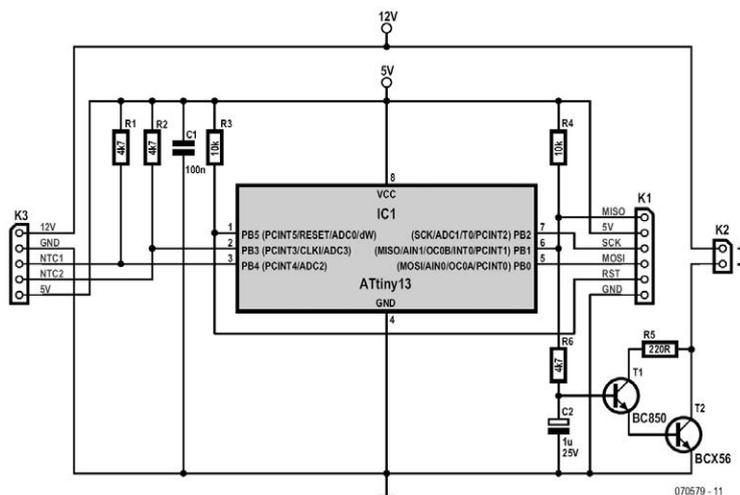
Andreas Vogel

Leise Rechner sind eine Wohltat. Nicht umsonst sprießen Webshops mit speziellen Utensilien und Zubehör für besonders leise PCs wie Pilze aus dem Boden. Eine notorische Lärmquelle lässt sich eliminieren, indem man den Prozessor-Lüfter entfernt und durch eine passive Kühlung mit einem großen Kühlkörper ersetzt, der sich mit korrekt ausgerichteten Kühlrippen im Luftstrom des Netzteil-Lüfters befindet.

Die ATX-Spezifikation sieht eine passive Kühlung der CPU sogar vor, doch bei einem solchen Vorhaben gibt es noch mehr zu beachten: Zunächst benötigt man eine CPU mit möglichst geringem Leistungsbedarf, vor allem im Idle-Mode. Die preiswerteren Pro-zessoren in 45-nm-Technik

dürften hierfür eine gute Basis bilden. Weiter müssen natürlich das Mainboard, das Gehäuse und das Netzteil mitspielen. Wichtig ist ein ordentlicher Luftstrom durch und um den passiven Prozessor-Kühler. Leider gibt es da noch eine kleine Schwierigkeit, die sich durchaus zum Problem auswachsen kann: Der Lüfter des Netzteils ist in der Regel zwar geregelt, doch dessen Temperatursensor überwacht nicht primär die Temperatur der CPU.

Die Lösung ist ein zusätzlicher Controller für den Netzteil-Lüfter. Dieser Controller sollte sowohl die Temperatur der Abluft des Netzteils als auch die Temperatur des CPU-Kühlkörpers erfassen und die Lüfterdrehzahl in Abhängigkeit von der



höchsten auftretenden Temperatur regeln. Auf diese Weise kann nichts „anbrennen“. Diese Überlegungen veranlassten den Autor zur Entwicklung eines vielseitig einsetzbaren Fan-Speed-Controllers, der auch tatsächlich einen Mikrocontroller enthält. Wichtigstes Bauteil ist mit IC1 ein ATtiny13 von Atmel. Dieser kleine acht-polige 8-bit-Controller verfügt trotz seiner Winzigkeit über genügend analoge Eingänge mit 10 bit Auflösung.

Die Schaltung selbst ist schnell erklärt: Über die beiden Widerstände R1 und R2 werden zwei 10-k Ω -NTCs mit Strom versorgt. Ihr jeweils anderes Ende liegt an Masse. Der Spannungsabfall an jedem NTC ist daher ein Maß für die jeweilige Temperatur, die mit den analogen Eingängen ADC2 und ADC3 des Mikrocontrollers erfasst wird. Abhängig von der Temperatur kann IC1 eine von zehn Lüfterdrehzahlen einstellen. Dabei ist immer die höhere der beiden Temperaturen relevant. Entsprechend der gewünschten Lüfterdrehzahl wird der Lüfter per Pulsbreitenmodulation über Pin 6 und die Darlingtonschaltung aus T1/T2 gesteuert. Die PWM mit einer Frequenz von 15 Hz wird schon über R6/C2 integriert, so dass der Lüfter kein PWM-Geräusch produziert.

Die an K3 anzuschließenden 12 V und 5 V kann man zum Beispiel von dem meist nicht mehr genutzten Stromversorgungsstecker für Floppy-Laufwerke oder über einen freien Stecker für Festplatten abgreifen. K1 ist ein üblicher sechspoliger

Anschluss für die In-Circuit-Programmierung des Mikrocontrollers. R4 schließlich sorgt dafür, dass der Lüfter volle Pulle dreht, wenn sich IC1 aufgehängt haben sollte oder sonst ein Defekt auftritt.

Die Schaltung ist so einfach, dass man sie locker auf einer kleinen Lochrasterplatine aufbauen und in ein Kunststoffgehäuse einbauen kann. Einen NTC (welcher ist egal) klebt man (elektrisch isoliert) auf den passiven CPU-Kühlkörper. Der andere NTC wird so platziert, dass ihn die Abluft des Netzteil-Lüfters gut umströmt. Der Netzteil-Lüfter wird jetzt natürlich an den Fan-Speed-Controller angeschlossen. Falls der Netzteil-Lüfter mit einem eigenen NTC ausgestattet sein sollte (das kann man erkennen) und die Drehzahl autonom regelt, dann kann man dessen NTC in der Regel einfach durch einen Festwiderstand ersetzen (1 k Ω probieren).

Die Firmware für IC1 ist in Assembler geschrieben und eignet sich prinzipiell auch für andere kleine AVR-Controller der ATtiny-Linie.

Weblink
www.elektor.de/070579

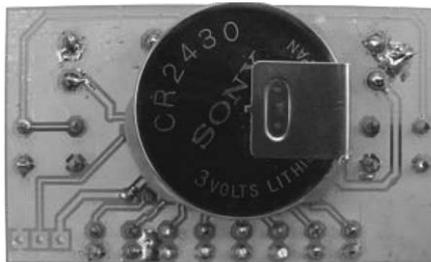
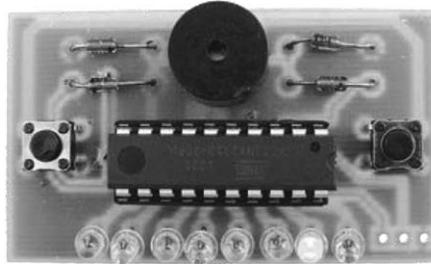
Downloads & Produkte

Programmierter Controller
070579-41 Controller ATtiny13

Software
070579-11 Source-Code und Hex-Files

Alexander, Friedrich und Klaus ten Hagen (D)

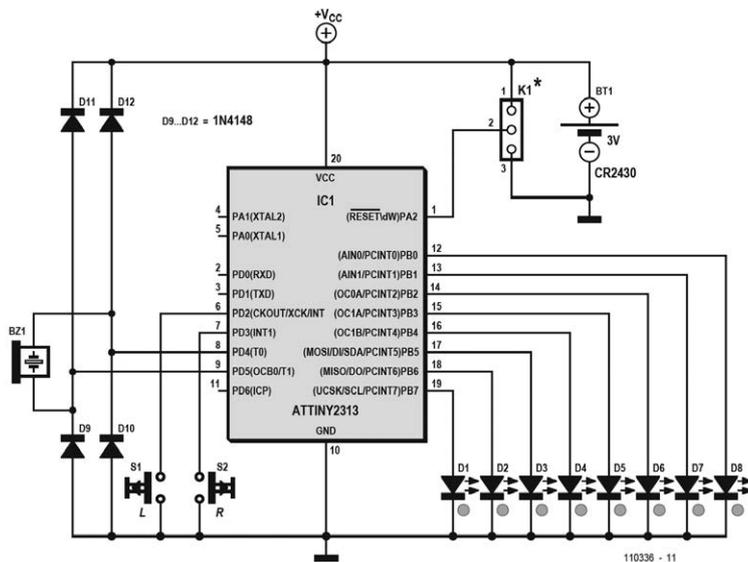
LED-Jagd ist ein Spiel, bei dem eine von acht in einer Reihe angeordneten LEDs zufällig aufblitzt. Wenn die LEDs ganz links oder rechts aufleuchten und der passende Taster (L oder R) gedrückt ist, wird ein Sound abgespielt. Dann leuchten die LEDs der Reihe nach auf und werden immer schneller. Wenn der falsche Taster betätigt wurde, wird ein lauter Misserfolgs-Sound abgespielt. In diesem Fall blinkt die betroffene LED schnell und die Wechselgeschwindigkeit der LEDs wird für eine neue Runde wieder verlangsamt. Wenn 60 s lang kein Taster betätigt wurde, schaltet sich das Spiel selbst ab. Als Anleitung gibt es sogar ein Youtube-Video [1] mit dem Spiel in Aktion, bei dem ein Autor die Regeln erklärt.



Die Elektronik besteht aus dem Mikrocontroller ATtiny2313, einem Buzzer, zwei Tastern (L und R), acht LEDs und einer 3-V-Lithium-Knopfzelle. K1 ist das debug-WIRE-Interface, mit dem sich laut Atmel „ein volles Debugging des fertigen Produkts“ (in Kombination mit AVR Studio) realisieren lässt. Der Buzzer wird zwecks höherer Lautstärke in Brückenschaltung betrieben. Die vier Dioden D9...D12 schützen vor Störungen, wenn ein Buzzer mit größerer Induktivität verwendet wird. Anstelle des Buzzers kann man auch einen kleinen Lautsprecher mit höherer Impedanz ($>32 \Omega$) verwenden.

Mit Hilfe des integrierten 16-bit-Timers wird die Timeout-Logik implementiert, die den Chip in den Schlafmodus versetzt (der lediglich 200 nA Strom benötigt). Die Software wurde in C mit dem AVR Studio 4 geschrieben. Für die Platine wurde LabCenter Proteus VSM und Ares eingesetzt. Layout und Firmware sind kostenlos unter [2] erhältlich.

Die Autoren haben die Platine bewusst einseitig gehalten. Für die Unterseite sollte eine isolierende Abdeckung verwendet werden, damit feuchte Finger keine merkwürdigen Reaktionen zur Folge haben. Im Archiv 110336-1.zip [2] ist eine Google-SketchUp-Datei für ein Cover enthal-



ten, das man sich zum Beispiel bei www.shapeways.com herstellen lassen kann.

Die Autoren planen die Erweiterung mit einem Klingelton-Interpreter (RTTTL), damit nette Melodien abgespielt werden, die neben der Erfolgsmeldung auch berücksichtigen, wenn das Spiel bei gesteigerten Fähigkeiten schneller wird. Für

diese Erweiterungen reichen die 2 K Flash des ATtiny2313 aber nicht aus. Da muss dann schon ein pinkompatibler ATtiny4313 her.

[1] www.youtube.com/watch?v=P2D1VtV8NhY

[2] www.elektor.de/110336

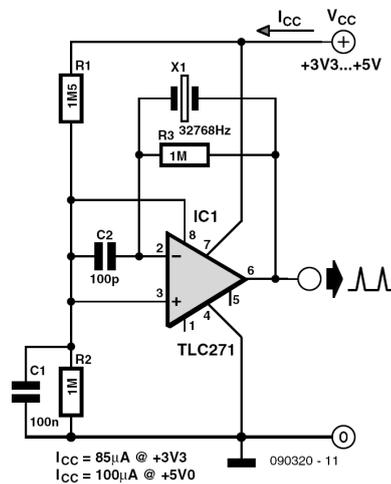
141 Micro-Power-Quarzoszillator

Rainer Reusch (D)

Ein Quarz-Oszillator für digitale Schaltungen wird üblicherweise als Pierce-Oszillator mit einem Inverter aufgebaut. Der Inverter arbeitet als linearer Verstärker

und benötigt dabei etwas mehr Strom. Ein Quarz-Oszillator lässt sich auch mit einem Operationsverstärker aufbauen! Liegt die Frequenz sehr niedrig, zum Beispiel bei

32,768 Hz (Uhrenquarz), genügt für den Betrieb schon ein vergleichsweise langsamer Micro-Power-OpAmp. Im gezeigten Beispiel wird ein handelsüblicher TLC271 verwendet. Er bietet über Pin 8 die Möglichkeit zur Einstellung des „bias mode“. Man hat die Wahl zwischen „schnell und höherer Stromaufnahme“ oder „langsam und stromsparend“. Für den Uhrenquarz reicht die mittlere Einstellung noch aus. Pin 8 ist daher an den Spannungsteiler R1/R2 gelegt.



Die Stromaufnahme der gesamten Schaltung ist beeindruckend niedrig! Bei 5 V sind es nur 56 μA ! Der Oszillator funktioniert erstaunlicherweise auch noch bei 3,3 V. Der Strom sinkt dabei auf noch batteriefreundlichere 41 μA . Bei einem Testaufbau im Elektor-Labor ergaben sich die im Schaltplan angegebenen, etwas höheren Werte. Das von der Schaltung gelieferte Ausgangssignal hat aller-

dings wenig Ähnlichkeit mit einem Rechteck. Es verträgt daher noch eine kosmetische Behandlung durch einen nachgeschalteten Schmitt-Trigger – um Strom zu sparen, natürlich in einer CMOS-Ausführung (zum Beispiel 74HC14).

Universelle Timer-Schaltung

ohne Standby-Strom 142

Jürgen Stannieder (D)

Ursprünglich wurde diese Schaltung für eine 12-V-Solar-Gartenbeleuchtung entwickelt. Drückt man den Taster S1, zieht das Relais RE1 an und legt die Versorgungsspannung an die

eigentliche Timerschaltung mit dem ATtiny, der dann über den Spannungsregler 78L05 seine 5-V-Betriebsspannung erhält und startet. Der Ausgang PD3 (Pin 7) geht auf High

und steuert einen Transistor. Dieser sorgt dafür, dass das Relais solange angezogen bleibt, bis die im Programm des Controllers eingestellte Zeit abgelaufen ist. Damit man den Verbraucher bei Bedarf schon vor Ablauf der eingestellten Zeit abschalten kann, liegt der Taster über D3 auch am Eingang PD2 (Pin 6). Betätigt man während des Betriebs den Taster (minimal drei Sekunden nach dem Start der Schaltung), stoppt der Timer und der Verbraucher wird vom Netz getrennt. Es ist auch möglich, die Ablaufzeit bei Bedarf manuell zu verlängern. Dazu steuert der Ausgang PD6 (Pin 11) eine Minute vor dem Ablauf der eingestellten Zeit eine LED zur Vorwarnung, dass der Verbraucher (beim Autor die Gartenbeleuchtung) in Kürze ausgeschaltet wird. Möchte man nun, dass der Verbraucher weiter läuft,

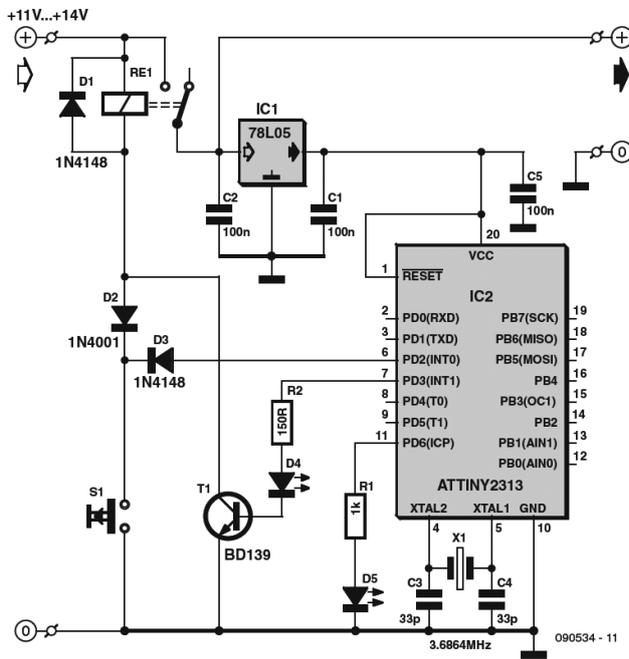
drückt man wiederum den Taster S1 (Start/Stop). Der Timer wird neu gestartet und der Verbraucher bleibt weiter eingeschaltet, bis die Zeit abgelaufen ist oder der Taster nochmals betätigt wird.

Die Zeiten kann man im Quellcode des ATtiny2313 (Download unter [1]) an die eigenen Wünsche anpassen.

Die Diode D3 vor dem Eingang PD2 ist wichtig, da die Pins des 2313 im ausgeschalteten Zustand an Masse liegen und das Relais sonst dauerhaft angesteuert wäre.

Und der Stand-by-Strom beträgt tatsächlich Null-Komma-nichts! Denn nicht einmal der Spannungsregler 78L05 verbleibt im ausgeschalteten Zustand an der Versorgungsspannung.

[1] www.elektor.de/090534



Hans Oostwal (NL)

Auf Flohmärkten und in Trödeläden kann man manchmal eine gut erhaltene Bahnhof- oder Werkhallenuhr erstehen. Solche Uhren wurden meistens an Uhrennetzen betrieben, die zentral von Hauptuhren oder vom Radiozeitzeichen gesteuert wurden. Das Netz übertrug im Minutenabstand Impulse mit fortlaufend wechselnder Polarität. Die hier vorgestellte Steuerung bietet eine genaue Zeitanzeige mit dem alten Schätzchen und weist folgende Eigenschaften auf:

- Zeitnormal ist der Sender DCF77, er garantiert im Sommer und Winter stets die exakte Zeit.
- Die Investitionen halten sich in Grenzen, ein PIC-Mikrocontroller übernimmt die meisten Funktionen.
- Der Aufbau der aus wenigen Bauelementen bestehenden Schaltung ist unkompliziert.
- Erzeugt wird eine Impulsfolge im Minuten-Rhythmus, jeder zweite Impuls hat umgekehrte Polarität.
- Zeit und Datum werden parallel zur „großen“ Uhr auf einem alphanumerischen LC-Display angezeigt.
- Bei Stromausfällen wird die Zeit im EEPROM des Mikrocontrollers gespeichert.

Einige Uhrenmodelle lassen sich durch Umklemmen von Brücken auf unterschiedliche Arbeitsspannungen einstellen.

In solchen Fällen ist die niedrigste Arbeitsspannung zu wählen, sie beträgt meistens 24 V. Manche Uhren erfüllen sogar noch bei 12 V uneingeschränkt ihre Funktion.

Die Hardware der Uhrensteuerung ist im Schaltbild dargestellt. Der Mikrocontroller PIC16F648A wird intern mit 4 MHz getaktet. Er gibt die Bedienschritte oder Zeit und Datum auf einem zweizeiligen, HD44780-kompatiblen LC-Display aus.

Die Betriebsspannung wird von einem Netzteil bezogen, das eine Gleichspannung im Bereich 9...18 V liefert. Spannungsregler IC2 setzt die Spannung auf stabilisierte 5 V herab. Der Mikrocontroller steuert über einen MOS-FET-Treiberbaustein TC4427A den Schrittmotor der Uhr. Der TC4427A arbeitet im Bereich 4,5...18 V, der Strom an den Ausgängen beträgt maximal 500 mA (Spitzenstrom 1,5 A). Wenn Spannung oder Strom nicht ausreichen, kann die Uhr über zwei zusätzliche Leistungstransistoren oder Relais gesteuert werden. Die Betriebsspannung ist mit den keramischen Kondensatoren C1...C4 und dem Elko C5 entkoppelt.

Das Signal des Zeitlegramm-Senders DCF77 wird von einem DCF77-Modul decodiert. Der nicht invertierte Modulausgang liegt an Portleitung RA4 des Mikrocontrollers. Das auf Langwelle ausgestrahlte Signal des Senders DCF77 ist

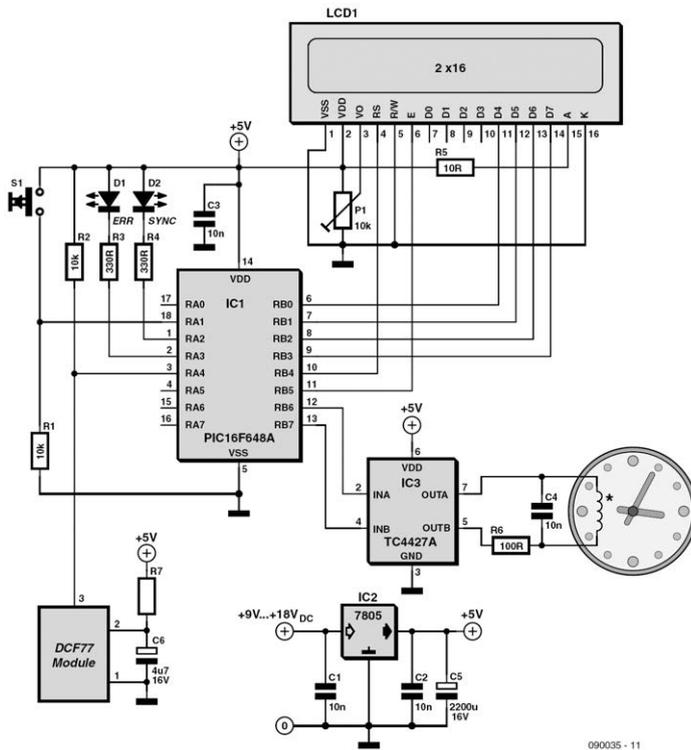
nicht überall und jederzeit mit hoher Feldstärke zu empfangen (bestimmt nicht nach Einbau des Moduls in ein Metallgehäuse!). Deshalb empfehlen wir, das DCF77-Modul in ein separates Kunststoffgehäuse einzubauen und nicht in unmittelbarer Nähe der übrigen Schaltung zu platzieren. Der Quellcode des Mikrocontroller-Programms wurde in Flowcode 3 Pro geschrieben, er kann von [1] heruntergeladen werden. Vorlage war das Programm der „E-blocks-Funkuhr“ aus Elektor Dezember 2007.

Das Programm wurde für diese Anwendung angepasst und so ergänzt, dass an den Portleitungen RB6 und RB7 ein Mi-

nutenimpuls mit fortlaufend wechselnder Polarität erscheint.

Die Bedienung wird größtenteils mit dem an Portleitung RA1 angeschlossenen Taster S1 vorgenommen. Der Taster hat folgende Funktionen:

- Wenn S1 beim Einschalten der Betriebsspannung nicht gedrückt ist, erfolgt ein so genannter „Warmstart“, dies ist die normale Situation. Bei einem Spannungsausfall werden die analoge Zeit und die Impuls-Polarität im EEPROM des Mikrocontrollers nicht flüchtig gespeichert. Der Warmstart hat zur Folge, dass beides wiederhergestellt wird.



090035 - 11

- Wenn S1 beim Einschalten der Betriebsspannung gedrückt ist, wird ein „Kaltstart“ ausgeführt. Er ist bei der ersten Inbetriebnahme der Steuerung notwendig (siehe unten).
- Wenn S1 während des normalen Betriebs gedrückt wird, erscheinen auf der zweiten LCD-Zeile die Variablen „a_hrXX“ und „a_minuteXX“. Die Variablen enthalten die Zeit, die von der analogen Uhr angezeigt werden muss.

Zum Synchronisieren der analogen Uhr mit der DCF77-Zeit muss die analoge Uhr auf 00:00 gesetzt werden. Wenn sich die analoge Uhr nicht von Hand (zum Beispiel durch Drücken eines Hebels) stellen lässt, sondern nur elektrisch weiter geschaltet werden kann, ist S1 nach dem Kaltstart gedrückt zu halten. Dies hat zur Folge, dass die Steuerung fortlaufend Impulse an die Uhr sendet. Bei der Zeit 00:00 muss S1 losgelassen werden. Lassen sich die Zeiger von Hand stellen, wird die Uhr mechanisch in Stellung 00:00 gebracht. Dann wird bei gedrücktem Taster S1 die Betriebsspannung eingeschaltet. Sobald

die Meldung „cold start... done“ auf dem LC-Display erscheint, muss S1 losgelassen werden. Vorausgesetzt, dass das DCF77-Signal korrekt empfangen wird, erscheinen auf dem LCD nach einigen Minuten die aktuelle Zeit und das Datum. Die analoge Uhr wird dann auf die korrekte Zeit gesetzt.

Falls die analoge Uhr von der Zeit auf dem LCD um eine Minute abweicht, stimmt die Polarität der Impulse nicht mit der Stellung des Schrittmotors der Uhr überein. Das Problem ist lösbar, indem man die analoge Uhr auf die korrekte Zeit einstellt und anschließend die Anschlussleitungen der analogen Uhr gegeneinander vertauscht. Diese Aktion darf nicht länger als eine Minute dauern.

Weblink

[1] www.elektor.de/090035

Downloads & Produkte

Software

090035-11 Flowcode und Hex-Datei

Programmierter Mikrocontroller

090035-41 PIC16F648A (programmiert)

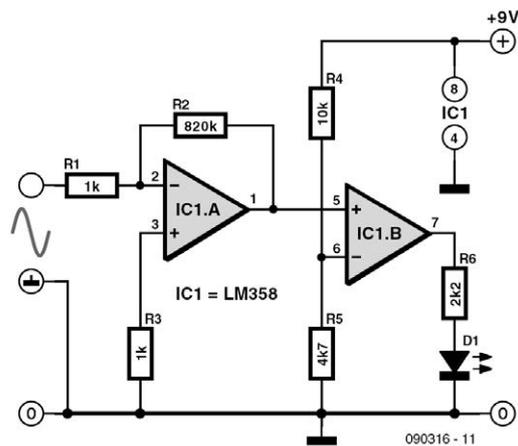
Tester für induktive Sensoren 144

Hugo Stiers (B)

Der Tester signalisiert durch Aufleuchten einer LED, dass ein induktiver Sensor ein Signal abgibt. Testobjekte können beispielsweise induktive Sensoren der ABS- oder EBS-Systeme in Fahrzeugen oder

Nockenwellen- und Schwungradsensoren von Motoren sein. Die Schaltung ist mit einem Dual-Opamp LM358 aufgebaut. Das vom Sensor bei langsamen Polrad-Bewegungen kommende Signal ist

235



eine vergleichsweise schwache Wechselspannung. Die negative Periodenhälfte wird vom ersten Opamp, der hier als invertierender Verstärker geschaltet ist, mit dem Faktor 820 verstärkt. Der zweite Opamp arbeitet als Komparator und lässt die LED periodisch blinken.

Um das Sensor-Signal einschätzen zu können, muss das Rad langsam gedreht werden. Das Blinken der LED bedeutet, dass der Sensor ein Signal liefert und dass der Abstand zum Polrad (Zahnrad) korrekt eingestellt ist. Bei zu großem Abstand (oder Luftspalt) zwischen Sensor und Polrad gibt der Sensor bei langsamem Drehen kein Signal ab, die LED bleibt dunkel. In diesem Fall leuchtet die LED erst auf, wenn das Polrad schneller gedreht wird. Unregelmäßigkeiten beim Aufleuchten der LED können ihre Ursache in der Verschmutzung des Sensors oder in einer Beschädigung des Polrades haben. Wenn der Eingang eines Oszilloskops mit der LED verbunden wird, stellt das Oszilloskop bei drehendem Polrad ein periodisches Rechtecksignal dar. Die Frequenz des Rechteck-

signals ist gleich der Frequenz der Wechselspannung, die vom Sensor kommt.

Die Schaltung testet auch die Polarität der Sensor-Anschlüsse. Dazu muss der ausgebaute Sensor von einem metallischen Objekt weg bewegt werden. Die LED leuchtet während dieser Absetzbewegung auf – oder sie verlöscht. Nach Vertauschen der Anschlüsse muss sich die LED in entgegengesetzter Weise verhalten.

Der Tester wurde an unterschiedlichen Fahrzeug-Sensoren erfolgreich erprobt. Der Autor hat mit dem Tester auch Sensoren geprüft, die sich in laufenden Motoren befanden, zum Beispiel die Nockenwellen- und Schwungrad-Sensoren eines Volvo-LKWs mit dem Motor D13 A. Am Nockenwellen-Sensor angeschlossen blinkt die LED bereits bei der Startdrehzahl, bei höheren Drehzahlen ist das Blinken wegen der zu hohen Blinkfrequenz für das Auge nicht mehr sichtbar.

Weblink
 [1] www.elektor.de/090316

Alfred Rosenkränzer (D)

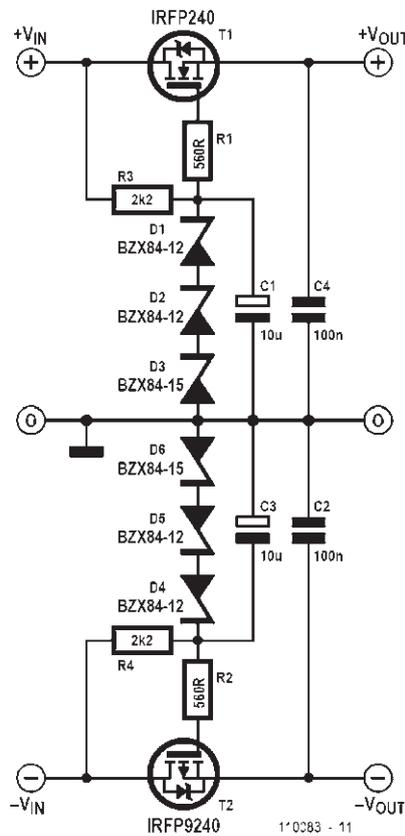
Bei Gitarrenverstärkern mit Endstufen-ICs wie TDA7293 (100 Watt) oder LM3886 (68 Watt) kommt es nicht selten vor, dass diese ICs durch eine zu hohe Betriebsspannung im Leerlauf zerstört werden. Die Trafos sind offenbar etwas zu knapp dimensioniert, so dass es bei hoher Netzspannung zu diesem Problem kommen kann. Immerhin sind in unseren Breiten bis zu 253 V Netzspannung zulässig ($230\text{ V} \pm 10\%$).

Da ein Austausch des Trafos eine ziemlich aufwendige Angelegenheit ist, entwickelte der Autor eine relativ einfache elektronische Lösung zum Schutz vor Überspannung: Eine Spannungsbegrenzung für die symmetrische Betriebsspannung des Verstärkers.

Die Schaltung verwendet das klassische Prinzip einer Spannungsstabilisierung mit einer Z-Diode an der Basis eines Längstransistors. Allerdings wird hier anstelle eines bipolaren Transistors ein Leistung-MOSFET verwendet.

Da die Schaltung symmetrisch für die positive und negative Stromversorgung aufgebaut ist, wird im Folgenden nur der positive Teil beschrieben.

Die Eingangsspannung (maximal 50 V) speist über R3 die in Reihe geschalteten Z-Dioden D1, D2, D3. Der Strom durch die Z-Dioden wird mit R3 auf etwa 5 mA



begrenzt. Die Reihenschaltung der Z-Dioden hat den Vorteil, dass die Verlustleistung verteilt wird, außerdem lässt sich durch geeignete Wahl der Z-Dioden leicht die gewünschte Gesamtspannung zusam-

menstellen. Die Summe der Z-Dioden-Spannungen (in der angegebenen Dimensionierung 39 V) muss um die Gate-Source-Spannung größer sein als die gewünschte (begrenzte) Ausgangsspannung. C1 glättet zusätzlich die Spannung an den Z-Dioden. Die Schaltung sorgt so nicht nur für eine Spannungsbegrenzung, sondern verringert auch die Welligkeit (den Brummanteil) der Versorgungsspannung. Über R1 wird das Gate des HEXFETs angesteuert. Zusammen mit C4 wird ein Oszillieren des FETs verhindert.

Ganz ohne Belastung ist die Ausgangsspannung etwas höher als erwartet. Bei kleiner Belastung – die schon durch den Ruhestrom der Endstufe gegeben ist – geht sie auf den gewünschten Wert zurück. Die Schaltung stellt keine Regelung der Ausgangsspannung dar, sondern lediglich eine Stabilisierung.

Die Funktion im negativen Versorgungsspannungszweig ist bis auf die Polarität der Spannungen identisch, und aus diesem Grund muss dort ein P-Kanal-MOSFET verwendet werden.

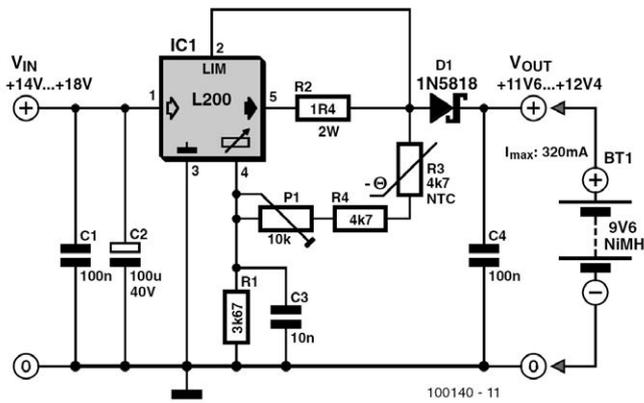
Anzumerken ist, dass die Gate-Source-Spannung dieser HEXFETs relativ große Toleranzen aufweist, die um einige Volt differieren können. Dies kann durch die Wahl der Z-Dioden-Spannung und des Z-Dioden-Stroms ausgeglichen werden, ist in der Regel aber auch nicht kritisch, da es nur darauf ankommt, eine zu hohe Betriebsspannung zu verhindern.

Die HEXFETs müssen ausreichend gekühlt werden – falls möglich, durch den bereits vorhandenen Kühlkörper des Verstärkers, ansonsten durch einen separaten Kühlkörper (2,5 K/W reichen aus).

Wolfgang Driehaus (D)

Diese Schaltung entstand aus der Notwendigkeit heraus, kurzfristig einen Laderegler für NiMH-Akkus zu realisieren. Ein Spezial-IC war nicht vorhanden, aber ein Spannungsregler L200 und ein NTC mit 4,7 k Ω . Und das war nicht schlecht, denn anstelle der häufig verwendeten Delta-U-Abschaltung kann auch der bei Vollladung einsetzende Temperaturanstieg an den Zellen als Abschaltkriterium herangezogen werden.

So entstand die Schaltung mit dem L200 und dem NTC in der Regelschleife. Die „kalte“ Ausgangsspannung sollte bei 1,55 V pro Zelle liegen. Die „warme“ Ausgangsspannung bei 35 bis 40 °C Zellentemperatur beträgt 1,45 V. Bei dieser Temperatur hat der verwendete NTC einen Widerstand von 3,3 k Ω . Eine schädliche Überladung kann so zuverlässig verhindert werden. Die optimale Ladespannung wird mit P1 eingestellt. R2 begrenzt den



Ladestrom auf 320 mA. Der Autor hat das IC mit einem kleinen Kühlkörper von 20 K/W versehen, um eine Verlustleistung von 1,2 W abzuführen.

Die Ladeschaltung kann dauerhaft mit dem Akkupack verbunden bleiben, zum Starten des Ladens wird einfach ein Steckernetzteil angeschlossen. Das vom Autor verwendete unstabilierte 12-V-Ste-

ckernetzteil liefert im Leerlauf etwa 18 V und unter Last 14 V. Trotz der Reduzierung der Ladespannung bei Vollladung sollte eine Dauerladung des Akkus vermieden werden.

Die Schaltung lädt beim Autor regelmäßig den Akku einer Handlampe. Nach drei Jahren und etwa 150 Ladezyklen ist noch keine Kapazitätsabnahme festzustellen!

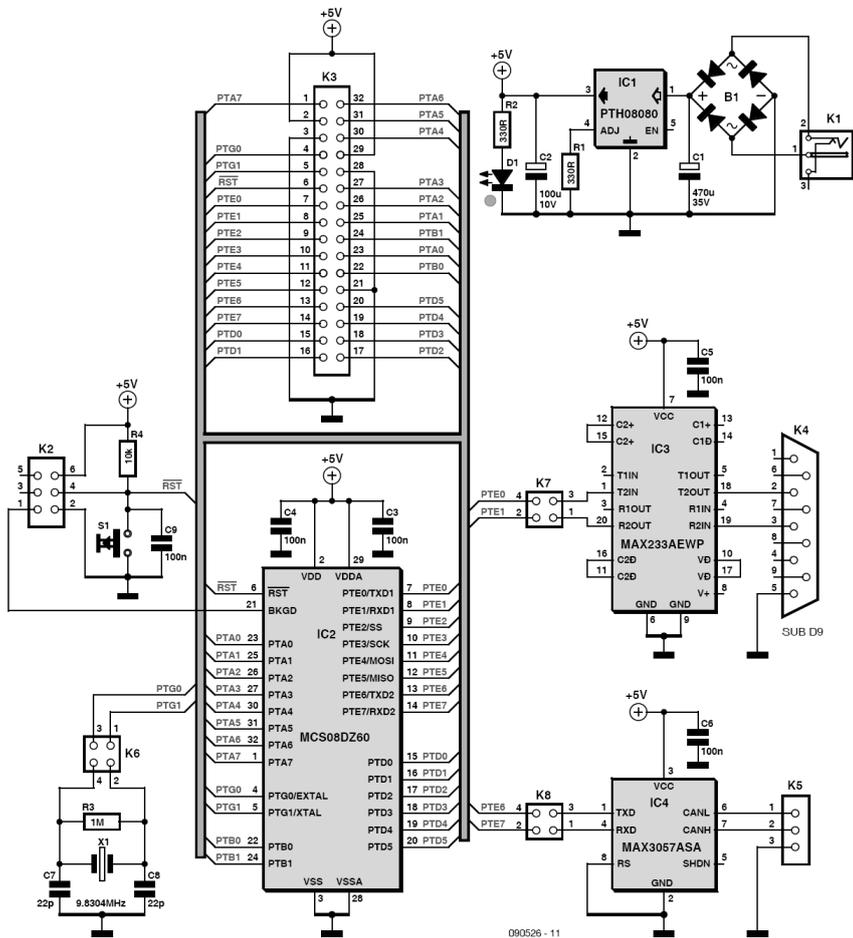
Entwicklungssystem für MC9S08DZ60 147

Joël Guittet (F)

Dieses Mikrocontroller-System mit dem MC9S08DZ60 von Freescale ist in erster Linie als Entwicklungs-Plattform rund um den CAN-Bus gedacht. Auf der Karte befindet sich ein CAN-Bus-Treiberbaustein, der CAN-Bus liegt an einem dreipoligen Steckverbinder. Eine RS232-Schnittstelle ist ebenfalls vorhanden. Auf den SCI1-

Port des Mikrocontrollers kann über eine neunpolige D-Sub-Buchse zugegriffen werden. Die Treiberbausteine (CAN und RS232) sind mit Jumpers vom Mikrocontroller abkoppelbar.

Die Stromversorgung arbeitet mit einem Schaltregler von Texas Instruments. An seiner Stelle lässt sich ohne Änderungen



auch ein Längsregler 7805 einsetzen, lediglich Widerstand R1 entfällt. Der externe Quarz und die zugehörigen Bauelemente können ebenfalls über Jumper vom Mikrocontroller getrennt werden. Der Mikrocontroller hat einen internen Taktoszillator an Bord, der ohne Quarz schwingt.

Über K2 wird der Mikrocontroller programmiert, während K3 Zugang zu sämt-

lichen Mikrocontroller-Anschlüssen (ausgenommen BKGD) gibt. K3 ist zum Aufstecken von Erweiterungen vorgesehen.

Zum Programmieren werden ein MC9S08-Programmer sowie die Software „CodeWarrior For Microcontrollers“ benötigt. Die Software kann kostenlos von der Website des Herstellers Freescale heruntergeladen werden. Unter den Programmern gibt es mehrere Alternativen, Bei-

spiele sind der „Multilink“ von PEMicro oder der OSBDM (siehe [2] und [3]). Programmbeispiele und weitere Informationen zu Controllern von Freescale sind in englischer Sprache auf der Website des Autors [4] verfügbar.

Das Platinenlayout kann von [1] heruntergeladen werden. Die doppelseitige Platine bietet sich auch als Übungsstück für

Newcomer an. Auf der Oberseite befinden sich nur wenige Leiterbahnen, und zu metallisierende Bohrungen sind nicht vorhanden.

[1] www.elektor.de/090526

[2] <http://forums.freescale.com/freescale>

[3] www.68hc08.net

[4] <http://myfreescalewebpage.free.fr>

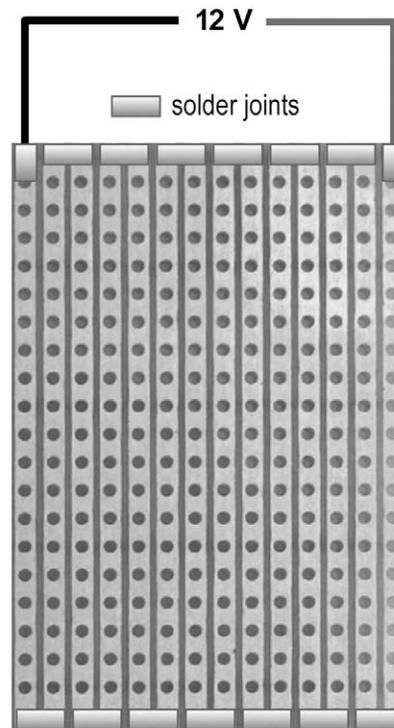
Streifenrasterplatine als Heizplatte 148

Klaus Bertholdt (D)

Eine handelsübliche Streifenrasterplatine mit den Abmessungen 60 mm x 100 mm kann man sehr einfach zu einer kleinen Flächenheizung für 12 V „umbauen“ – man muss nur die einzelnen Bahnen hintereinander schalten.

Der Strom beträgt etwa 4 A, es werden also knapp 50 W in Wärme umgesetzt. Als Stromquelle eignet sich zum Beispiel eine Autobatterie – oder auch ein Ladegerät für eine Autobatterie. Die Temperatur an der Oberfläche der Epoxydharzplatte steigt dabei bis auf etwa 100 °C!

Man geht am besten wie folgt vor: Zuerst verbindet man alle Bahnen am Anfang und am Ende der Streifen. Anschließend fräst man mit einer Minitrennscheibe die Lötstellen so heraus, dass alle Bahnen elektrisch in Reihe geschaltet sind. Die Anschlüsse werden wie in der Abbildung gezeigt an den Enden der Reihenschaltung an die jeweils ersten Löcher der Streifen angelötet.



Eine Streifenrasterbahn von ca. 15 cm Länge hat bei 20 °C einen Widerstand von ca. 70 mΩ. Wenn bei 12 V durch die 36 hintereinandergeschalteten Bahnen ein Strom von 4 A fließt, ergibt sich ein Gesamtwiderstand von 3 Ω und ein Streifenwiderstand von ca. 83 mΩ. Die Kupfer-

temperatur beträgt dabei anfangs durchschnittlich etwa 65 °C.

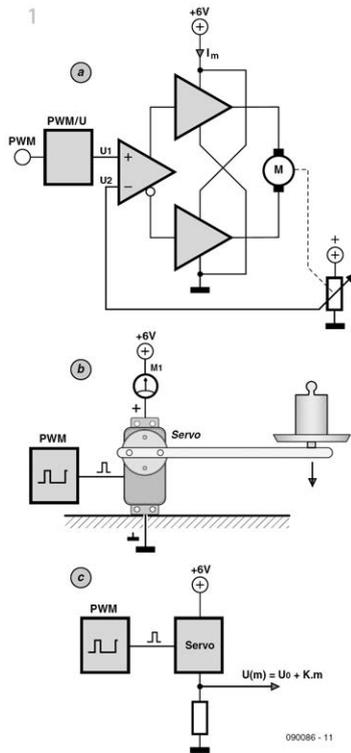
Die Kupferstreifen der Streifenrasterplatte lassen sich aber nicht nur zum Heizen verwenden. Eine andere Möglichkeit wäre zum Beispiel ein sehr fein abgestufter Spannungsteiler.

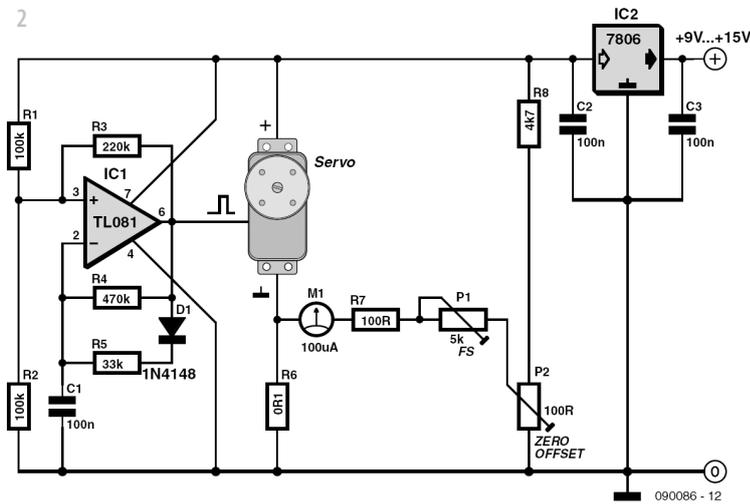
Gert Baars (NL)

Mit etwas handwerklichem Geschick kann ein Servo zu einer Waage „umfunktioniert“ werden, die abhängig von den Eigenschaften des Servos Gewichte bis zu einem oder sogar fünf Kilogramm bei guter Genauigkeit wiegen kann.

Das Prinzip, nach dem ein Servo arbeitet, ist in Bild 1a dargestellt. Es beruht darauf, dass die mechanische Stellung der Motorachse über ein Potentiometer in eine Spannung umgesetzt wird, die Spannung wird in einer Regelschleife mit der Ausgangsspannung eines PWM-Wandlers verglichen. Aufgrund dieser Informationen wird die Motorachse so gedreht, dass die tatsächliche Position mit der gewünschten Position übereinstimmt ($U_1 = U_2$).

Aus Bild 1b geht hervor, dass für die Servo-Waage im Prinzip nur noch ein Rechteckoszillator benötigt wird. Er muss ein Signal konstanter Frequenz (ungefähr 50 Hz) und konstantem Duty-Cycle (ungefähr 10 %) erzeugen. Mit den konstanten Größen ist die Position der Motorachse





zunächst fest eingestellt. Wenn in dieser Konstellation eine Kraft an der Motorachse angreift, die versucht, die Motorachse zu verdrehen, wirkt die Regelung der Kraft entgegen. Der Motor muss eine Gegenkraft aufbringen, was Leistung kostet, der Motorstrom steigt folglich an. Bei einem Servo des Typs RS-2, um ein Beispiel zu nennen, kann der Strom über 1 A steigen, während er im Ruhezustand nur einige zehn Milliampere beträgt. Wenn an die Motorachse eine Wiegeschale montiert wird und in der Leitung zum Motor ein Amperemeter liegt, ist die elektronische Servo-Waage vollständig. Die Waage kann mit Gewichten geeicht werden, indem die Hebellänge so bemessen wird, dass beispielsweise bei 1 kg der Strom 0,5 A und bei 2 kg der Strom 1 A fließt.

Die Servo-Waage kann auch eine zum gewogenen Gewicht proportionale Spannung abgeben. Dazu wird, wie Bild 1c zeigt, ein Widerstand in die Masseleitung des Servos gelegt. Ohne ein zu wiegendes Objekt ist die Spannung nicht Null, denn

durch den Servo fließt auch ohne Last ein Strom. Im Vergleich zu den Strömen bei höheren Lasten ist er jedoch gering. Die Offsetspannung kann beispielsweise in einem Messverstärker kompensiert werden, dadurch wird die Genauigkeit erhöht. Auch eine digitale Anzeige mit hoher Auflösung liegt im Bereich des Möglichen.

In Bild 2 ist die vollständige Schaltung einer Servo-Waage mit PWM-Oszillator und analoger Anzeige dargestellt. Die beiden Trimpotis dienen dazu, den Offset zu kompensieren und den Wiegebereich einzustellen. Die Länge des Hebels wirkt sich als Multiplikator auf die drehende Kraft aus, die das zu wiegende Objekt auf die Motorachse ausübt. Eine Verdopplung der Hebellänge ist gleichbedeutend mit einer Halbierung des Wiegebereichs und folglich einer Verdopplung der Genauigkeit. Bezogen auf den Wiegebereich nimmt allerdings auch die Offsetspannung den doppelten Wert an. Eine Hebel-

Dieter Kohtz (D)

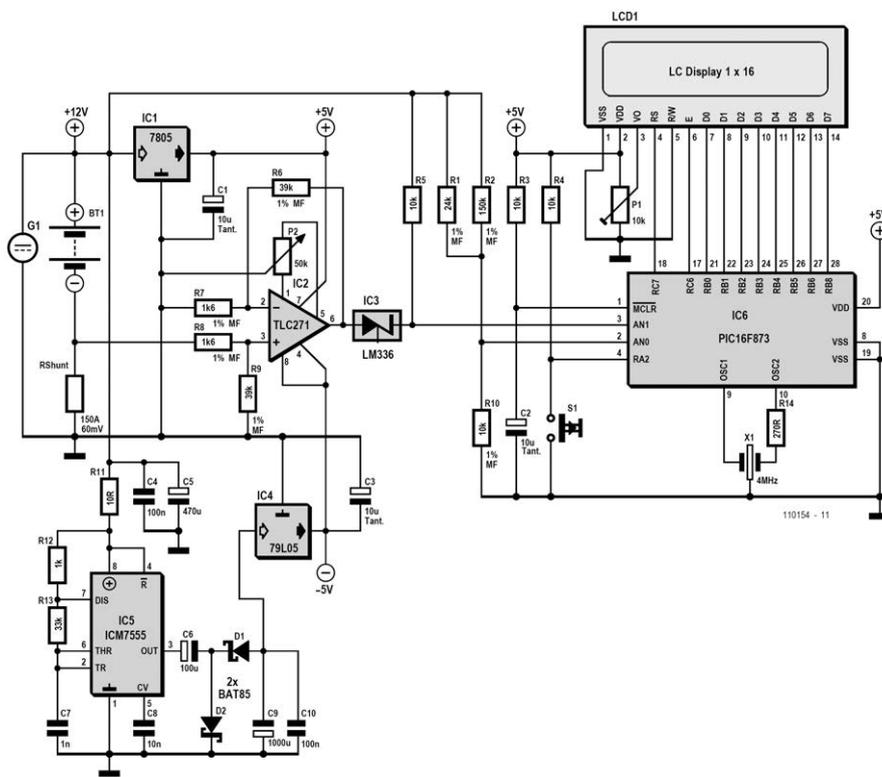
Die hier vorgestellte Schaltung ermöglicht durch ständiges Messen des Lade- und Entladestroms die Überwachung des Ladezustands eines Akkus. Dazu werden die Stromwerte vorzeichenrichtig über der Zeit aufsummiert und der jeweilige Verbrauch wird angezeigt. Das Messen der Akkuspannung ist zwar für die Kapazitätserfassung nicht erforderlich, fällt aber beinahe als Nebenprodukt mit an.

Der Strom vom oder zum Akku fließt in der Schaltung über einen Shuntwiderstand von 0,4 mΩ. Der zu überwachende Akku liefert auch die Versorgungsspannung für die Messschaltung. Da der als Differenzverstärker geschaltete Opamp TLC271 in dieser Anwendung eine duale Versorgung erfordert, wird mit dem als Oszillator arbeitenden CMOS-Timer ICM7555 eine so genannte Diodenpumpe betrieben. Die duale Versorgung des Opamps wird mit ±5 V durch je einen positiven und einen negativen Festspannungsregler zur Verfügung gestellt. Die positiven 5 V versorgen auch die übrige Schaltung einschließlich des LC-Displays.

Der Strom-Messverstärker ist für die digitale Weiterverarbeitung wie folgt ausgelegt: Ein Strom zwischen +150 A und

-150 A erzeugt am Shunt einen Spannungsabfall zwischen +60 mV und -60 mV. Zur Anpassung an den internen 10-bit-A/D-Wandler (ADC) des Mikrocontrollers wird die Verstärkung so gewählt, dass einem Strom von ±150 A im ADC ±300 bit entsprechen. Bei der Referenzspannung von 5,00 V entspricht das einem Spannungshub von ±1,466 V. Damit berechnet sich die erforderliche Verstärkung zu $1466 / 60 = 24,43$, was sich mit Metallfilmwiderständen hinreichend genau einstellen lässt. Die dem Opamp nachgeschaltete Spannungsreferenz mit einem LM336 sorgt dafür, dass die Ausgangsspannung um die halbe Referenzspannung = 2,5 V angehoben wird. Geringe Abweichungen von diesem Wert können durch den Offset-Abgleich des Opamps ausgeglichen werden.

Zum Erfassen der Akkuspannung, deren Nennwert bei 12 V liegt, wird dem zweiten ADC ein Spannungsteiler vorgeschaltet, der bei einer Akkuspannung von 15 V am Abgriff 4,888 V erzeugt, was 1000 bit am ADC entspricht. Dieser Spannungsteiler lässt sich mit Metallfilmwiderständen hinreichend genau realisieren. Die Messergebnisse werden von einem einzeiligen



LC-Display angezeigt. Als Mikrocontroller dient ein PIC16F873A, dessen Firmware folgende Aufgaben erfüllt:

1. Messen von Spannung und Strom in regelmäßigen Intervallen.
2. Vorzeichenrichtiges Summieren der Strom-Messwerte über die Zeit, um den Verbrauch zu ermitteln.
3. Speichern des ermittelten Verbrauchswerts im internen EEPROM.
4. Wahlweise Anzeige von Strom, Spannung und Verbrauch.

Der Hauptteil des in Assembler geschriebenen Programms besteht aus vier Schleifen mit 45 ms, 225 ms, 1125 ms und 72 s Dauer. Innerhalb der von TMR0 gesteuerten 45-ms-Schleife geschieht nichts; sie dient nur dem exakten Zeitablauf. Nach Ablauf von jeweils 225 ms wird die Taste abgefragt. Zweck der Taste ist das zyklische Umschalten der Anzeige von Strom über Spannung zu Verbrauch und so fort. In der dritten Schleife, also alle 1125 ms, erfolgt das Messen von Spannung und Strom. An das jeweilige Aufrufen der A/D-Wandlung schließt sich das anzeigegerechte Aufarbeiten der Wandlerresultate an. Jeder Strom-Messwert wird dabei vorzeichengerecht in einem Speicher aufaddiert. Die 1125-ms-Schleife wird 64-

mal durchlaufen, so dass nach jeweils 72 Sekunden die Summe von 64 Strommessungen gespeichert ist. Nach 72 Sekunden wird der Strom-Mittelwert gebildet, indem die Summe durch 64 dividiert wird. Das 72-Sekunden-Intervall ergibt sich aus folgender Überlegung: Hauptaufgabe der Schaltung ist das Integrieren des Stromes über die Zeit. Das kann bei einem digitalen System natürlich nicht kontinuierlich erfolgen, sondern erfordert geeignete Zeitschritte. Bei der Strommessung entspricht 1 bit = 0,5 A. Werden nun Strommittelwerte in Zeitschritten von $72 \text{ s} = 0,02 \text{ h}$ aufsummiert, so ergibt sich für den Verbrauch die Wertigkeit 1 bit = 0,01 Ah. Das Programm berücksichtigt die Tatsache, dass beim Ladevorgang der Ladestrom nicht vollständig in Kapazität umgesetzt wird, indem als positiv angesehener Ladestrom mit einem Faktor von 0,7 multipliziert wird.

Das Muster der Schaltung wurde auf einer Lochstreifenplatine aufgebaut. Abgeglichen wird die Schaltung bei nicht angeschlossenem Akku (am Shunt liegen 0 V). Im Strom-Messmodus stellt man die Anzeige mit dem Offsetpoti P2 auf Null ein. Damit werden ein möglicher Offset von IC2 sowie eine von 2,5 V abweichende Referenzspannung von IC3 kompensiert. Vorher sollte man den Kontrast der Anzeige mit P1 eingestellt haben.

Die Software für den Mikrocontroller (Hex- und Sourcecode) steht auf der Elektor-Website [1] zum kostenlosen Download bereit.

Noch ein wichtiger Hinweis: Die ersten sechs Zellen des internen EEPROMs sind beim Programmieren des PICs auf Null zu setzen, da das Programm nach dem Anlegen der Versorgungsspannung Werte des Verbrauchs aus dem EEPROM ausliest.

[1] www.elektor.de/110154

151 Dimmer mit Berührungsschalter

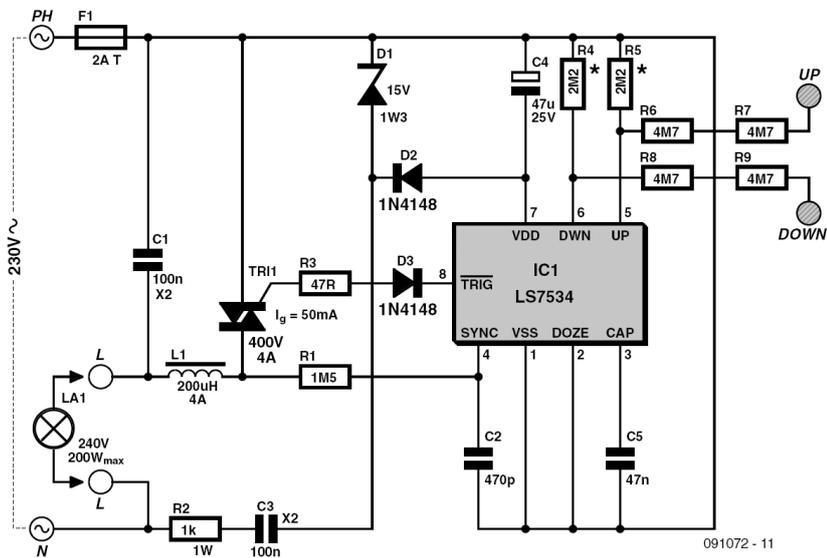
Christian Tavernier (F)

In diesem Entwurf wurde ein spezielles IC von LSI Computer Systems verwendet, das LS7534, welches unter anderem bei Farnell zu erwerben ist. Das IC wird direkt über den Kondensator C3 aus dem Netz versorgt, so dass die Verlustleistung in Grenzen bleibt.

Das schaltende Element ist ein Triac. Dieser wird beim Nulldurchgang angesteuert,

dank der Synchronisations-Information, die das LS7534 via R1 und C2 erreicht. Während eines kleineren oder größeren Teils der Periode ist der Triac leitend, um damit für die gewünschte Lichtstärke zu sorgen.

Die Berührungsschalter für die Bedienung des Dimmers sind mit den UP- und DOWN-Eingängen über zwei hochohmi-



ge, in Reihe geschaltete Widerstände verbunden. Diese dürfen aus Sicherheitsgründen im Wert nicht verringert und auch nicht durch einen einzigen Widerstand entsprechenden Wertes ersetzt werden. Für Widerstand R4 und R5 können Sie einen Wert zwischen 1 und 4,7 MΩ wählen; damit lässt sich die Empfindlichkeit der Berührungsschalter einstellen.

L1 ist eine Ringkernspule, die gemeinsam mit dem Kondensator C1 Schalt-Störungen unterdrückt. Aus Sicherheitsgründen müssen C1 und C3 in jedem Fall X2-Typen sein; geeignet für die Anwendung in Schaltungen, die direkt mit dem Stromnetz verbunden sind.

Als Triac kann ein beliebiges Exemplar mit 400 V und 2 bis 4 A zum Einsatz kommen. Der Triac muss aber mit einem Gatestrom von 50 mA oder geringer funktionieren; sonst kann das LS7534 den Triac nicht gut zünden. Obwohl im Schema für die Lampe eine maximale Leistung von

200 W angegeben ist, kann auch eine größere Lampe angeschlossen werden. Dann muss der Triac aber mit einem Kühlkörper versehen werden (mit dem Nachteil, dass die Schaltung nur noch schlecht in ein kleines Gehäuse passt). Wenn die Schaltung nicht in einer Wanddose untergebracht wird, muss für ein gut isoliertes Gehäuse gesorgt werden, da ein Netztrafo fehlt und alle Punkte mit der Netzspannung verbunden sind.

Die Bedienung des Dimmers ist kinderleicht, doch erfordert sie etwas Gefühl. Ein langes Berühren der Schalter hat nämlich eine andere Funktion als ein kurzes. Wenn die Lampe aus ist, hat ein kurzes Berühren des UP-Schalters (laut Datenblatt von 34 bis 325 ms) zur Folge, dass die Lampe langsam heller leuchtet. Dieser Vorgang wird beendet, wenn die Helligkeit erreicht ist, welche die Lampe vor dem letzten Ausschalten hatte. Bei einer leuchtenden Lampe wird nach kurzem Be-

rühren von DOWN die Lampe langsam verlöschen.

Langes Berühren von UP (mehr als 334 ms) erhöht die Lichtstärke langsam, bis das Maximum erreicht ist. Ein längeres Berühren von DOWN lässt die Lichtstärke

ke langsam bis auf ein Minimum abnehmen.

Schaltungen mit Netzspannung dürfen nur von einer ausgebildeten Elektrofachkraft unter Einhaltung der entsprechenden VDE-Bestimmungen (z.B. VDE 0100) gebaut und installiert werden.

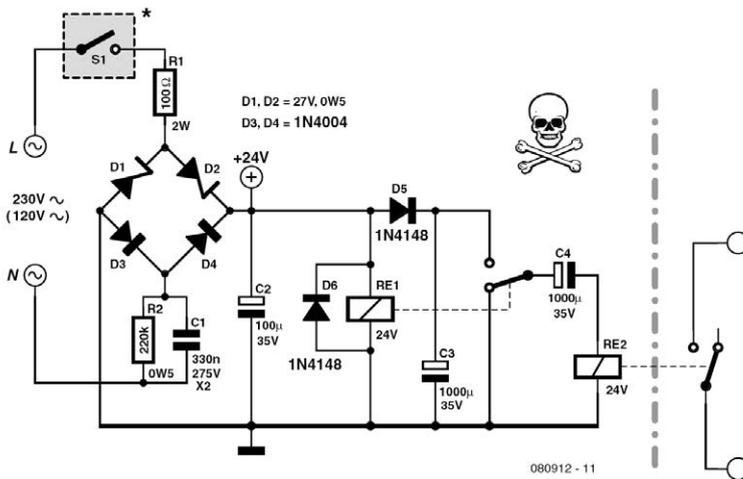
152 Funkschalter als Ein-Aus-Taster

Matthias Haselberger (D)

Am Markt sind zahlreiche Standard-Funkschaltmodule für 230 V erhältlich, die eine Last über ein Relais Ein- und Ausschalten. Manche Applikationen benötigen jedoch einen kurzen Ein- bzw. Ausschaltimpuls, wie er von einem Taster geliefert wird. Hier wird eine Lösung vorgestellt, in der ein solches Funkschaltmodul einen Taster simuliert. Das Schaltmodul

wird durch eine Zusatzschaltung zu einem fernbedienbaren Taster umfunktioniert.

In dieser Zusatzschaltung ist S1 der Schaltkontakt des Relais im Funkschaltmodul. Dieser Kontakt schaltet ein direkt an 230 V betriebenes 24-V-Netzteil ein, das aus einem Brückengleichrichter (D1 ...D4) mit Vorwiderstand (R1) und Vor-



kondensator (C1) und einem Ladeelko (C2) besteht. Die beiden Z-Dioden im Brückengleichrichter (D1 und D2) sorgen für eine Begrenzung der Gleichspannung an C2 auf rund 24 V.

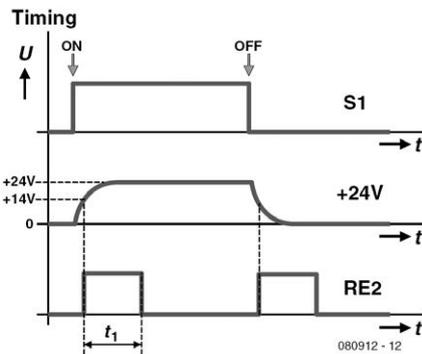
Wenn der Funkschalter den Kontakt S1 schließt, erhält das Relais RE1 24 V Gleichspannung und zieht an. Gleichzeitig wird Elko C3 über D5 geladen. Mit dem Umschalten des Kontakts von RE1 übernimmt der Elko C4 die Ladung von C3. Der Ladestrom fließt über die Spule von RE2, das anzieht, so lange der Ladestrom groß genug ist. Mit zunehmender Ladung von C4 verringert sich der Ladestrom, so dass RE2 wieder abfällt und der Kontakt von RE2 (also der „Taster“) wieder öffnet.

Sobald das Relais im Funkschaltmodul ausgeschaltet wird, öffnet S1, so dass kurz darauf auch RE1 abfällt und sein Kontakt den Elko C4 an Masse legt. Der Elko entlädt sich nun über die Spule von RE2, so dass dessen Kontakt (der „Taster“) erneut betätigt wird. Das Zeitdiagramm zeigt den Ablauf beim Ein- und Ausschalten des Funkschalters (Kontakt S1).

Die Dauer des „Tastendrucks“ (Anzugsdauer von RE2) hängt von der Kapazität der Elkos C3 und C4 ab. Ausgehend von der Gleichung $Q = C \cdot U = I \cdot t$ kann man die Kapazität der Elkos bei gegebener Haltezeit (t_1 im Zeitdiagramm) und gegebenem Relaisstrom berechnen. Die im Schaltplan angegebene Dimensionierung (1000 μ F) ergibt sich bei $t_1 = 1$ s und einem Relaisstrom (Haltestrom I_H) von 10 mA:

$$C = I_H \cdot t_1 / U = 0,01 \text{ A} \cdot 1 \text{ s} / 10 \text{ V} = 1000 \mu\text{F}$$

RE2 darf kein Reedrelais sein, da sich die Spannung an der Relaispule umkehrt.



Eine Freilaufdiode ist somit auch nicht einsetzbar, ist aber bei der langsamen Entladezeit von C4 auch nicht notwendig. Für ausreichende Isolation des Schaltkontakts ist für RE2 ein so genanntes Klasse-II-Relais zu verwenden, wie zum Beispiel G6D-1A-ASI 24DC von Omron. Bei RE1 ist Klasse II nicht erforderlich. R1 und R2 müssen wegen der 230-V-Netzspannung eine Spannungsfestigkeit von 350 V aufweisen – es sei denn, man setzt sie aus jeweils zwei hintereinander geschalteten Widerständen mit etwa halbem Wert zusammen, wobei eine halb so hohe Belastbarkeit ausreicht. R1 besteht dann aus 2 x 47 Ω /1 W und R2 aus 2 x 100 k/0,25 W.

Die Schaltung passt in ein Kunststoffgehäuse mit integriertem Schukostecker und kann so ganz einfach auf das Funkschaltmodul aufgesteckt werden. Der Kontakt von RE2 lässt sich dann potentialfrei auf eine Anschlussklemme herausführen.

Für ausreichende Netztrennung ist neben dem Klasse-II-Relais für RE2 auch ein Sicherheitsabstand von mindestens 6 mm (Luft- und Kriechstrecken) zu anderen Leitern einzuhalten.

Georges Treels (F)

Die klassischen elektromechanischen Relais haben ihren Preis, und ferner fließen im Steuerkreis relativ hohe Ströme, was insbesondere für Typen mit kurzen Schaltzeiten gilt. Eine Alternative zur Mechanik sind die so genannten Solidstate-Relais, die mit steuerbaren Halbleitern arbeiten. Hohe Gleichströme können mit Leistungs-MOSFETs geschaltet werden, sie müssen heute nicht immer teuer sein. Schon unter 5 € sind Typen mit erstaunlichen Eigenschaften zu haben: Die schaltbaren Ströme sind hoch, die Durchlasswiderstände niedrig, die Schaltungstechnik mono- und bistabiler Solidstate-Relais ist unkompliziert.

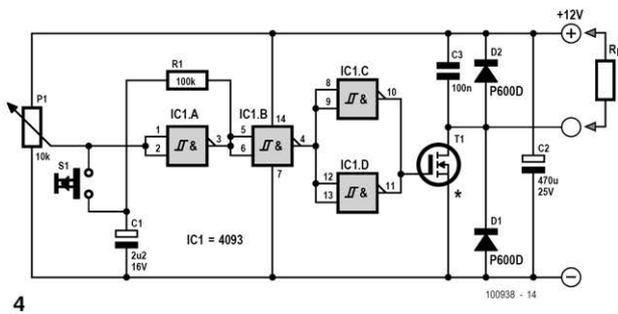
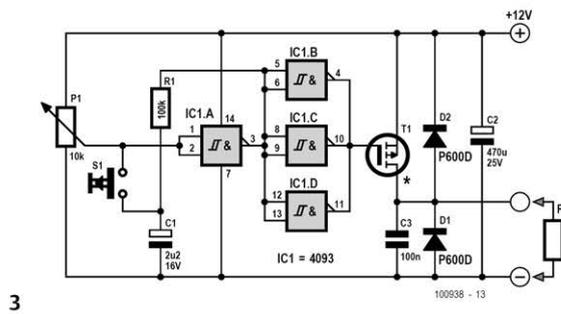
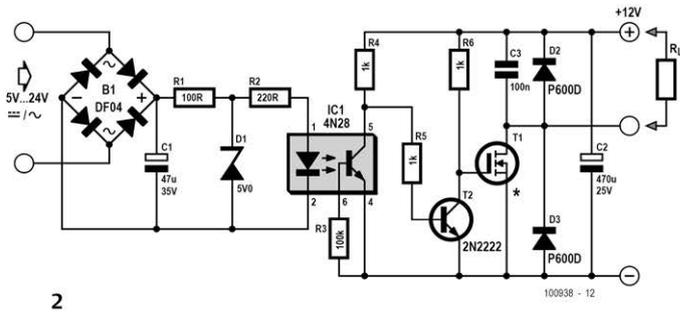
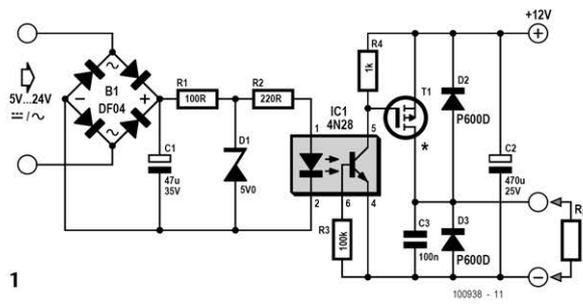
Durch die hier vorgestellten Solidstate-Relais können Gleichströme in der Größenordnung von 10 bis 60 A fließen, die Schaltzeiten sind sehr kurz. Die Bilder zeigen vier Versionen, die Lasten monostabil oder bistabil entweder nach Masse (high side switching) oder nach Plus (low side switching) schalten. Bei den monostabilen Versionen sind Last- und Steuerkreis galvanisch getrennt, die steuernde Gleich- oder Wechselspannung kann 5...24 V betragen. In den bistabilen Ausführungen, bedienbar mit einpoligen Drucktastern, halten einfache Logik-Bausteine die Schaltzustände fest.

Bei den monostabilen Ausführungen bewirkt Brückengleichrichter B1, dass die Polarität einer steuernden Gleichspannung beliebig ist, eine steuernde Wechsel-

spannung wird gleichgerichtet. R1, R2 und D1 begrenzen den Strom, der durch die LED des Optokopplers IC1 fließt. Die Basis des internen Fototransistors liegt über R3 an Masse, der Emitter ist unmittelbar mit Masse verbunden.

Wenn die Last zwischen dem Ausgang und Masse liegt (Bild 1), wird das Gate des P-Kanal-MOSFETs vom Kollektor des Fototransistors gesteuert. Liegt die Last zwischen dem Ausgang und Plus (Bild 2), invertiert T2 das Signal des Fototransistors, bevor es zum Gate des N-Kanal-MOSFETs gelangt. Die MOSFETs werden durch C2, C3, D2 und D3 geschützt, falls induktive oder kapazitive Lasten zu schalten sind.

Die Ausgangsstufen der bistabilen Versionen sind mit den monostabilen Versionen identisch. Auch dort schaltet ein P-Kanal-MOSFET die Last nach Plus (Bild 3), während ein N-Kanal-MOSFET die Last an Masse legt (Bild 4). Gatter IC1A hat die Funktion eines einfachen Monoflops. Trimpoti P1 muss so eingestellt werden, dass das Monoflop bei jedem Druck auf Taster S1 umschaltet. In Bild 3 steuern die Gatter IC1B, IC1C und IC1D das Gate des P-Kanal-MOSFETs, die Last wird dort nach Plus geschaltet. In Bild 4 invertiert Gatter IC1B das Signal des Monoflops IC1A. Das invertierte Signal steuert über IC1C und IC1D den



Strom	N-MOSFET	P-MOSFET
10 A	IRFZ24	IRF9540
30 A	IRFZ44	IRF5210
60 A	IRF2804	SUP75P03-07

N-Kanal-MOSFET, der die Last nach Masse schaltet.

Beim Einschalten der Betriebsspannung verhalten sich die beiden bistabilen Versionen inaktiv.

In der Liste sind nur einige geeignete MOS-FET-Typen aufgeführt. Die MOS-FETs sollen möglichst niedrige Durchlasswiderstände ($R_{DS(on)}$) haben, damit die Verluste niedrig bleiben, das dV/dt -Verhalten soll eventuellen komplexen Lasten Rechnung tragen.

Platinen für Solid-state-Relais müssen so dimensioniert werden, dass die zu schaltenden Ströme die Kupferbahnen nicht überlasten. Die Kupferauflage ist in der Regel $35 \mu\text{m}$ stark (das ist Standard), der Widerstand einer Leiterbahn in Ω beträgt dann $48 \cdot 10^{-5} \cdot L / B$, wobei L die Länge und B die Breite in mm sind.

Am Rande sei noch vermerkt, dass drei parallel geschaltete P-Kanal-MOSFETs des Typs SUP75P03-07 gut 200 A und mehr schalten können!

Weblink

[1] www.elektor.de/100938

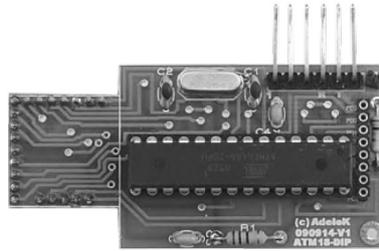
Grégory Ester (F)

Normalerweise ist es unmöglich, dass der im ATM18-Projekt (eine Kooperation des „ComputerClub2“ und Elektor) eingesetzte Mikrocontroller beim Programmieren der Fuse-Bits Schaden nimmt. Allerdings lässt sich eine versehentlich falsche Konfiguration nicht absolut ausschließen. In solchen Fällen kostet es meistens viel Zeit, den Mikrocontroller zu neuem Leben zu erwecken. Hinzu kommt, dass die notwendigen Geräte nicht immer zur Verfügung stehen. Wenn man im Fall der Fälle

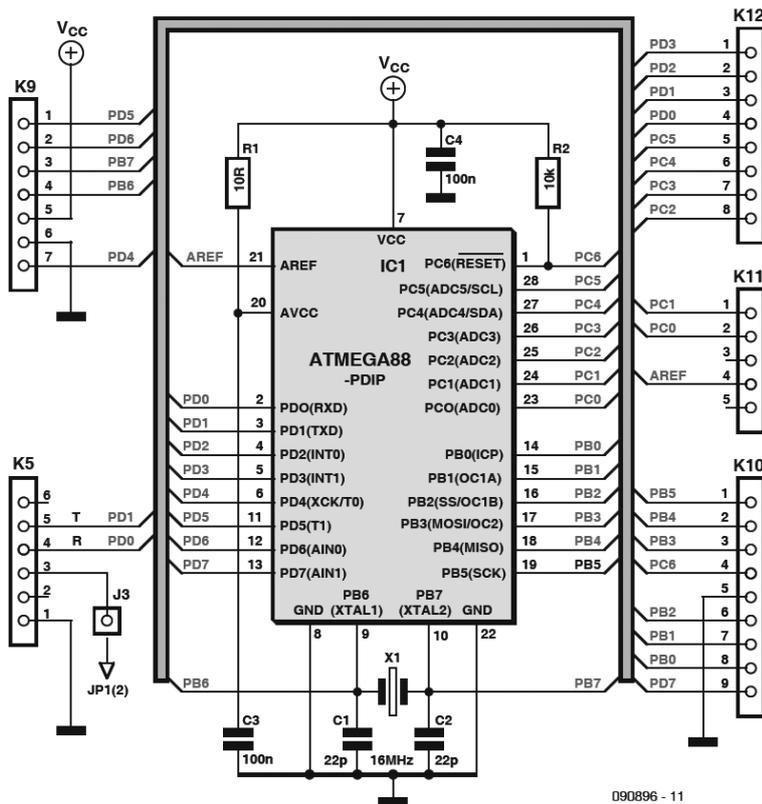
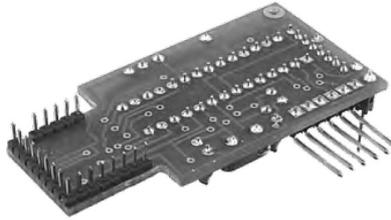
nicht die komplette Mikrocontroller-Platine neu beschaffen muss, sondern nur den darauf befindlichen Chip, bleibt der Schaden begrenzt. Der ATmega88-20 PU kostet nur zwei bis drei Euro, während eine komplette neue Platine mit 12,50 Euro zu Buche schlägt. Voraussetzung ist, dass wir den (SMD-)Controller durch eine Ausführung im DIP-Gehäuse ersetzen.

Eine entsprechende Platine ist bei Elektor bestellbar (www.elektor.de/090896).

Eine Einschränkung besteht dann darin, dass die DIP-Ausführung über nur sechs ADC-Kanäle verfügt, während die Ausführung im TQFP-Gehäuse acht ADC-Kanäle anbietet. Abgesehen von diesem nur selten wichtigen Unterschied sind beide Varianten identisch. Bei der Modifikation ist Folgendes zu beachten:



- Der Steckverbinder K12 wird nach oben verlegt.
- Wenn der USB-Port die Stromversorgung übernimmt, muss das USB/RS232-Kabel (TTL) auf die gleiche Weise am ATM18-DIP wie an der Steckplatine angeschlossen werden. Außerdem sind J3



090896 - 11

(ATM18-DIP) und Pin 2 von JP1 (auf der Steckplatine) miteinander zu verbinden.

Im Endprodukt hat wahrscheinlich die kompakte TQFP-Ausführung Vorrang.

Während der Systementwicklung ist der ATM18-DIP sicher eine gute Alternative.

155 Steckbrett-Experimentierplatine

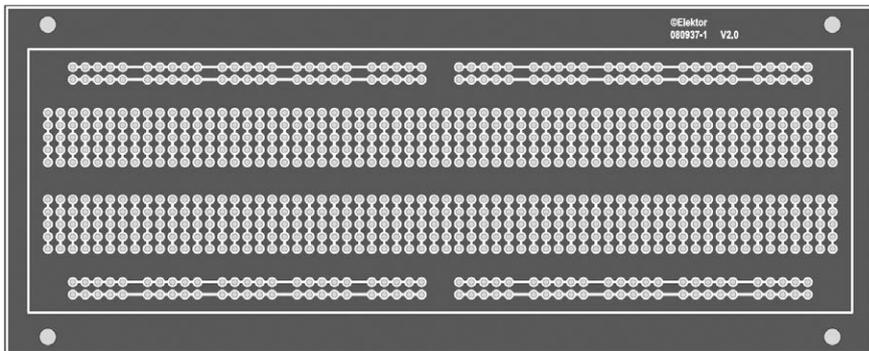
Idee von Luc Heylen (B)

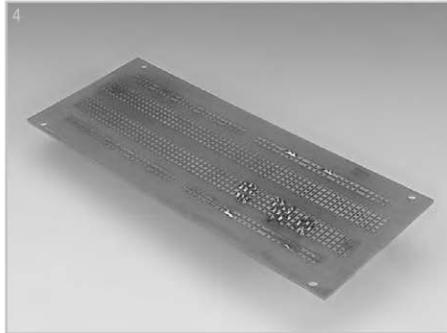
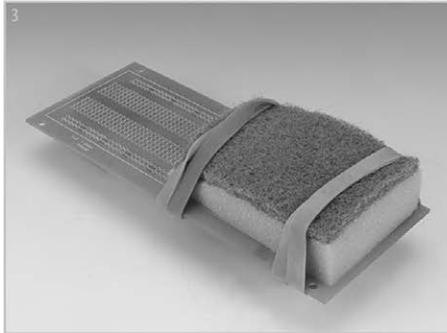
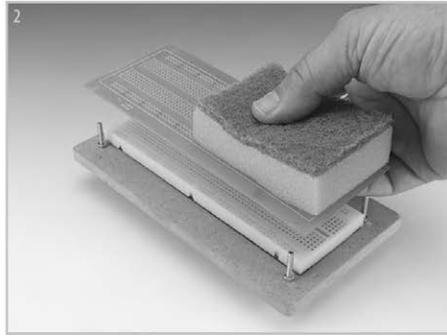
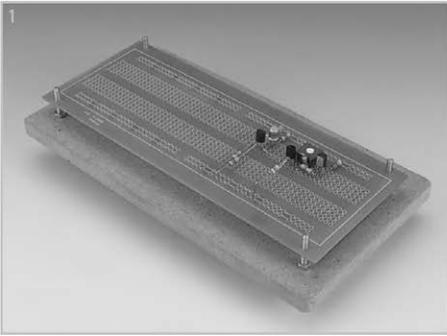
Für schnelle Versuchsaufbauten ist ein Experimentier-Steckboard sehr nützlich. Ein solches Steckbrett besteht aus einer relativ dicken Kunststoffplatte mit Lochreihen, wobei in der Kunststoffplatte eingebettete Metall-Klemmstreifen die Löcher verschiedener Reihen miteinander verbinden. Meist befinden sich an den Seiten ein paar Reihen über die gesamte Länge der Platte, die für die Stromversorgung verwendet werden. Mit dieser Anordnung von Löchern und Streifen können alle Arten von elektronischen Bauteilen (einschließlich ICs) direkt in das Steckbrett

gesteckt mit kurzen Drahtstücken zu einer Schaltung verbunden werden.

Diese Brettchen sind in jedem Labor unverzichtbar und auch effizient und zuverlässig zu verwenden, wenn man sie beizzeiten austauscht und die geringe HF-Tauglichkeit berücksichtigt.

Wer regelmäßig mit einem Steckbrett arbeitet, steht oft vor dem Problem, dass die auf dem Steckbrett erfolgreich aufgebaute und getestete Schaltung noch einmal „richtig“ aufgebaut werden soll, damit man sie längere Zeit verwenden kann. Wenn nur ein oder zwei Stück gebraucht





werden, lohnt sich ein Platinenlayout einschließlich Prototypenfertigung meist nicht. Ein Aufbau auf Lochraster ist dann meist der nächste Schritt. Der Autor hat sich nun ein System ausgedacht, das es ermöglicht, den Aufbau auf dem Steckbrett praktisch direkt auf eine Lochrasterplatine zu übertragen. Der Schlüssel zum Erfolg ist eine spezielle Platine, die eine Kopie des Steckbretts darstellt: Gleiche Abmessungen, gleiche Lochanordnung und gleiche Leiterstreifen (Leiterbahnen) wie beim Steckbrett. Diese Platine wird einfach wie eine Schablone auf das Steckbrett aufgesetzt, so dass man die Bauteile und die Drahtverbindungen durch die Platine – aber im Prinzip wie gewohnt – in das Steckbrett steckt (Foto 1).

Lediglich die Anschlussdrähte müssen wegen der zwischen Bauteil und Steckbrett liegenden Platine ein klein wenig länger gehalten werden, und für die ICs sollte man eine Fassung mit extra langen Pins (Wire-Wrap-Fassung) verwenden.

Die elektrischen Verbindungen werden nach wie vor durch das Steckbrett hergestellt, so dass man für den Versuchsaufbau nicht zu löten braucht.

Der Clou kommt aber, wenn die Schaltung ausgetestet ist und so gut funktioniert, dass Sie die Schaltung gerne auf der Platine aufbauen – beziehungsweise behalten – möchten. Sie haben ja schon einen Aufbau auf Platine und Steckbrett. Wenn Sie das

Steckbrett entfernen, bleibt der Schaltungsaufbau auf der Platine erhalten. Dazu geht man wie folgt vor:

Drücken Sie einen Schwamm oder einen mit Styropor-Teilchen gefüllten Beutel von oben auf die Bauteile der Platine (Foto 2) und drücken sie diese fest durch die Löcher der Platine (Foto 3). Jetzt können Sie die Platine mit den Komponenten aus dem Steckbrett ziehen, die Platine umdrehen und die Bauteilanschlussdrähte auf der Kupferseite wie bei einer normalen Platinenbestückung abschneiden und verlöten (Foto 4). Die Verbindungen durch die Kupferbahnen der Platine sind nun genau die gleichen wie zuvor die durch die Klemmfedern auf dem Steckbrett. Um mit der Kombination aus Steckbrett und Platine einfach und stabil arbeiten zu können, ist es eine gute Idee, das Steckbrett auf einer Holzplatte mit vier langen M3-Schrauben festzuschrauben,

wobei die Schrauben auch genau in die Ecklöcher der Platine passen. Auf diese Weise können Sie die Platine präzise und sicher auf dem Steckbrett montieren.

Die gezeigte Platine ist für das Steckbrett SD12N von Velleman [1] entwickelt worden. Beachten Sie, dass es durchaus ähnlich aussehende Steckboards gibt, die aber etwas abweichende Abmessungen und auch andere Abstände zwischen Lochreihen haben und deshalb mit der gezeigten Platine nicht verwendet werden können.

Weblinks

[1] www.elektor.de/080937

[2] www.velleman.be/product/view/?lang=de&id=40573

Downloads & Produkte

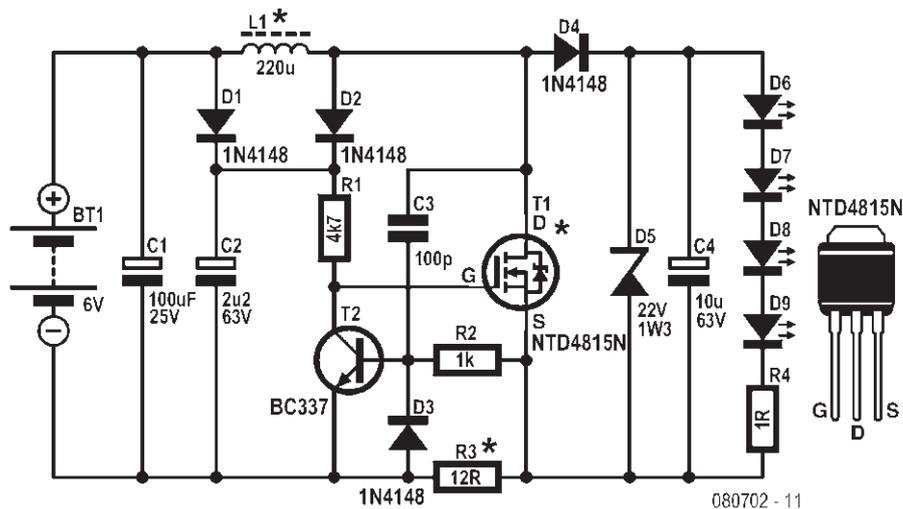
Platine

080937-1, siehe www.elektor.de/080937

Ian Field (United Kingdom)

Vorweg: Die hier gezeigte Schaltung basiert auf einer interessanten Art der Steuerung eines Flyback-Konverters durch den Spannungsabfall an einem Stromfühler-Widerstand, die von Andrew Armstrong im Juli 1992 in der mittlerweile nicht mehr existenten Elektronik-Zeitschrift „ETI“ veröffentlicht wurde.

Die vom Autor überarbeitete Schaltung ist sehr einfach: Beim Einschalten fließt ein so geringer Ladestrom durch C4, dass der Spannungsabfall an R3 nicht dazu ausreicht, T2 durchzusteuern. Über D1 und R1 liegt eine genügend große Spannung am Gate von T1, so dass dieser durchschaltet.



Sofort fängt der Strom durch L1 an zu steigen. Irgendwann ist der Spannungsabfall über R3 groß genug, um T2 über R2 aufzusteuern, wodurch über dessen Kollektor die Spannung am Gate von T1 gegen Masse gezogen wird. Dann sperrt T1. Jetzt wird die in L1 gespeicherte Energie wirksam: die Spannung an der Spule kehrt sich um, addiert sich zur Spannung der Batterie, und durch D4 und die LEDs kann ein Strom fließen. Außerdem lädt sich C4 auf die Ausgangsspannung, die sich aus dem Spannungsabfall an den LEDs und an R1 zusammensetzt. Da dieser so genannte Flyback-Stromimpuls auch über R3 fließt, sorgt dessen Spannungsabfall dafür, dass T2 solange durchgeschaltet und T1 solange gesperrt bleibt, bis die Energie aus L1 über die LEDs entladen wurde. Dann beginnt dieses Spiel von vorne.

Die Mitkopplung über C3 sorgt für stabile Oszillation und für steile Flanken, was Schaltverluste minimiert. Die Kombination aus D1, D2 und C2 erhöht durch Boot-

strapping die Steuerspannung von T1, womit ein niedriger $R_{DS(on)}$ erreicht wird, was ab einer U_{GS} von 8 V der Fall ist. Bei vier ultrahellen roten LEDs kommt man auf einen Spannungsabfall (Flussspannung) von etwa 8,8 V, der auch – sehr passend – die maximal mögliche U_{GS} auf diesen Wert begrenzt.

Noch ein paar Anmerkungen: Für T1 eignen sich MOSFETs mit besonders niedrigem $R_{DS(on)}$. Der angegebene Typ erreicht einen Wert vom 15 mΩ (bei $U_{GS} = 10$ V). Solch niedrige Widerstände sind empfehlenswert, auch wenn der maximale I_D von 35 A bei weitem nicht erreicht wird. Wer das letzte an Effizienz herauskitzeln will, der kann für D2 und D4 auch Schottky-Dioden einsetzen. Zwar ist auch eine BAT85 mit 4 ns nicht viel schneller als eine Diode vom Typ 1N4148, aber die geringere Schwellenspannung kann die Verluste etwas verringern.

Z-Diode D5 ist eine Vorsichtsmaßnahme, falls die Schaltung einmal ohne angeschlossene LEDs betrieben werden sollte. Ohne Last können bei Flyback-Konvertern recht hohe Spannungen entstehen, die T1 zerstören können. D5 verhindert hohe Spannungen auch dann zuverlässig, sollte sich im Betrieb eine Unterbrechung der LED-Verdrahtung ereignen. Die Z-Spannung von D5 kann im Bereich von 15...24 V gewählt werden. Dann klappt es sogar mit vier weißen LEDs, denn deren Betriebsspannung beträgt zusammen rund 13 V.

L1 ist eine 220- μ H-Spule mit einem Maximalstrom von 0,56 A, einem Durchmesser von 9 mm und niedrigem DC-Widerstand (Farnell # 8094837). Man sollte nicht versuchen, kleine Festinduktivitäten in Widerstandsbauforn einzusetzen. Selbst die dickeren Ausführungen brennen schon nach wenigen Sekunden durch, was auch zu Folgeschäden führen kann.

5-mm-LEDs arbeiten mit einem Nominalstrom von 20 mA, der mit einem Widerstand von 12 Ω für R3 bei vier roten LEDs in Serie erreicht wird. Fünf rote LEDs benötigen 10 Ω , für vier weiße LEDs sind 6,8 Ω zu empfehlen. R4 dient als 1- Ω -Messwiderstand für den LED-Strom (1 mV Spannungsabfall pro 1 mA LED-Strom). Falls der LED-Strom nicht stimmt, kann man dann den Wert von R3 anpassen.

Der Wirkungsgrad hängt stark vom Strom ab, der wiederum Einfluss auf die Schaltfrequenz hat. Der Prototyp erreichte bei

10 mA an vier weißen LEDs gut 170 kHz - mehr sollte man einem normalen Elko auch nicht zumuten. Mit drei weißen LEDs bei 30 mA verringerte sich die Schaltfrequenz auf 130 kHz und der Wirkungsgrad stieg auf 75 %.

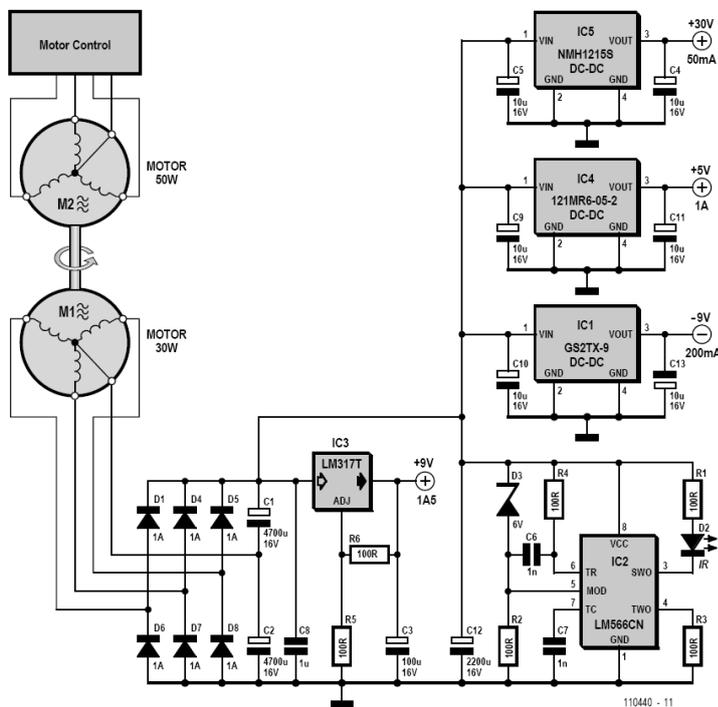
Die Schaltung ist einfach genug, um sie auf einer Lochrasterplatine so kompakt aufzubauen. Eventuell passen sogar zwei davon in ein normales Lampengehäuse. Man kann die Elektronik aber auch in ein (passendes) Batteriegehäuse mit einbauen und ist so flexibler bei der Wahl des Lampengehäuses. Beim Einbau der LEDs muss man das vorhandene Loch für das Glühbirnchen normalerweise etwas aufweiten (feilen), damit vier LEDs hineinpassen. Diese befestigt man dann am Besten mit etwas Heißkleber. Wer mechanisch talentiert ist, der kann eine schöne kompakte Einheit aus den Batterien (oder Akkus), der Elektronik und den in einen Reflektor eingebauten LEDs konstruieren, die sich gut abnehmen und sicher an geeigneter Stelle des Fahrrads anbringen lässt. Der Autor baute eine Einheit mit einem 6-V-Akku und einer Kapazität von 1,3 Ah, was eine lange Betriebszeit ermöglicht, ohne permanent nachladen zu müssen. Man sollte aber auf jeden Fall eine Tiefentladung des Akkus vermeiden.

Wichtiger Hinweis: Die Beleuchtung von Fahrrädern ist national unterschiedlich gesetzlich geregelt. In Deutschland zum Beispiel ist der Betrieb solcher Eigenkonstruktionen an Fahrrädern nicht gestattet.

Jac Hettema (NL)

Messungen müssen manchmal auch in ungewöhnlichen Umgebungen erfolgen. So musste der Autor einmal Erschütterungen und Materialspannungen an einem Stromaufnehmer erfassen, der mit einer Wechselspannung von 25 kV arbeitete. Interessanterweise war das größte Problem dabei die Konstruktion der Stromversorgung für die Messelektronik. Auf-

grund des Energieverbrauchs von 30 W verbot sich der Einsatz von Akkus, da die Messungen über längere Zeit durchgeführt werden sollten. Die naheliegendste Lösung wäre ein Trenntrafo, doch bei den 25 kV hat man es mit periodischen Spitzenspannungen von gut 40 kV zu tun, wenn man noch etwas Sicherheitsreserve einkalkuliert. Außerdem muss alles, was



mit einer Hochspannungsleitung verbunden ist, auch gegen Blitzeinschlag gesichert sein.

Resultat dieser Überlegungen ist, dass das Netzteil eine Prüfspannung von 150 kV aushalten muss, was eine nicht geringe Anforderung an die Isolation darstellt.

Nach intensiver Suche konnte nur ein einziger Lieferant für einen 50-VA-Trafo mit 230-V-Primär- und 12-V-Sekundärspannung bei 25 kV Isolationsspannung gefunden werden.

Aus diesem Grund fiel die Entscheidung zugunsten eines dynamischen Systems aus, das dafür etwas verschleißanfälliger war. Das System bestand aus einem 50-W-Drehstrom-Motor, der über eine isolierende Achse mit einem 30-W-Drehstrom-Motor gekoppelt war, der als Ge-

nerator betrieben wurde. Die Energie für die Messelektronik und den Daten-Logger wurde also elektromechanisch übertragen.

Die hohe Drehzahl des dreiphasigen Generators ergibt mit Vollweggleichrichtung eine sehr stabile Gleichspannung. Die Netzteilelektronik konnte deshalb recht simpel ausfallen. Die zentrale 9-V-Schiene wird durch den einstellbaren Spannungsregler IC3 erzeugt. Für die weiteren Hilfsspannungen von +5 V, +30 V und -9 V wurden kleine DC/DC-Konverter (IC1, IC4, IC5) eingesetzt. Der spannungsgesteuerte Oszillator IC2 lässt die LED blinken und signalisiert damit, dass Betriebsspannung vorhanden ist.

158 Wobbel den Funktionsgenerator

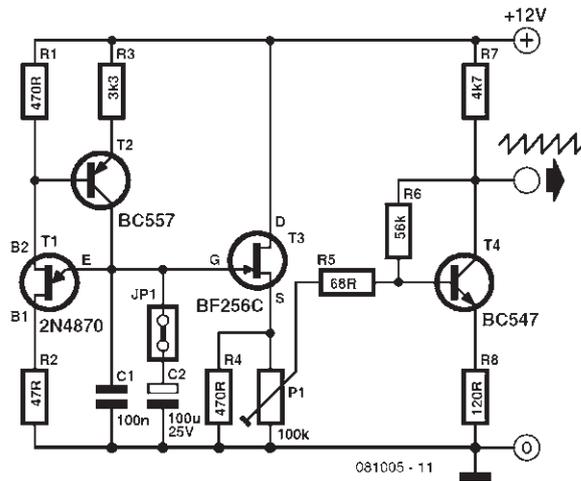
Holger Bruns (D)

Funktionsgeneratoren mit dem XR2206 zeichnen sich immer noch durch ein exzellentes Aufwand/Nutzen-Verhältnis aus, und das IC ist nach wie vor gut erhältlich. Wenn kein Wobbelgenerator eingebaut ist, genügt eine kleine externe Schaltung zum Wobbeln. Das Ganze funktioniert auch ohne Wobbeleingang; die Schaltung wird dann anstelle des Frequenzeinstell-Potis eingesetzt.

Es handelt sich um einen klassischen Sägezahn-Oszillator mit einem Unijunction-Transistor (UJT), der durchschaltet, wenn über seinem Basisanschluss die

Durchbruchsspannung erreicht ist. Der Kondensator C1 wird dann schlagartig entladen. Damit seine Spannung beim Laden (und damit die Rampe des Sägezahns) linear ansteigt, erfolgt die Ladung aus einer Konstantstromquelle (mit dem BC557). Das Signal wird mit einem FET (BF256C) hochohmig ausgekoppelt.

Zur Anpassung an den Wobbeleingang des XR2206-Funktionsgenerators ist eine Ausgangsstufe (mit dem BC547) vorgesehen, wobei sich der Wobbelhub mit dem Trimpoti P1 einstellen lässt. Während des Abgleichs ist eine höhere Frequenz



des Sägezahngenerators durch Entfernen des Jumpers JP1 bei C2 sinnvoll, damit man mit dem Oszilloskop besser messen kann. Nach dem Abgleich wird der Jumper wieder aufgesteckt. Der 100-µF-Elko sorgt dann für eine deutlich niedrigere Wobelfrequenz, die sich bei Bedarf mit einem anderen Wert für C2 ändern lässt.

Die Bauteile haben vermutlich die meisten Elektroniker in der Bastelkiste liegen. Und falls nicht: Der UJT ist noch im Han-

del erhältlich (bei RS Components). Den BF256C kann man durch einen anderen N-Kanal-JFET für kleine Signale ersetzen.

Als UJT sind auch die Typen 2N2646 (Reichelt) und 2N2647 (RS-Components) geeignet. Wer einen XR2206-Funktionsgenerator bauen möchte, der findet bei Elektor eine vielfach bewährte Bauanleitung, die kostenlos downloadbar ist.

Entschwefeler für Bleiakkus 159

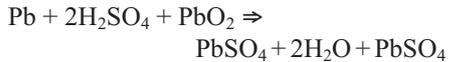
Christian Tavernier (F)

Die Lebensdauer des Akkus im Auto oder Motorrad ist oft erheblich kürzer, als Marke und Preis erwarten lassen. Für die Lebensdauer von Blei-Akkumulatoren sind

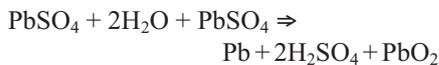
mehrere Faktoren verantwortlich. Für das allmähliche Dahinsiechen gibt es aber eine Ursache Nummer Eins: Die so genannte Sulfatierung der Elektroden. Was

es damit auf sich hat, lässt sich mit der Elektrochemie erklären.

Beim Entladen, also bei der Entnahme elektrischer Energie, findet in Bleiakku folgende chemische Reaktion statt:



In Worten ausgedrückt: Das Blei einer Elektrode und das Bleidioxid der anderen Elektrode reagieren mit der Schwefelsäure, in der beide Elektroden eingetaucht sind. Bei der chemischen Reaktion entstehen Bleisulfat und Wasser. Wird der Bleiakku geladen, dann wird ihm elektrische Energie zugeführt. Während dieser Phase läuft die umgekehrte chemische Reaktion ab:

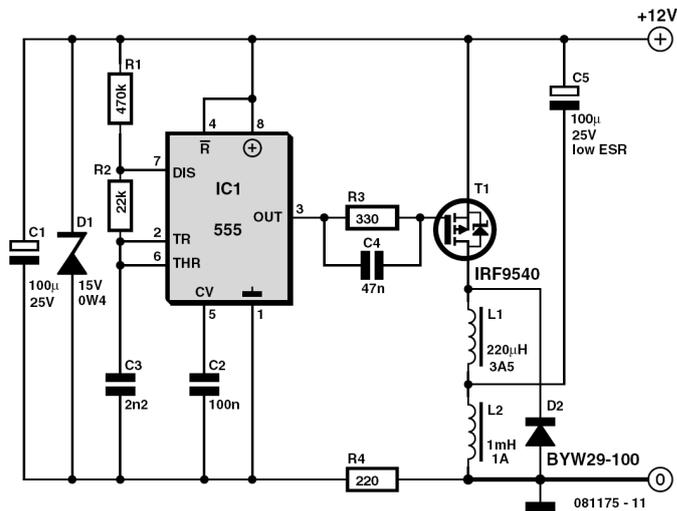


Durch den elektrischen Strom werden jetzt Bleisulfat und Wasser in Blei, Schwefelsäure und Bleidioxid umgesetzt. Theoretisch ist die Reaktion der beteiligten Stoffe perfekt umkehrbar, anders wären die vielen Lade- und Entladezyklen im Lauf eines Akkulebens nicht denkbar. Doch mit der Zeit und zunächst unbemerkt verläuft die zweite Reaktion nicht mehr vollständig. Das Bleisulfat wird nicht mehr restlos rückgewandelt, so dass sich Rückstände an den Akku-Elektroden festsetzen. Leider hat Bleisulfat die unangenehme Eigenschaft, schlecht zu leiten und sich dort anzuhäufen, wo es sich einmal niedergeschlagen hat. Die zunehmende Konzentration von Bleisulfat wird Sulfatierung genannt. Die Sulfatierung ist ein schleichtender, kumulativer Prozess, der lang-

sam beginnt und sich erst allmählich bemerkbar macht. Wenn die Sulfatierung eines Bleiakku weit vorangeschritten ist, lässt sich der Akku auf dem üblichen Weg nicht mehr vollständig laden. Wegen der schlechten Leitfähigkeit des Bleisulfats steigt der Innenwiderstand des Akkus an, so dass der Ladestrom sinkt. Das bedeutet, dass der Wirkungsgrad der beim Laden ablaufenden chemischen Reaktion ebenfalls niedriger ist. Auf der Elektrode sammelt sich weiteres Bleisulfat an, der Effekt verstärkt sich selbst.

Es existiert zwar ein Verfahren, mit dem das Bleisulfat entfernt werden kann, solange es noch nicht zu spät ist, doch das Verfahren ist aufwändig und umständlich, und ferner sind daran recht gefährliche aggressive Chemikalien beteiligt. Hinzu kommt, dass die meisten Bleiakku als geschlossene Systeme konstruiert sind und nicht ohne Beschädigung geöffnet werden können.

Mit dem Entschwefeler für Bleiakku, den wir hier vorstellen, können Sie Ihren Akku elektronisch desulfatieren. Für die elektronische Entschwefelung gilt, dass der Erfolg größer sein wird, wenn Sie mit der Behandlung frühzeitig beginnen. Das Verfahren der elektronischen Desulfatierung stützt sich auf amerikanische Studien, die ergaben, dass sich die Bleisulfat-Kristalle durch „Ionenagitation“ allmählich lösen lassen. Dazu müssen dem Akku kurze, aber recht starke Stromimpulse zugeführt werden. Falls Sie dieses Verfahren noch skeptisch betrachten, können Sie es ohne hohes finanzielles Risiko erproben, denn der Aufwand hält sich in Grenzen. Die hier vorgestellte Schaltung lehnt sich an die zahlreichen Anleitungen



und Vorschläge an, die wir im Internet fanden. Die Websites waren meistens auf der anderen Seite des Atlantiks angesiedelt. Die Desulfatierung von Bleiakku scheint insbesondere in den USA sehr populär zu sein.

Die Schaltung erinnert an einen Spannungsbooster oder an ein Schaltnetzteil. Der Timer 555 (IC1) arbeitet hier als Impulsoszillator mit einer Frequenz von mehreren Kilohertz. Die Impulse sind zunächst noch zu leistungsschwach, um MOSFET T1 zu öffnen. Dadurch kann sich Elko C5 über Induktivität L2 auf die Akkuspannung aufladen. Wenn T1 – gesteuert von den Timer-Impulsen – für sehr kurze Zeit leitet, entlädt sich C5 schlagartig über die Induktivität L1. Sobald T1 sperrt, kann der Entladestromstoß nicht mehr über L1 und T1 fließen, er muss den Umweg über Diode D2, Masse und den Akku nehmen. Wenn Elko C5 von guter Qualität ist und die Leitungen zum Akku kurz und verlustarm sind (hoher Quer-

schnitt!), können die kurzen Stromstöße Werte in der Größenordnung 5...10 A erreichen. Trotzdem nimmt die Schaltung nur etwa 40 mA auf, denn das Timer-IC wird nur wenig belastet.

Der Schaltungsaufbau auf der Platine mit dem von uns entworfenen Layout ist einfach. Die Auswahl der Bauelemente hat erheblichen Einfluss auf den Erfolg der Desulfatierung. Die Induktivitäten sind nicht gegen andere Typen oder Werte austauschbar, sie sind beispielsweise bei RS Components unter den Artikelnummern 228-422 (für L1) und 334-9207 (für L2) erhältlich. Für Diode D2 wird der in der Stückliste angegebene Typ dringend empfohlen. Sollte diese Diode nicht beschaffbar sein, muss ein ebenfalls ultraschneller Ersatztyp gefunden werden. Elko C5 hat hier eine besonders wichtige Funktion. Geeignet sind nur Typen mit niedrigem inneren Reihenwiderstand (Low ESR), wie sie in Schaltnetzteilen Verwendung finden. Aus dem Platinenlayout ist bereits er-

Stückliste

Widerstände

R1 = 470 k
R2 = 22 k
R3 = 330 Ω
R4 = 220 Ω

Kondensatoren

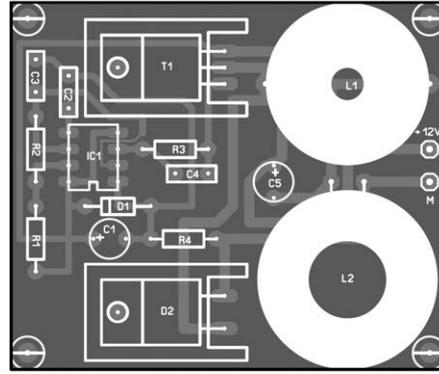
C1 = 100 μ/25 V
C2 = 100 n
C3 = 2,2 n
C4 = 47 n
C5 = 100 μ/25 V, Low ESR

Induktivitäten

L1 = 220 μH/3,5 A
L2 = 1 mH/1 A

Halbleiter

D1 = Zenerdiode 15 V/0,4 W
D2 = BYW29-100
IC1 = NE555
T1 = IRF9540



kennbar, dass T1 und D2 auf U-förmige Kühlkörper für TO-220-Gehäuse montiert werden müssen. Wir empfehlen den Einbau der Schaltung in ein Metallgehäuse, es muss mit Masse verbunden werden. Anderenfalls würde die Schaltung ungehindert starke elektromagnetische Impulse in die Umgebung abstrahlen.

Die Leitungen zum Akku müssen möglichst kurz sein und einen Querschnitt von mindestens 2,5 mm² haben. Massive Akku-Polklemmen tragen ebenfalls zu einem möglichst niedrigen Übergangswiderstand zwischen Schaltung und Akku und damit zum Erfolg der Aktion bei.

Von einigen der Internetautoren wird empfohlen, den Akku während des Desulfatierens gleichzeitig zu laden, um einer

allmählichen Entladung vorzubeugen. Davon raten wir aber ab. Ein geladener Akku entlädt sich durch die 40 mA Stromaufnahme der Schaltung so langsam, dass ein Nachladen erst nach Tagen erforderlich ist. Ein Ladegerät belastet außerdem mit seiner niedrigen Ausgangsimpedanz die Stromimpulse des Entschwefelers und mindert damit die beabsichtigte Wirkung. Bevor Sie den Akku-Entschwefeler an den im Auto eingebauten Akku anschließen, müssen Sie den Akku mit mindestens einem der beiden Verbindungskabel (Plus oder Masse) vom Auto abkoppeln. Die zum Akku parallel liegenden Impedanzen würden die Wirkung der Schaltung ebenfalls schmälern, und die Impulse könnten auch die Bordelektronik beeinträchtigen.

Weblink

[1] www.elektor.de/081175

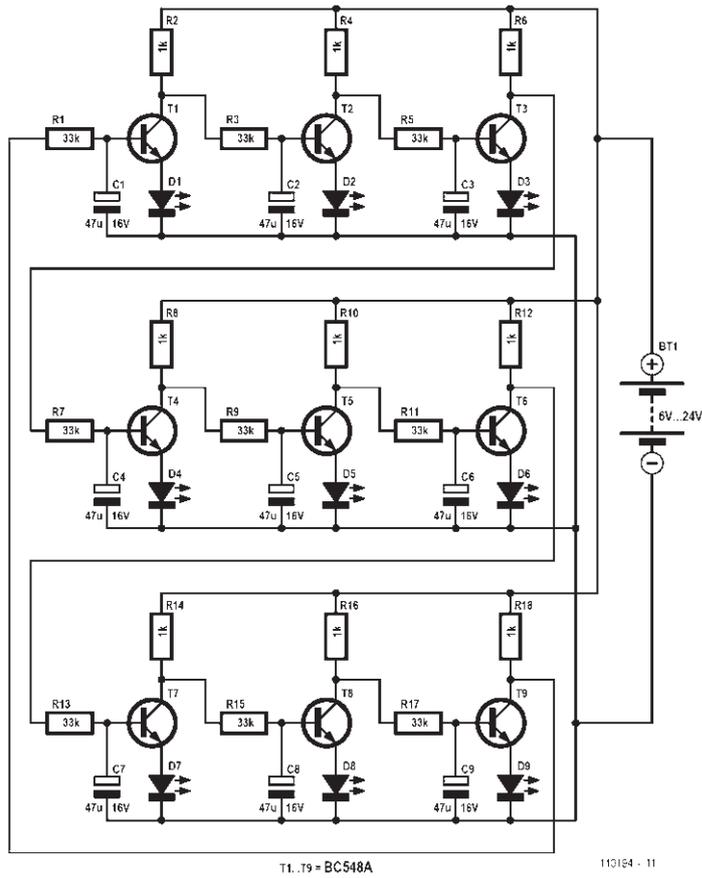
Downloads & Produkte

Platine
081175-1, siehe www.elektor.de/081175

Burkhard Kainka (D)

Die gezeigte Schaltung besteht aus neun hintereinander geschalteten invertierenden Transistorstufen mit einer LED zwischen Emitter und Masse, wobei der Ausgang der letzten Stufe mit dem Eingang der ersten Stufe verbunden ist. Das Prinzip

ist ähnlich wie bei dem vom Autor an anderer Stelle in diesem Buch (S. 39) beschriebenen Ringoszillator. Allerdings haben die einzelnen Stufen hier zusätzliche Verzögerungsglieder, die jeweils durch einen 33-k Ω -Widerstand und einen



47- μ F-Elko gebildet werden. Die Schaltung funktioniert mit jeder beliebigen ungeraden Zahl von LED-Stufen, also eben auch (wie gezeigt) mit neun LEDs. Die Schaltung schwingt sicher an und überträgt durch ihr Blinkverhalten. Wenn man nur zwei LEDs betrachtet, sieht es aus wie ein Wechselblinker. Im Wesentlichen sieht man immer eine leuchtende

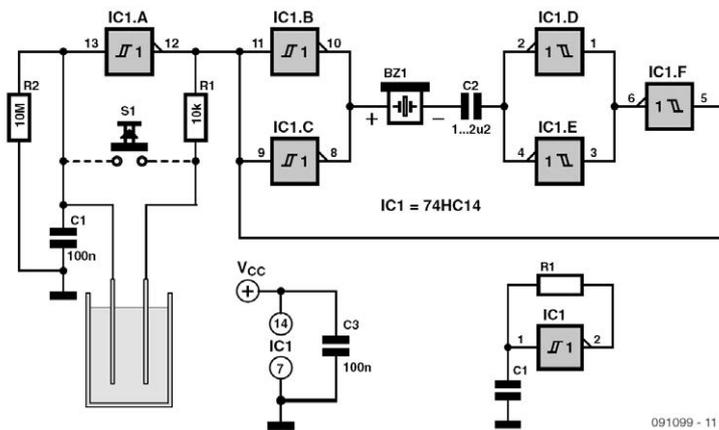
LED neben einer dunklen LED. Aber im schnellen Kreislauf wechseln die Zustände. Eine Störung läuft im Kreis herum. Wie das aussieht, kann man in einem YouTube-Video sehen:

www.youtube.com/user/bkelektronik#p/u/1/-U_vAx_EK_M

Roland Heimann (D)

Mit dem Flüssigkeitsindikator LM1830 von National Semiconductor gibt es zwar ein Spezial-IC für diese Anwendung, das aber den Nachteil einer relativ hohen Betriebsspannung und eines ebensolchen Stromverbrauchs hat. Außerdem muss es erst einmal beschafft werden, was bei Kleinststückzahlen weder einfach noch

kostengünstig ist. Die hier vorgestellte Schaltungsalternative verwendet ein preiswertes Standard-CMOS-IC 74HC14, funktioniert schon ab 3 V und verbraucht im Ruhezustand (Überwachungsmodus) weniger als 1 μ A, so dass ein Batteriebetrieb problemlos möglich ist.



Der 74HC14 ist ein Inverter mit einer Hysterese. Wie im Bild gezeigt, erhält man durch die Beschaltung mit einem Kondensator (C1) und einem Rückkopplungswiderstand (R1) einen einfachen Rechteckoszillator.

In der Wasseralarm-Schaltung besteht der Rückkoppelwiderstand aus R1 und dem Wassersensor. Durch R1 wird auch verhindert, dass der Eingang und der Ausgang des Inverters kurzgeschlossen werden können. Der zusätzliche Widerstand R2 definiert den Eingangspegel des Inverters, wenn der Sensor nicht im Wasser ist.

Ein offener (schwebender) Eingang verursacht nämlich einen höheren Stromverbrauch.

Die Treiberschaltung für den Piezoschallgeber BZ1 besteht aus IC1.B bis IC1.F. Der Kondensator C2 verhindert, dass im Ruhezustand (Überwachungsmodus) ein Gleichstrom fließt, auch das verringert den Stromverbrauch.

Anstelle des Wassersensors kann auch ein Taster (Mikroschalter) eingebaut werden, um einen Alarm auszulösen.

LEDifizierer

Mobile 3-Watt-LED-Leuchte

162

Jürgen Stannieder (D)

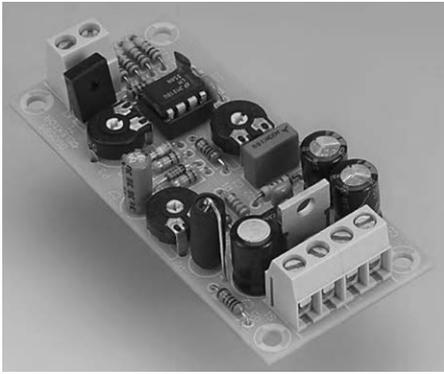
Eine Taschenlampe mit Glühbirnen ist so aufregend wie ein Auto mit Vierzylindermotor. Schick ist anders: Was beim Auto das Wörtchen „Hybrid“, ist bei mobilen Leuchten das Akronym „LED“. Lampen mit LEDs sind nicht nur modern, sondern bei gleicher Leistung gegenüber der altmodischen Glühwendelversion ungleich heller und somit effektiver. Zwar kommt man mit den üblichen 70 mW weißer 5-mm-LEDs nicht weit, doch gibt es mittlerweile preiswerte Halbleiterleuchtmittel mit 1 W und mehr. Was also hindert den findigen Elektroniker, vorhandene Lampen nachzurüsten? Wo viel Licht ist, da ist auch Schatten: Die Dark Side of

Eigenschaften

- versorgt drei 1-W-LEDs mit 4,8 V
- Wirkungsgrad > 80 %
- Helligkeit unabhängig von Akkuspannung
- Schutz vor Tiefentladung von Akkus

LEDs besteht darin, dass extra Elektronik nötig ist, denn LEDs kann man nicht einfach so an Akkus anschließen. LEDs haben einen niedrigen differentiellen Widerstand und brauchen einen definierten Strom. Das schlicht mit einem Vorwiderstand zu lösen, würde den Wirkungsgradvorteil der LEDs reduzieren. Außerdem würde die Helligkeit mit der Entladung der Akkus deutlich abnehmen. Die Schal-

267

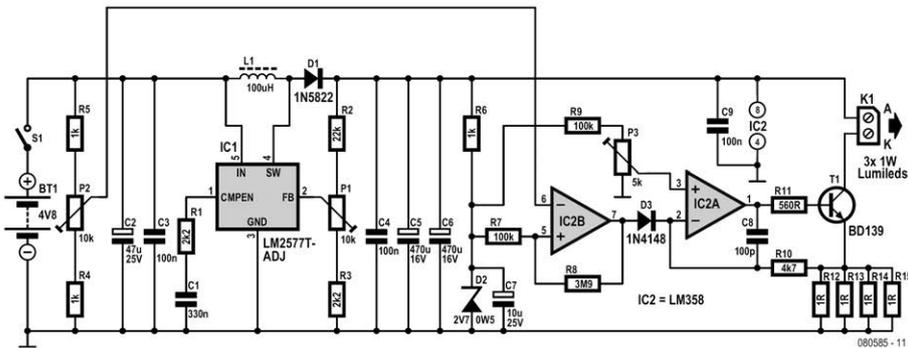


Die Funktion des LEDifizierers löst beide Aspekte: Ein Schaltregler sorgt für effizienten Betrieb, der unabhängig von Schwankungen der Akkuspannung ist, und eine einstellbare Stromquelle sorgt für stabile Betriebsbedingungen der angeschlossenen LEDs.

Kern der Schaltung ist der integrierte Schaltregler vom Typ LM2577T-ADJ [1]. Dieser einstellbare „Step-up-Converter“ verwandelt mit Hilfe der Speicherinduktivität L1 und der Freilaufdiode D1 die Eingangsspannung von 4,8 V in eine Ausgangsspannung von 10...12 V. Die 4,8 V stammen von vier in Serie geschalteten NiMH-Akkuzellen, und die 10..12 V sind

für eine Serienschaltung von drei weißen LEDs bekömmlich. Eine Hälfte des Dual-Opamps IC2 bildet eine einstellbare Stromquelle. Die andere Hälfte von IC2 sorgt dafür, dass die Stromquelle ausgeschaltet wird, sobald eine untere Spannungsschwelle der Akkus unterschritten wird, um Tiefentladung zu vermeiden.

Die Stromquelle rund um IC2A funktioniert wie folgt: D2 liefert eine Referenzspannung von 2,7 V. Demnach lässt sich mit P3 eine Spannung im Bereich 0...128 mV einstellen. IC2A steuert T1 nun so, dass an den vier Widerständen R12...R15 die gleiche Spannung wie am Schleifer von P3 anliegt. Durch die 0,25 Ω der parallelen 1- Ω -Widerstände ergibt sich damit ein Einstellbereich von fast null bis knapp über 0,5 A. Für die typischen 350 mA von 1-W-LEDs sollte daher an den Widerständen eine Spannung von 88 mV zu messen sein. Obwohl es sich beim verwendeten LM358 um einen Opamp handelt, dessen Eingangsspannungsbereich bis 0 V geht, liefert sein Ausgang minimal 0,6 V, weshalb auch bei Nullstellung von P3 einige wenige mA durch die LEDs fließen werden.



Stückliste

Widerstände:

R1,R3 = 2k2

R2 = 22 k

R4,R5,R6 = 1 k

R7,R9 = 100 k

R8 = 3M9

R10 = 4k7

R11 = 560 Ω

R12,R13,R14,R15 = 1 Ω

P1,P2 = 10 k, Trimpoti, klein, liegend

P3 = 5 k, Trimpoti, klein, liegend

Kondensatoren:

C1 = 330 n, MKT RM 5/7,5 mm

C2 = 47 μ /25 V, radial, RM 2,5 mm,

\varnothing max. 8,5 mm

C3,C4,C9 = 100 n, Keramik, RM 5 mm

C5,C6 = 470 μ /16 V, radial, RM 2,5 mm,

\varnothing max. 8,5 mm

C7 = 10 μ /63 V, radial, RM 2,5 mm,

\varnothing max. 6,5 mm

C8 = 100 p, Keramik, RM 5 mm

Induktivität:

L1 = 100 μ H, axial, senkrechte Monta-

ge, Typen: 5800-101 von Bourns mit

0,63 A/0,2 Ω (Digi-Key-Nr. M8290-ND),
B82111EC25 von Epcos mit 1 A/0,65 Ω
(Farnell-Nr. 9752102) oder MESC-101
von Fastron mit 1 A/0,65 Ω (Reichelt-Nr.
MESC 100 μ)

Halbleiter:

D1 = 1N5822

D2 = 2V7/0W5

D3 = 1N4148

T1 = BD139

IC1 = LM2577T-ADJ (Gehäuse
TO-220-5, gerade Pins, 5-polig)

IC2 = LM358 (DIP-8)

Außerdem:

K1 = 2-polige Schraubklemme für Pla-

tinmontage, RM 5 mm

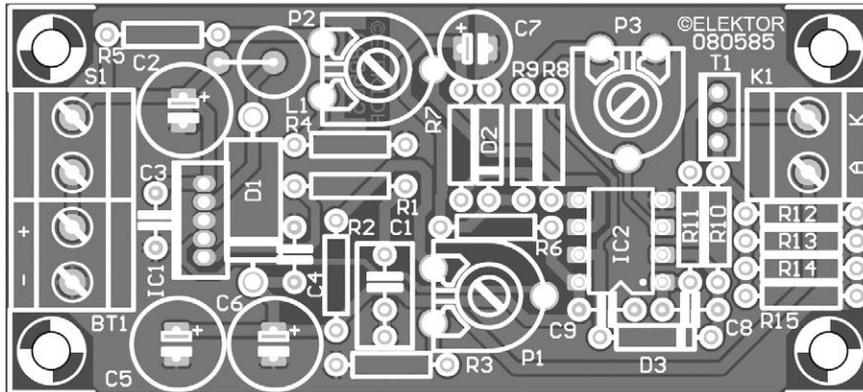
S1 = einpoliger Schließer

BT1 = Batteriehalter für 4 NiMH-Akkus*

3 x 1-W-Power-LED

Platine 080585-1

* siehe Text



Zum Beenden der Entladung vergleicht IC2B die von P2 gelieferte Spannung mit der Referenzspannung an D2. Ist die Spannung von P1 kleiner, dann wird der

Stromquelle über D3 ein viel zu hoher Strom vorgegaukelt, weshalb sie abschaltet. Da die Schaltung auch noch einige mA zieht, wenn der Tiefentladungsschutz an-

spricht, sind 1 V pro Zelle ein sinnvoller Abschaltwert. P2 sollte also so eingestellt werden, dass die LEDs erlöschen, wenn eine Spannung von 4 V unterschritten wird.

Der Einstellbereich von P2 reicht von ca. 3 V bis über 10 V. Man muss also nicht zwingend vier Akkus verwenden, sondern kann mit Anordnungen von drei bis sechs Zellen experimentieren. Mehr als sechs Akkus sollten bei drei angeschlossenen LEDs nicht in Serie geschaltet werden, da sonst die Eingangsspannung zu groß werden kann und die Schaltreglerfunktion beeinträchtigt, indem direkt Strom durch L1 und D1 fließt. Die Step-up-Funktion von IC1 setzt voraus, dass die hinter D1 liegende Ausgangsspannung größer als die Eingangsspannung davor ist und D1 normalerweise sperrt. Dann nämlich kann die beim Schalten in L1 gespeicherte Energie in Form höherer Spannung bei niedrigerem Strom über D1 in die Speicherkondensatoren C5 und C6 abgegeben werden. Dank der hohen Schaltfrequenz von rund 52 kHz ist die resultierende Ausgangsspannung sehr stabil und nur wenig wellig.

Da IC1 die Ausgangsspannung so einstellt, dass an Pin 2 genau 1,23 V anliegen, kann die Ausgangsspannung bei den angegebenen Werten für R2 und R3 mit P1 von 3,5 bis 19 V eingestellt werden. Eine 1-W-LED weist bei einem Nennstrom von 0,35 A einen typischen Spannungsabfall von 3,25 V auf. Bei drei LEDs in Reihe sind das 9,75 V. Zählt man die Spannungen an T1 und R12...R15 hinzu, reicht also eine Gesamtspannung von etwa 10 V. Obwohl der LED-Spannungsabfall je nach Exemplar und Hersteller bis zu 4 V betra-

gen kann, reicht der Einstellbereich von P1 immer aus.

Bei 4,8 V Betriebsspannung und 0,35 A LED-Strom wurde im Elektor-Labor eine Stromaufnahme von 0,87 A gemessen, was erstens eine Betriebsdauer von über zwei Stunden mit üblichen 2000-mAh-Akkus erlaubt und zweitens einen guten Gesamtwirkungsgrad von über 82 % ergibt. Mit fünf Akkus = 5,6 V steigt der Wirkungsgrad auf beachtliche 89 %.

Der Abgleich der auf der Platine fertig aufgebauten Schaltung ist einfach: An ein Netzteil anschließen und 4,8 V einstellen. Bei drei angeschlossenen LEDs die Spannung zwischen Anodenanschluss von K1 und Masse mit P1 auf 12 V und mit P3 die Spannung an R12...R14 auf 88 mV einstellen. Anschließend die 12-V-Spannung mit P1 so weit reduzieren, dass die 88 mV = 0,35 A durch die LEDs gerade noch erreicht werden. Dann sind die Verluste minimal. Zum Schluss wird P2 so eingestellt, dass die LEDs erlöschen, wenn die Versorgungsspannung 4 V unterschreitet.

Falls die LEDs zunächst überhaupt nicht leuchten, ist P2 eventuell auf eine zu hohe Spannung eingestellt.

Weblinks

- [1] www.national.com/mpf/LM/LM2577.html
- [2] www.elektor.de/080585

Downloads & Produkte

Platine

080585-1 Bestellung und PDF zum

Download über www.elektor.de/080585

Jan Lichtenbelt und Anne Offereins (NL)

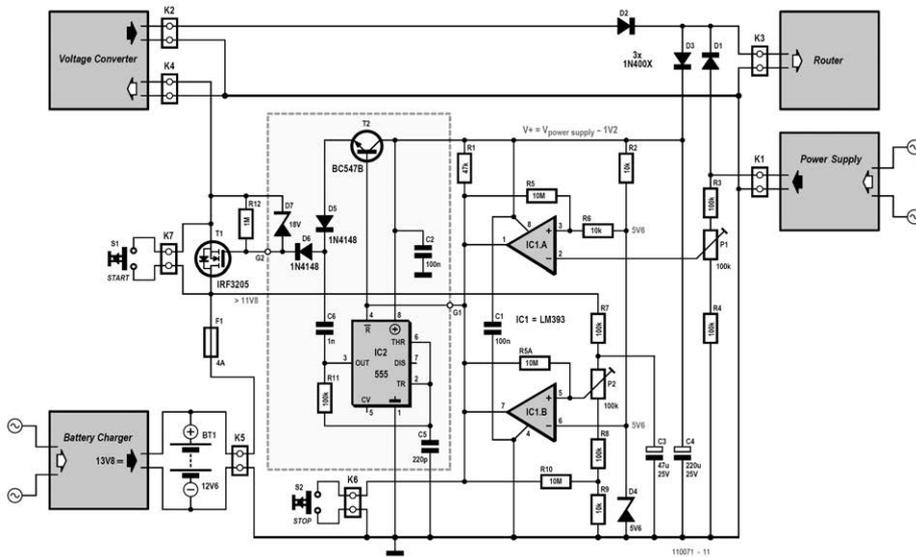
Wenn bei einer Stromnetz-Panne auch der Internet- und Telefonrouter ausfällt, sind daran angeschlossene Sicherheitssysteme nicht mehr betriebsfähig. In dieser Situation kann eine Notstromversorgung den Betrieb aufrecht erhalten. Die hier vorgestellte Lösung stützt sich auf einen 12-V-Bleigel-Akku als Energiespeicher mit angeschlossenen DC/DC-Wandler, der am Ausgang 15...30 V liefert. Ein Spannungswächter verhindert, dass der Akku bei längerem Notbetrieb tiefentladen wird. Die Notstromversorgung tritt nur in Aktion, wenn die Netzspannung ausfällt.

Die Schaltung besteht aus vier Blöcken: Die Normalbetrieb-Erkennung, sie überwacht die vom Netzteil des Routers kommende Spannung, der Akku-Stromkreis mit dem Tiefentladeschutz, der Schalter in Gestalt eines Leistungs-MOSFETs zwischen Akku und Spannungswandler sowie der Spannungsverdoppler, im Bild durchbrochen umrandet.

Angenommen der Spannungsverdoppler ist bei Router-Spannungen über 20 V nicht vorhanden, und die Ausgänge der Komparatoren IC1A und IC1B (Punkt G1) sind mit dem Gate von T1 (Punkt G2) verbunden. Im Normalbetrieb versorgt das an K1 angeschlossene Router-Netzteil den mit K3 verbundenen Router. Die Spannung am invertierenden Eingang (Pin 2) des Komparators IC1A muss jetzt

höher als 5,6 V sein. Der Ausgang (Pin 1) liegt dann auf niedriger Spannung, so dass MOSFET T1 sperrt. Wenn das Router-Netzteil ausfällt, sinkt die Spannung an Pin 2 von IC1A gegen Masse, jetzt steuert der Ausgang von IC1A den MOSFET in den Leitzustand. In diesem Moment übernehmen der Akku und der Spannungswandler die Versorgung des Routers. Kehrt die Spannung des Router-Netzteils nicht wieder, kann die Akku-Spannung unter 11,8 V sinken. Dies verhindert der zweite Komparator IC1B, indem er die Akku-Spannung über seinen nicht invertierenden Eingang (Pin 5) überwacht und den MOSFET bei Unterschreiten der Spannung über seinen Ausgang (Pin 7) sperrt. Die Akku-Spannung kann beim Wegfallen der Last kurzzeitig wieder ansteigen. Elko C3 sorgt dafür, dass der MOSFET trotzdem gesperrt bleibt.

Mit Taster S1 kann der Notbetrieb auch ohne das Router-Netzteil an K1 gestartet werden. Elko C4 überbrückt eventuelle kurzzeitige Unterbrechungen der Spannungen an K1 und K2. Sicherung F1 in der Akkuleitung dient ebenso wie Nottaster S2 der Betriebssicherheit. Mit Rücksicht auf den hohen Anlaufstrom des Spannungswandlers darf der Wert von F1 nicht zu knapp bemessen sein. Wenn die Router-Betriebsspannung unter 19 V liegt, sind die Ausgangsspannungen der Komparatoren IC1A und IC1B zu niedrig, um MOSFET T1 in den Leitzustand zu steu-



ern. Damit der MOSFET durchsteuert, muss die Gate-Source-Spannung mindestens 4,5...5 V betragen. Da die Source-Spannung gleich der Akku-Spannung von 13,8 V ist (im geladenen Zustand), müssen am Gate mindestens 18,3...18,8 V liegen, was bei einer Router-Betriebsspannung unter 19 V nicht ohne Weiteres möglich ist. Für diesen Fall ist das Hinzufügen des schon erwähnten Spannungsverdopplers vorgesehen. Ein Timer des bekannten Typs 555 (CMOS-Version, IC2) liefert eine 40-kHz-Rechteckspannung. Diese Spannung wird mit C6, D5 und D6 zu der über T2 geschalteten Betriebsspannung addiert. Geschaltet wird sie gleichzeitig mit dem Timer-Reset von den Ausgangssignalen der Komparatoren IC1A und IC1B. Z-Diode D7 schützt den MOSFET vor Überspannungen an seinem Gate.

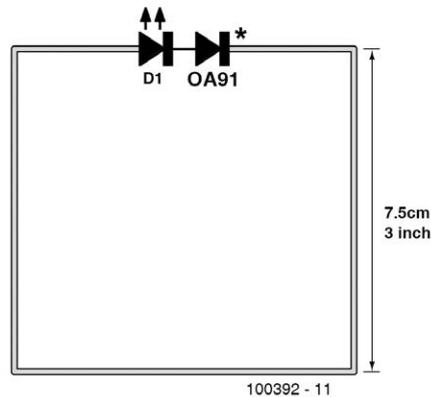
Die zulässige Betriebsspannung des Timers 555 (IC2) darf nicht überschritten werden, sie beträgt abhängig vom Typ entweder 16 V oder 18 V.

Der Spannungswandler ist ein Notebook-Akkulader für das 12-V-Bordnetz im Auto, er muss mindestens 0,5 A liefern, die Ausgangsspannung hängt von der Betriebsspannung des Routers ab. Für den Bleigel-Akku wird ein passender Lader benötigt, der den unbelasteten Akku über lange Zeit betriebsbereit hält. In Elektor wurden in der Vergangenheit einige Lösungen beschrieben.

Trimpoti P1 muss auf etwa 7 V eingestellt werden. Um P2 auf die Abschwelle 11,8 V einzustellen, wird statt des Akkus ein auf diese Spannung eingestelltes Labornetzteil angeschlossen.

Jonathan Hare (UK)

Die von einem Handy abgestrahlte HF-Energie ist groß genug, um eine LED aufleuchten zu lassen. Der Indikator besteht aus einer quadratischen, 30 cm langen (pro Seite also 7,5 cm) Vollwellen-Schleifenantenne, an die eine Germanium-Diode und eine superhelle LED angeschlossen sind. Diese Schleifenantenne (von Funkamateuren auch Quad-Antenne genannt), kann aus einem Kupferdraht, mehreren Blechstreifen oder einer Leiterbahn auf einer Platine bestehen. Die beiden Dioden müssen richtig gepolt angeschlossen werden, damit ein Strom fließen kann. Sie dienen als HF-Gleichrichter für die Sendesignale des Handys (ungefähr 800/900 MHz oder 1800 MHz), da die LED mit ihrer großen Eigenkapazität für HF-Spannungen quasi kurzgeschlossen ist. Am besten geeignet sind Germanium-Dioden wie OA91, OA95, OA79 oder AA119 dank ihrer geringen Eigenkapazität und niedrigen Flussspannung (0,2 V). Silizium-Dioden wie 1N914 oder 1N4148 sind mit 0,7 V Flussspannung und höherer Kapazität nur sehr eingeschränkt verwendbar, auch Schottky-Dioden wie BAT85 (0,4 V) sind nicht optimal.



Um zu zeigen, dass das Handy elektromagnetische Energie abstrahlt, bringt man es in die unmittelbare Nähe der Schleifenantenne und wählt eine (möglichst kostenfreie) Telefonnummer. Die LED wird dann blinken, was die Datenpakete an-

zeigt, die vom Handy zur Basisstation übertragen werden. Eventuell muss im Menü des Handys ‚GSM 900/1800‘ statt ‚3G‘ eingestellt werden, damit das Handy in dem für diesen Indikator geeigneten Funknetz sendet. Mit der Schaltung kann man zeigen, dass ein Handy bereits sen-

det, bevor es bei einem ankommenden Anruf klingelt. Man kann auch beobachten, dass das Handy regelmäßig (mit unterschiedlichen Sendeleistungen) Kontakt zur Basisstation aufnimmt, um die Funkstrecke zu kontrollieren und gegebenenfalls einen Funkzellenwechsel auszu-

lösen. Weitere Anregungen für Experimente mit dieser Schaltung finden sich auf der Webseite des Autors [1].

[1] www.creative-science.org.uk/mobile_LED.html

Philippe Temporelli (F)

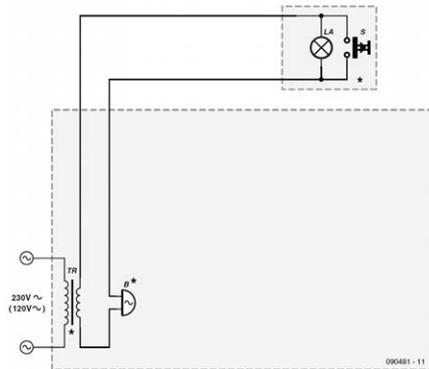
Briefkästen sind nicht immer an der Eingangstür, sondern stehen manchmal sogar im Freien an der Straße. Daher suchte der Autor nach einer einfachen Möglichkeit, den Füllstand zu überwachen, ohne extra hinlaufen zu müssen. Typischerweise erfordern gängige Überwachungslösungen aber die Verlegung eines Kabels zwischen Kasten und Wohnung. Um solchen Aufwand zu vermeiden, wollte der Autor das schon verlegte Kabel zum Klingelknopf für Detektionszwecke mitbenutzen.

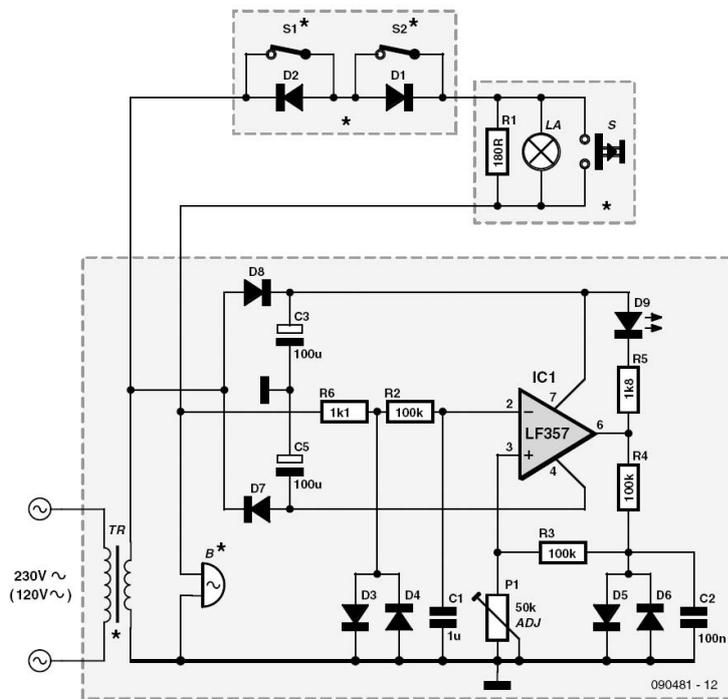
Ein Briefkasten hat prinzipiell zwei Zugangsmöglichkeiten:

1. einen Schlitz oder eine Klappe für den Posteingang (oder Einwurf, je nach Größe)
2. eine Tür oder sonst eine Klappe für die Postentnahme.

Beide Öffnungstüren oder Klappen werden mit je einem Mikroschalter versehen. Wird der erste betätigt, war der Postbote

schon da und wird der zweite betätigt, ohne dass man das mitbekam, hat schon jemand anders die Post geholt...Soweit die Theorie. Die praktische Schwierigkeit besteht nun darin, die Schalter mit einer Detektor-Elektronik zu verbinden, die eine Aktivität von Schalter 1 so lange speichert, bis Schalter 2 aktiv wird. Der Trick besteht darin, die Halbwellen des Wechselstroms für unterschiedliche Zwecke zu nutzen:





- Beide Halbwellen vorhanden: Nicht ist passiert, da kein Schalter betätigt.
- Kurze Unterbrechung einer Halbwellen: Die Post-Da-Anzeige wird eingeschaltet.
- Kurze Unterbrechung der anderen Halbwellen: Die Post-Da-Anzeige wird ausgeschaltet.

In der hier vorgestellten Lösung fließt ein kleiner Strom vom Trafo über S1/S2 (bzw. D1/D2), die Kombination S/LA/R1 und die Klingel. R1 sichert den Stromfluss, falls LA defekt ist. Der Spannungsabfall an der Klingel wird über R6 und die Spannungsbegrenzung aus den antiparallelen Dioden D3/D4 an einen Tiefpass aus R2 und C1 geführt. IC1 ist als Komparator mit Hysterese geschaltet. Die Schwellenwert wird mit P1 eingestellt. Als

Spannungsreferenz dient hier mit D5/D6 ein weiteres Paar antiparalleler Dioden. Öffnet S2 kurz, so liegt eine positive Spannung an R2, der Ausgang des Opamps wird negativ, die LED leuchtet und am Pin 3 von IC1 liegt eine negative Spannung, so dass der Status der LED bleibt. Erst wenn S1 betätigt wird, kippt der Komparator wieder zurück.

Die Schaltung benötigt keine extra Stromversorgung, da sie das bisschen an symmetrischer Speisung mit D7/D8 aus dem Klingeltrafo holt. Der Autor hat die Elektronik so kompakt aufgebaut, dass sie locker ins Gehäuse der Türklingel passte. Nur für die LED musste ein kleines Loch gebohrt werden.

Joachim Berg (D)

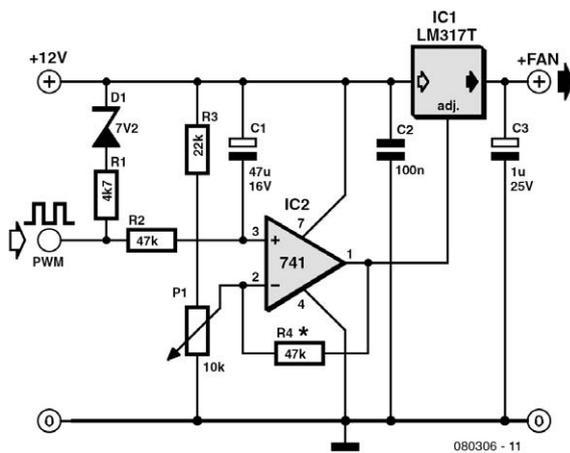
Aktuelle PC-Motherboards haben vierpolige Stecker für Lüfter – dies betrifft vor allem die CPU-Kühlung. Bei älteren dreipoligen Steckern sieht eine Regelung der Drehzahl so aus, dass die Lüfter-Versorgungsspannung variiert wird. Der vierte Pin der neuen Stecker führt hingegen ein PWM-Steuersignal. Obwohl die dreipoligen Buchsen älterer Lüfter auf die vierpoligen Pfostenstecker passen, laufen diese Lüfter dann volle Pulle an fixen 12 V – was entsprechenden Krach macht.

Der Autor wollte beim Upgrade seines PCs den prima funktionierenden CPU-Kühler mit Kupfer-Lamellen aber nicht entsorgen. Also sann er auf eine elektronische Lösung. Vom Prinzip her ist die Strategie klar: Die Elektronik soll mit Hilfe

des PWM-Signals vom vierten Pin am Eingang die 12-V-Versorgungsleitung am dreipoligen Ausgang steuern. Das PWM-Signal stammt von einem Open-Collector-Ausgang, an dem maximal 5,5 V anliegen dürfen. Von daher ist in der Schaltung der Pull-up-Widerstand R1 über eine Z-Diode „tiefergelegt“.

Das PWM-Signal wird durch das RC-Glied R2/C1 integriert und von einem Opamp verstärkt. Hier eignen sich fast alle Typen, die mit 12 V funktionieren. Der Opamp steuert wiederum einen Spannungsregler, der auch für kräftigere Lüfter genügend Strom liefern kann.

P1 dient der Einstellung der Mindest-Drehzahl (bei kalter CPU). Weil C1 gegen +12 V geschaltet ist, liegen beim Ein-



schalten kurzfristig fast die vollen 12 V am Lüfter, sodass dieser sicher anläuft. Die Empfindlichkeit der Regelung kann durch andere Werte für R4 angepasst werden. Übrigens passen die Floppy-Stromversorgungsstecker von alten PC-Netzteil-

len auf den vierpoligen Pfostenstecker des Mainboards, wenn man deren Nasen etwas abfeilt.

70-A-Halbleiterrelais für Anlasser 167

Georges Treels (F)

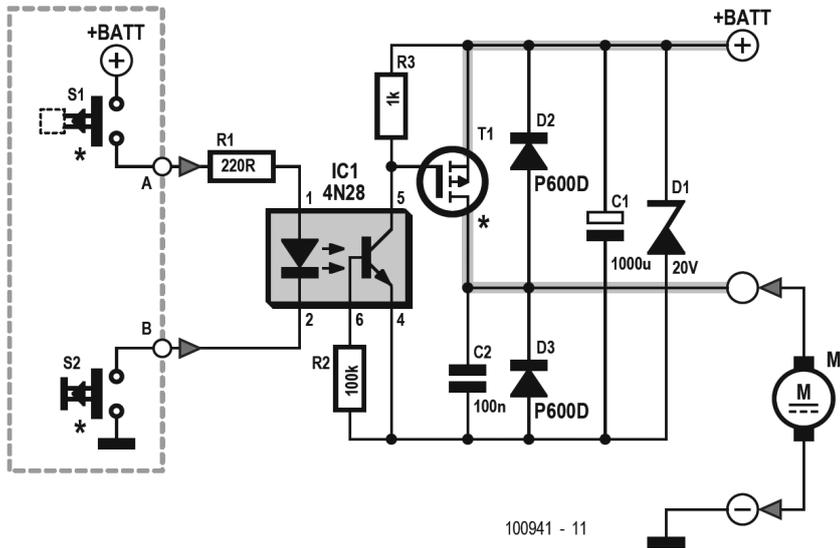
Die Anlasser-Relais für Motorroller sind in der elektromechanischen Ausführung recht preiswert, aber dafür nicht sehr zuverlässig. Der Widerstand der Kontakte nimmt mit der Zeit zu, die Spule kann sich durch Vibrationen lösen und manchmal kleben die Kontakte fest. Hier ist ein Halbleiterrelais die Lösung. Wir haben es mit Gleichstrom zu tun, also bietet sich der Einsatz eines MOSFETs an.

Wie so oft im Automobil-Sektor ist der Minuspol der Stromversorgung mit Masse verbunden, was den Einsatz eines p-Kanal-MOSFETs erfordert. Der zu schaltende Strom ist recht hoch, zwischen 55 und 100 A (abhängig von Hubraum und Verdichtung), somit ist ein Transistor mit sehr geringem $R_{DS(on)}$ nötig, der einen hohen I_{DS} schalten kann. Der Anlasser ist ein Gleichstrom-Bürstenmotor, der viele Spannungsspitzen erzeugt, welche die Elektronik zerstören können. Also sind Schutzmaßnahmen erforderlich. Um einen versehentlichen Start eines Motorrollers auszuschließen, muss während des Anlassens auch die Bremse betätigt werden. Das Studium verschiedener Schalt-



pläne ergab, dass der Bremskontakt (S1) +12 V liefert, während der Anlasserknopf mit Masse verbunden ist. Eine einfache Lösung ist der Einsatz eines Optokopplers. Es sei erwähnt, dass diese Schaltung auch für viele andere Zwecke zu gebrauchen ist.

Die Schaltung sollte sich direkt an den Original-Stecker anschließen lassen, was die Abmessungen des Aufbaus auf 50 x 50 mm² begrenzt.



Der Entwurf einer Platine, die 70 A liefern kann, erfordert einige Berechnungen. Der Widerstand einer Leiterbahn der Stärke E $35 \mu\text{m}$ ($0,035 \text{ mm}$) mit einer Länge L und einer Breite B beträgt $1,7 \times 10^{-5} \times L / (E \times B) \Omega$ (E , L und B in mm , $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$). Die Anordnung der Bauelemente erlaubt Leiterbahnen von $15,25 \times 44 \text{ mm}$, entsprechend $1,4 \text{ m}\Omega$ oder $0,7 \text{ m}\Omega$ bei doppelseitigen Platinen. Bei 75 A beträgt der Spannungsabfall etwa 100 mV und die Verlustleistung $7,5 \text{ W}$.

Der MOSFET SUP75P03-07-E3 von Vishay Siliconix (Farnell-Nr. 1794812) besitzt bei 75 A einen $R_{\text{DS(on)}}$ von $7 \text{ m}\Omega$ (bzw. $3,5 \text{ m}\Omega$, falls man zwei parallel schaltet). In diesem Fall beträgt der Spannungsabfall $0,263 \text{ V}$ und die Verlustleistung pro Transistor etwa 10 W . Zusammen ergibt sich ein Spannungsabfall von 360 mV und eine Verlustleistung von etwa $27,5 \text{ W}$. Betrachten wir nun das Schaltbild. Der linke Teil (gestrichelt umrahmt) entspricht

der Originalverdrahtung der meisten Roller chinesischen Ursprungs. $R1$ begrenzt den Strom durch die LED des Opto-Kopplers 4N28 auf ca. 25 mA und $R2$ verbindet die Basis des Fototransistors mit dem Emitter. Der Kollektor des Fototransistors wird direkt mit der Basis der beiden parallel geschalteten MOSFETs $T1$ verbunden. In Ruhe werden die Transistoren durch $R3$ gesperrt, aber sie werden leitend, wenn man $S1$ und $S2$ gleichzeitig betätigt. Wenn der Startermotor startet, lässt ihn die Ladung von $C2$ noch eine kurze Zeit weiterlaufen. $C1$, $D1$, $C2$, $D2$ und $D3$ schützen die Schaltung vor Spannungsspitzen, die beim Einschalten des Motors entstehen.

Tests und Messungen wurden an einem Roller mit einem GY6-Motor (Typ CJ12M) durchgeführt. Der durchschnittliche Strom lag bei 53 A ; 49 A wurden am unteren Totpunkt (geringste Verdichtung) und 57 A am oberen Totpunkt (höchste

Verdichtung) gemessen. Der Spannungsabfall an den Anschlussklemmen entsprach genau dem Ergebnis der theoretischen Berechnungen. Nach einem dreistündigem Test, bei dem alle fünf Minuten

gestartet wurde, ließ sich keine fühlbare Erwärmung feststellen.

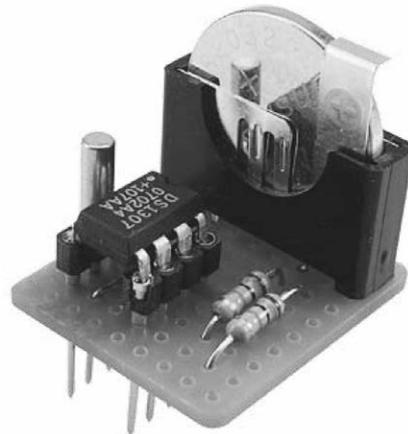
Zeit-Container

168

Jochen Brüning (D)

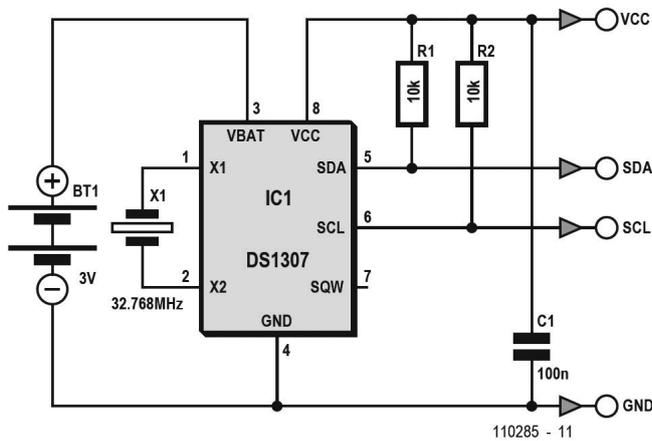
In manchen Mikrocontroller-Anwendungen, zum Beispiel in solchen mit Logging- oder Tracking-Funktion, wird die aktuelle Zeit und meist auch das aktuelle Datum benötigt. Eine batteriegepufferte Real Time Clock (RTC), wie zum Beispiel im RTC-IC DS1307, stellt diese Information zur Verfügung. Das IC ist mit minimalem externem Bauteileaufwand in die Schaltung integrierbar. Auch der Programmieraufwand hält sich in Grenzen, stehen doch für viele der gängigen Programmierumgebungen Module, Intrinsic-Funktionen, Header-Dateien oder Bibliotheken zur Verfügung. Im Netz finden sich zudem zahllose Programmierbeispiele.

Alles kein Problem so weit, bis auf die Tatsache, dass die Uhr zuerst einmal gestellt werden muss, um dann etliche Jahre und dank der Stützbatterie auch bei ausgeschaltetem System weiter zu laufen. Für diesen sehr seltenen Vorgang sind also Vorkehrungen zu treffen. Einmal im Programm, und zum anderen auch in der Hardware, da man zum Einstellen Taster und ein Display benötigt, die aber ansonsten nicht gebraucht werden.



Der hier vorgestellte Zeit-Container löst dieses Problem, indem er das RTC-IC mit seiner im Wesentlichen aus der Batterie und dem Uhrenquarz bestehenden Peripherie als Steckmodul realisiert. Dazu wird die gezeigte Schaltung auf einer kleinen (Lochraster-)Platine aufgebaut. Man benötigt dafür außer dem IC nebst Quarz und Batterie noch einen Entkoppelkondensator (C1), zwei Widerstände (optional) für die Opencollector-Ausgänge des ICs sowie eine IC-Fassung mit extra langen Stiften (kann auch aus zwei Buchsen-

279



leisten bestehen). Die gesamte RTC-Schaltung (siehe Foto) ist somit portabel und kann von einer Schaltung in eine andere „umgesteckt“ werden, ohne dass dabei die eingestellte Zeit verloren geht. Die einzige Voraussetzung dafür sind eine passende Fassung und Verdrahtung in den jeweiligen Schaltungen.

Der wesentliche Vorteil ist, dass in der Zielschaltung und im Zielprogramm nur

die Zeitauslesefunktion realisiert werden muss. Das Stellen der Uhr erfolgt in einer davon getrennten, möglicherweise nur auf einem Steckbrett realisierten Schaltung. Nach dem (erstmaligen) Stellen wandert der Zeit-Container mit tickender Uhr an seinen eigentlichen Bestimmungsort – er wird einfach umgesteckt!

169

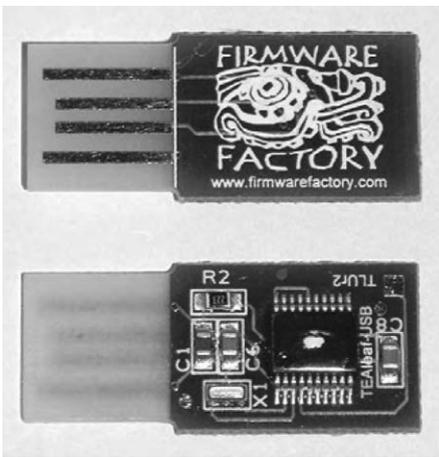
USB ohne Treiber

Richard Hoptroff (UK)

Seit USB (Universal Serial Bus) ist der Anschluss von Peripheriegeräten an PCs recht einfach, doch wie vieles im Leben hat USB auch Schattenseiten. Normalerweise benötigt nämlich jedes Gerät einen Treiber. Vielfach wird dabei ein virtueller COM-Port eingerichtet und man muss dann herausfinden, welche Nummer die-

ser aufweist. Es kann sogar vorkommen, dass sich die COM-Port-Nummer ändert, wenn man den USB-Stecker in eine andere Buchse steckt!

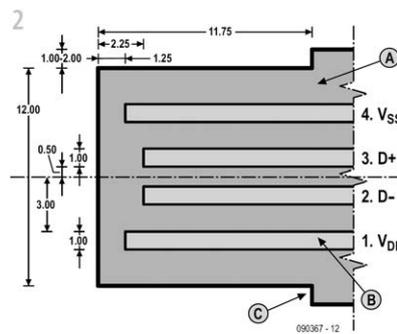
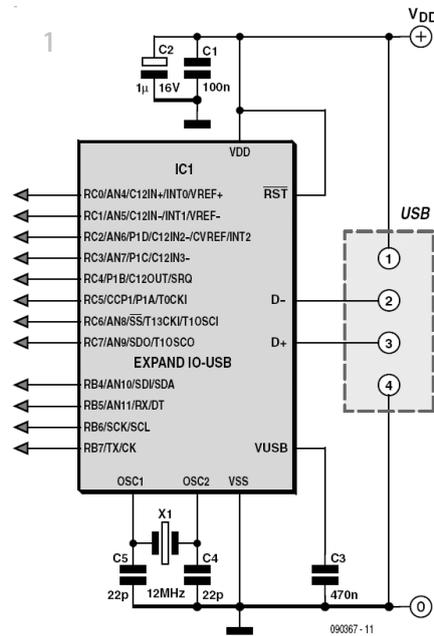
Ein raffinierter Weg, solche Treiberprobleme zu umschiffen, ist die Verwendung des HID- (Human Interface Device, für Mäuse und Tastaturen) oder MSD-Interfa-



ce (Mass Storage Device für USB-Sticks etc.). Moderne Varianten von Windows, OS X und Linux haben die passenden Treiber nämlich schon eingebunden. Die Firma HexWax nutzt dies für ihre treiberlosen USB-Chipsätze. Ihre Brigades von USB nach UART, SPI und I2C nutzen das **HID** und ihre Embedded-File-System- und -Data-Logger-Chips verwenden MSD.

Eine besonders interessante Lösung nennt sich nicht ohne Grund „expandIO-USB“. Es handelt sich nämlich um einen I/O-Expander mit USB-Anschluss. Das ist noch untertrieben: Enthalten sind nämlich analoge Eingänge (samt A/D-Wandler), Interrupts, PWM, Komparatoren, Counter, Timer, SPI, I2C, UNI/O und mehr. Das USB-Interface erlaubt die PC-gestützte Programmierung der Funktionen, was elegant und zeitsparend ist. Ein Beispiel: Um die Spannung an AN6 zu messen, schickt man den folgenden 4-Byte-Befehl vom PC (0x = hexadezimale Notation):

0x96 0x06 0x00 0x00



Der Chip führt die Messung durch und gibt eine 4-Byte-Antwort: 0x96 0x06 0x02 0x36.

Die gemessene Spannung errechnet sich zu: $5\text{ V} \times 0x0236 \div 0x03FF = 2,76\text{ V}$.

Ganz ähnlich der Befehl zum Austausch von drei Byte mit einem SPI-Slave:

0xAF 0x03 0x45 0x67 0x00. Befehl: Send
e 0x45 0x67 0x00 an Slave.

0xAF 0x03 0x00 0x00 0x89. Antwort:
Slave schickt 0x00 0x00 0x89.

Die Befehle werden hierbei über das HID-Interface des Rechners übertragen, was dem Lesen/Schreiben von und in eine Datei recht nahe kommt. Beispiel-Code findet sich bei [1]. In der Grundschialtung von Bild 1 kann man sehen, dass zusätzlich zum Chip nur ein Quarz und ein paar Kondensatoren erforderlich sind. Die Details finden sich bei [1]. Das IC gibt es zwar auch mit „normalen“ Füßchen, doch die kleinere SMD-Ausführung hat den Vorteil, dass man damit winzige steckbare Geräte wie in Bild 2 realisieren kann.

USB-Stecker in SMD-Ausführung sind schwer erhältlich, doch dieses Problem kann man umgehen, indem man einen Stecker durch Leiterbahnen auf der Platine realisiert. Die Abmessungen des Platinensteckers sind in der Zeichnung angegeben. Die Platine sollte samt Kaschierung (Pfeile A) nicht dicker als 2,0–2,2 mm ausfallen. Für beste Zuverlässigkeit empfiehlt es sich, die vier Kontaktbahnen (Pfeile B) zunächst zu vernickeln (2,6–5,0 µm) und dann mit Hartgold zu beschichten (0,25–1,27 µm). Die Stege (Pfeil C) verhindern zu hohe Einsteckkräfte. Die Breite der gesamten Platine soll =16 mm betragen.

Weblink
[1] www.hexwax.com

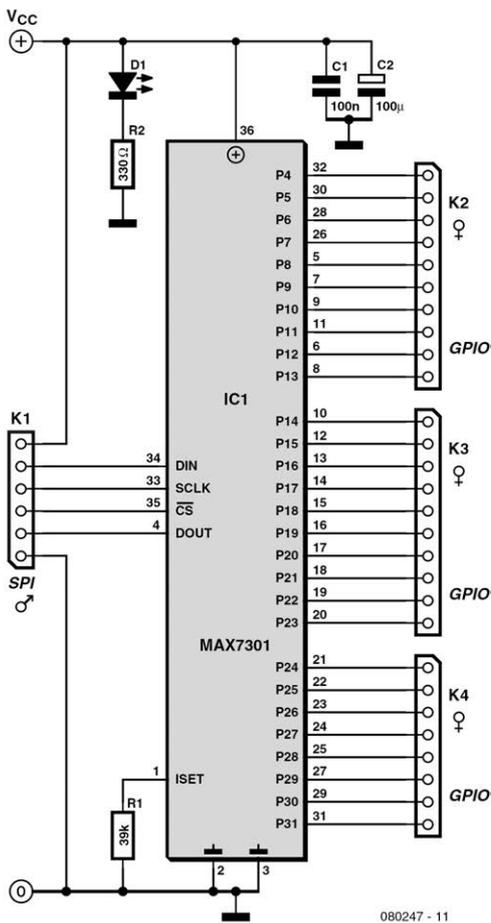
Steffen Graf (D)

Wer hin und wieder etwas umfangreichere Mikrocontrollerschaltungen entwickelt, kommt häufig an einen Punkt, bei dem die Portpins einfach nicht mehr ausreichen. Schnell kann das zum Beispiel der Fall sein, wenn LCDs parallel angesteuert oder viele Taster verwendet werden.

Die hier vorgestellte Schaltung nutzt einen I/O-Portexpander MAX7301 von Maxim [1], der einen Versorgungsspannungsbereich von 2,5 bis 5,5 V besitzt und daher sowohl mit 3,3-V- als auch mit 5-V-Controllern problemlos zusammenarbei-

tet (der LED-Vorwiderstand R2 im Schaltplan ist für 3,3 V ausgelegt).

Der Portexpander wird über eine SPI-Schnittstelle angesteuert, so dass nur 4 Ports am Mikrocontroller benötigt werden, nämlich für Data In, Data Out, Clock und Slave Select. Viele Controller verfügen über eine Hardware-SPI-Schnittstelle, wer einen anderen Controller verwendet, kann die SPI-Schnittstelle mit überschaubarem Aufwand in Software realisieren.



diesem Artikel [2] lässt sich eine Software-Implementierung des Autors (in Form einer kleinen C-Bibliothek) herunterladen. Hiermit kann man Ports als Eingang und Ausgang konfigurieren sowie den Zustand von Portpins lesen und setzen.

Der Befehl `io_max7301(0xF, Portpins)`; konfiguriert Portpins nach Wahl als Ausgang, wobei für Portpins ein Makroausdruck wie `PCONF8_11` einzusetzen ist, was für die Portpins 8 bis 11 steht.

Der Befehl `io_max7301(0x0, Portpins)`; konfiguriert Portpins als Eingang.

Um Ports auf einen bestimmten Wert zu setzen, ist `set_max7301(data, Portpins)`; anzugeben (data = Daten in binärer Form).

Und das Kommando `data = get_max7301(Portpins)`; dient schließlich zum Lesen binärer Daten.

Auf der Habenseite stehen dann bis zu 28 General-Purpose-IO-Pins (GPIOs) zur Verfügung, die wahlweise als Eingang, als Eingang mit Pull-Up-Widerstand oder als Ausgang konfiguriert werden können. Wenn der Mikrocontroller schnell genug ist, lassen sich die GPIOs mit bis zu 26 MHz schalten. Von der Projektwebsite zu

Weblinks

- [1] <http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX7301.pdf>
- [2] www.elektor.de/080247

Downloads

- Software
- 080247-11 Source-Code

Martin Louw Kristoffersen (Dänemark)

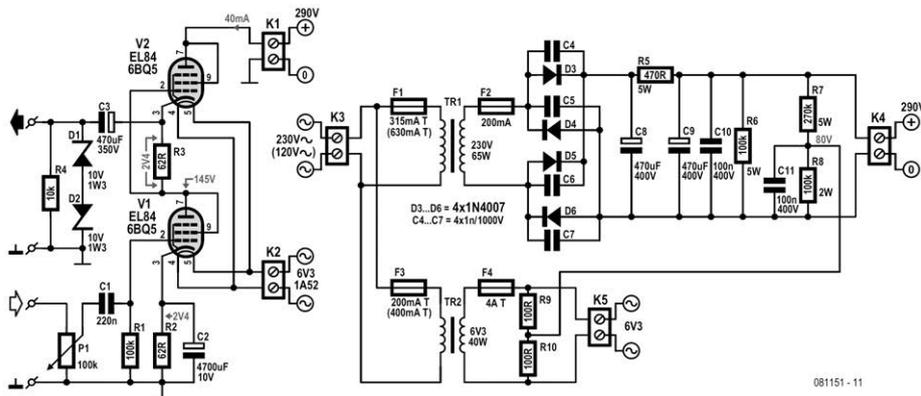
Bei Röhrenverstärkern und speziell beim Gedanken an den notwendigen „guten“ Ausgangsübertrager hat bestimmt schon der eine oder andere Entwickler graue Haare bekommen. In Büchern nimmt dieser Punkt breiten Raum ein. Der Trafo muss natürlich ganz speziell für die jeweilige Röhrenkonstellation und Ausgangsleistung angefertigt werden und ist deswegen nicht nur schwer und groß, sondern auch ordentlich teuer. Es gibt dicke Wälzer mit Anleitungen und sogar Kurse zum Selbstwickeln solcher Trafos. Wenn man die Ansprüche an das letzte Quäntchen Qualität etwas zurückschraubt, gibt es bei niedrigen Leistungen allerdings eine Alternative, die das Budget weniger belastet.

Gemeint ist eine Ausgangsstufe nach dem SRPP-Prinzip (Series Regulated Push-Pull), die ohne Ausgangstrafo auskommt.

SRPP wird üblicherweise nur bei Vorverstärkern genutzt, wo zwei Trioden fast wie bei einer Kaskadenschaltung angeordnet sind.

Hier werden zwei Leistungs-Pentoden vom Typ EL84 (6BQ5) als SRPP-Trioden konfiguriert. Dieser Röhrentyp ist preiswert, gut erhältlich und verzeiht auch Überlastungen. Zwei dieser Röhren werden in SRPP-Manier zu einem Verstärker kombiniert, der den klassischen warmen „Röhrenklang“ produziert.

Vor der Schaltungsbeschreibung soll noch erwähnt werden, dass es keinen Sinn macht, sich als Anfänger an eine solche Schaltung zu wagen. Ohne Kenntnisse im Umgang mit hohen Spannungen oder hilfreicher Unterstützung von in diesen Dingen Erfahrenen wird das schnell gefährlich. Das Netzteil ist gleich für zwei Verstärker, also für Stereo-Betrieb ausgelegt.



081151 - 11

Die Werte in Klammern gelten für Elektor-Leser in Ländern mit 120 V Netzspannung. In diesem Fall müssen auch die Nennströme der Sicherungen verdoppelt werden. Die Netzteilschaltung ist konventionell ausgelegt. Lediglich das Potential der Heizung ist auf rund 80 V (Spannungsteiler R7/R8) angehoben, damit die maximale Spannung zwischen Kathode und Heizung der oberen Röhre V2 nicht überschritten wird. R6 dient lediglich dazu, die Siebelkos C8 und C9 beim Ausschalten zu entladen. Die Kondensatoren parallel zu den Gleichrichterioden unterdrücken Störfrequenzen durch deren Schaltverhalten.

Bei Röhren mit recht gleichen Eigenschaften sollte sich an der Anode von V1 bzw. dem Steuergitter von V2 etwa die halbe Betriebsspannung von 145 V einstellen. Hier und für Röhrenschaltungen generell gilt: Neue Kondensatoren klingen nicht nur besser, sondern sind auch sicherer.

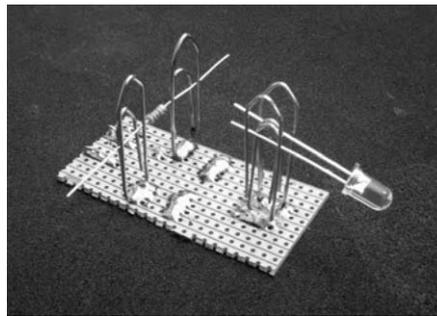
Um die Kopfhörer am Ausgang (und die Ohren) vor einem Einschaltimpuls zu schützen, sind zwei antiseriell geschaltete Z-Dioden vorhanden. Die Z-Dioden schützen auch dann vor zu hohen Spannungen, wenn C3 einmal versagen und durchschlagen sollte.

Schnell messen und prüfen 172

Leo Szumylowycz (D)

Da Bilder ja viel mehr als Worte sagen, kommt hier einer der kürzesten Halbleiterheft-Beiträge aller Zeiten. Ein fünf Kilo schwerer Kater sprang in die LED-Sortiment-Kästen des bastelnden Autors. 1000 Stück in 40 verschiedenen Typen, und alles durcheinander! Eine Schnellmessvorrichtung musste her, an die sich zum Beispiel ein regelbares Netzgerät mit digitaler Strom- und Spannungsanzeige anschließen ließ.

Bei den Büroklammern sollte man vernickelte Typen in Normalgröße verwenden. Auf die Platine können natürlich noch Bananenbuchsen oder ähnliche Anschlüsse



gelötet werden. Wer mag, klebt noch Gummibeinchen drunter, so dass es keine Probleme mit leitendem Untergrund gibt.

173 RS232-Pegelwandler mit Isolation

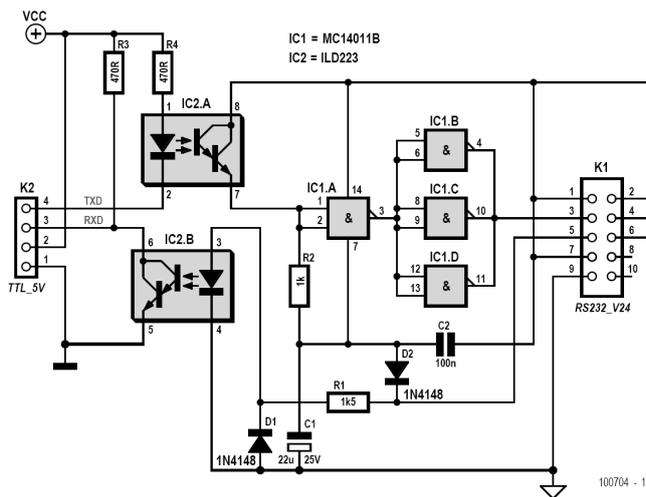
Uwe Hunstock (D)

Die Schaltung setzt UART-TTL-Pegel korrekt auf RS232-Pegel um, wobei beide Anschlüsse galvanisch voneinander getrennt sind. Dies gibt es auch in IC-Form von Maxim und anderen Herstellern, doch sind diese Chips recht teuer.

Die Baudrate der Schaltung ist auf 4800 Baud begrenzt, in unserem Labor konnten wir nur bis rund 2800 Baud gehen. Der Grund ist die Schaltzeit des Optokopplers (laut Datenblatt ist $T_{on} = 15 \mu s$ und $T_{off} = 30 \mu s$). Es kann sich hier lohnen, mit dem Wert von R4 zu experimentieren. Dank der Optokoppler zerfällt die Schaltung in zwei voneinander isolierte, extern gespeiste Teile. Der rechte Schaltungsteil wird über die DTR/DSR-Leitungen der RS232-Schnittstelle (Pin 7 und Pin 2 an

K1) versorgt. Diese Handshake-Signale dürfen vom angeschlossenen Gerät daher nicht verwendet werden, sondern müssen dauerhaft auf +12 V liegen. Allerdings reicht eine Versorgung mit einer positiven Spannung nicht aus, da wir auf dieser Seite ja auch negative Pegel erzeugen müssen. Der Trick ist, hierfür die TxD-Leitung der RS232-Schnittstelle (über D2) anzuzapfen, die vom angeschlossenen Gerät im Ruhezustand auf -12 V gehalten wird. Da die TxD-Leitung beim Senden natürlich zeitweise auf High gezogen wird, benötigen wir C1, der die Stromversorgung sicherstellt.

Wenn über die RS232-Schnittstelle gesendet wird, dann steuert die Leitung TxD (Pin 5 an K1) über den Vorwiderstand R1



direkt die Sendediode im Optokoppler. Wenn an Pin 5 aber -12 V anliegen, muss die negative Spannung an der Sendediode mit D1 begrenzt werden, da deren Sperrspannung laut Datenblatt maximal 6 V betragen darf.

Wenn über die Seriell-TTL-Schnittstelle gesendet wird, dann steuert der Empfangstransistor im Optokoppler einen Treiber an, der hier mit vier NAND-Gattern realisiert wurde. Die vier Gatter sind als Inverter beschaltet; wie leicht zu erkennen ist, wird die Invertierung aber in der Schaltung aufgehoben. Drei Gatter liegen parallel, um höhere Ausgangsströme zu ermöglichen. IC1 wird (über Pin 14 und 7) mit einer Spannung von nominell $\pm 12\text{V}$ versorgt, die jedoch von D2 vermindert und (zum Beispiel über R1) belastet wird. Trotzdem muss eine CMOS-Variante verwendet werden, deren Betriebsspannung bis zu 18 V betragen kann. Neben NAND-Gattern lassen sich prinzipiell aber auch andere Logiktypen verwenden, wenn diese als Treiber beschaltet werden

können. Es kann auch ein einzelnes CMOS-Single-Gate zum Einsatz kommen, z.B. der Typ TC4S81. Da man den aber gewöhnlich nicht in der Bastelkiste hat, wurde die Schaltung mit einem 4-fach-NAND 4011 aufgebaut.

Die 5x2-Stiftleiste K1 kann man über ein Flachkabel mit einer 9-poligen SUB-D9-Buchse mit Schneidklemmanschluss verbinden. Die Verdrahtungstabelle lautet:

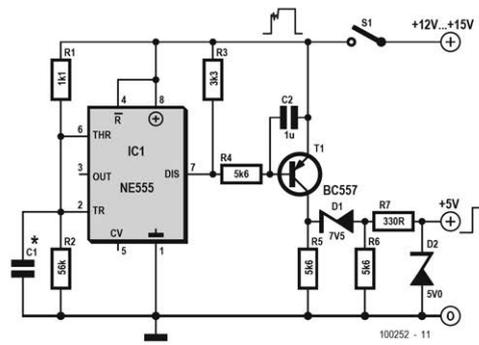
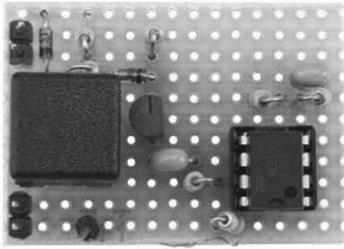
K1	SUB-D9	Bedeutung
1	1	DCD (=high)
2	6	DSR (=high)
3	2	RXD
4	7	RTS (nicht genutzt)
5	3	TXD
6	8	CTS (nicht genutzt)
7	4	DTR (=high)
8	9	nicht genutzt
9	5	GND
10		nicht verwendet

Tastentrentung für 12-V-Kontakte 174

Jürgen Okroy (D)

Möchte man die positive Flanke eines Einschaltsignals (zum Beispiel das eines 12-V-Hupenrelais) zur Weiterverarbeitung in Logiksystemen nutzen, ist das oftmals nicht ohne Weiteres möglich. Logiksysteme stellen definierte Anforderungen an Steuersignale, und das als Entprellung

üblicherweise verwendete RS-Flipflop schützt nicht mit absoluter Sicherheit vor Störungen. Soll zudem keine zusätzliche 5-V-Hilfsspannung für die Entprellschaltung verwendet werden, ist das 555-Timer-IC für eine Signalverbesserung gut geeignet.



Die gezeigte Schaltung unterdrückt den ersten Abschnitt nach der positiven Flanke des Signals für einige Millisekunden, abhängig vom Wert des Kondensators C1. Dadurch wird der kritische Bereich mit Störungen ausgeblendet. Bei einem Wert von $C1 = 1 \mu\text{F}$ sind es etwa 2 ms und bei

2,2 μF etwa 4 ms. Ferner wird bei Rückgang des Signals auf 0 V auch die Steilheit im unteren Bereich der abfallenden Flanke verbessert, so dass die Signalform einem idealen Rechteck nahekommt.

175 Empfänger bis 18 MHz

Gert Baars (NL)

Dieser Empfänger hat ungefähr gleiche Eigenschaften wie die früheren so genannten „Weltempfänger“, die meistens nur AM-Stationen auf Lang-, Mittel- und Kurzwelle bis etwa 20 MHz empfangen konnten und mit vielen Transistoren und anderen diskreten Bauelementen bestückt waren. Wegen des „Low-cost“-Konzepts wurde von einer Abstimmanzeige abgesehen. Trotzdem ist die Bezeichnung „Mini-Weltempfänger“ gerechtfertigt.

Die meisten Sender sind in den Bändern bis 18 MHz angesiedelt. Ein Empfänger

bis 18 MHz lässt sich mit erstaunlich einfachen Mitteln realisieren. Das bedeutet jedoch nicht, dass auch die Empfangsqualität bescheiden ausfällt, im Gegenteil. Dieser Empfänger ist ein Einfachsuper mit der besonderen Eigenschaft, dass der Empfangsbereich von 0...18 MHz ohne Bereichumschaltung durchgestimmt werden kann. Durch die hohe Zwischenfrequenz (ZF) ist der Spiegelfrequenzabstand groß, für die Spiegelfrequenzunterdrückung ist nur minimaler Aufwand nötig. Ferner hat die hohe ZF den Vorteil, dass das Verhältnis zwischen höchster und

niedrigster VFO-Frequenz vergleichsweise niedrig ist.

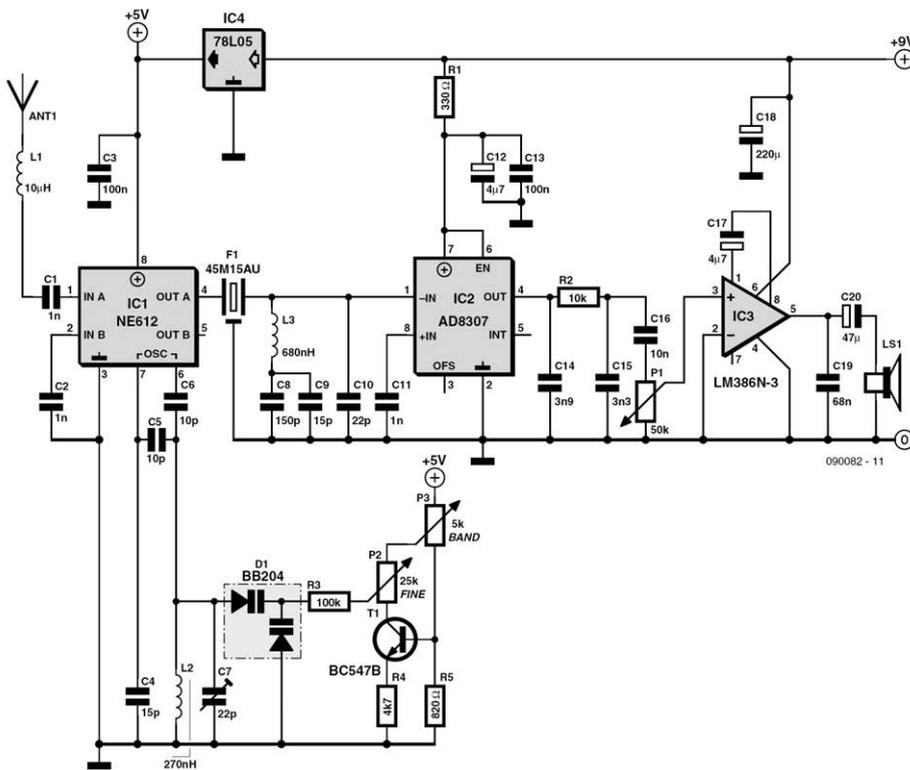
Am Empfängereingang liegt ein Mischer-IC NE612 (IC1). In diesem IC ist der Oszillator bereits integriert. Der (Colpitts-)Oszillator wird mit der Dual-Varicap-Diode D1 abgestimmt. Auf den Mischer folgt ein Quarzfilter mit 45 MHz Mittenfrequenz und 15 kHz Bandbreite.

Für AM-Empfang ist diese Bandbreite zwar etwas groß, doch der niedrige Preis des verwendeten Quarzfilters 45M15AU rechtfertigt seinen Einsatz.

Bei 45 MHz ZF und 0...18 MHz Abstimmbereich muss die VFO-Frequenz $ZF + f_0 =$

45...63 MHz betragen. Damit liegen die Spiegelfrequenzen um 90 MHz höher als die Empfangsfrequenzen, also zwischen 90 MHz und 108 MHz. Hier genügt eine einzige Induktivität in Reihe mit der Antenne für genügende Unterdrückung der Spiegelfrequenzsignale.

Nach dem ZF-Filter folgt eine LC-Kombination. Sie unterdrückt die Grundfrequenz des ZF-Filters und erhöht die Weitabstandsämpfung (das Filter 45M15AU arbeitet auf dem 3. Oberton). Als ZF-Verstärker wird ein logarithmischer Detektor eingesetzt, der mit wenigen externen Bauelementen auskommt. Die Empfindlich-



keit des AD8307 (IC2) beträgt ungefähr -75 dBm, was etwa 40 μV entspricht. Zusammen mit der Verstärkung des Mischers (um 17 dB) ergibt sich eine Empfindlichkeit von etwa 5 μV . Wegen des logarithmischen Verhaltens des Detektors ist eine AGC-Regelung entbehrlich. Es folgt ein RC-Glied, das zur Träger- und Rauschunterdrückung beiträgt.

Der NF-Verstärker, der sich anschließt, ist für eine Verstärkung von 200 dimensioniert. Die Ausgangsleistung reicht aus, um auch überdurchschnittlich laute Umweltschallgeräusche zu übertönen. Bei Bedarf lässt sich die Lautstärke mit P1 reduzieren.

Das Abstimmen über den weiten Bereich von 0...18 MHz macht eigentlich ein teures Mehrgang-Potentiometer notwendig. Darauf wurde aber aus Kostengründen verzichtet. Statt dessen wird die Abstimmung mit zwei Potentiometern vorgenommen. Am „Fine“-Poti (P2) liegt über einen als Stromquelle geschalteten Transistor eine konstante Spannung von ungefähr 1 V an. Das „Band“-Poti (P3) hat praktisch keinen Einfluss auf die Spannung an P2, so dass beide Potis voneinander unabhängig bedient werden können. Mit dem „Band“-Poti ist ein Frequenzfenster wählbar, in dem mit dem „Fine“-Poti fein abgestimmt werden kann. Das Frequenzverhältnis der beiden Abstimmungen beträgt ungefähr 1 zu 5. Falls beispielsweise ein Frequenzverhältnis von 1 zu 10 erwünscht ist, kann der Wert des Emittierwiderstands R4 von 4,7 k Ω auf 10 k Ω erhöht werden.

Da das vom VFO erzeugte Signal stabil sein muss, ist die Betriebsspannung des NE612 (IC1) stabilisiert. Die Betriebsspannung des AD8307 (IC2) wird mit einem Widerstand auf einen sicheren Wert reduziert, der NF-Verstärker kann unmittelbar an der Batterie betrieben werden. Ohne Signal nimmt der Empfänger weniger als 20 mA an Strom auf, mit laut wahrnehmbarem NF-Signal steigt die Stromaufnahme auf etwa 50 mA an. Die untere Grenze der Betriebsspannung, bei der die Schaltung ohne Aussetzer arbeitet, liegt bei 6,5 V. Dadurch kann die Energie einer 9-V-Batterie recht effizient genutzt werden.

Die Inbetriebnahme des Empfängers ist unkompliziert. Die Abstimmpotentiometer P2 und P3 werden auf Linksanschlag (niedrigste Frequenz) gebracht. Dann wird mit Trimmkondensator C7 der Punkt gesucht, bei dem ein 50-Hz-Brummen hörbar ist. Der Empfänger ist jetzt auf die Empfangsfrequenz 0 Hz eingestellt. Die untere Grenze kann auch auf die Frequenz der Langwellenstation gelegt werden, die auf niedrigster Frequenz empfangen werden kann.

Für den portablen Empfang genügt eine 50 cm lange Teleskopantenne. Insbesondere in den Abendstunden sind zahllose Stationen in allen Frequenzbereichen hörbar. Eine Wurfantenne, die einige Meter lang ist, verbessert den Empfang insbesondere tagsüber. Unbedingt erforderlich ist sie nicht.

Weblink[1] www.elektor.de/090082

David Clark (UK)

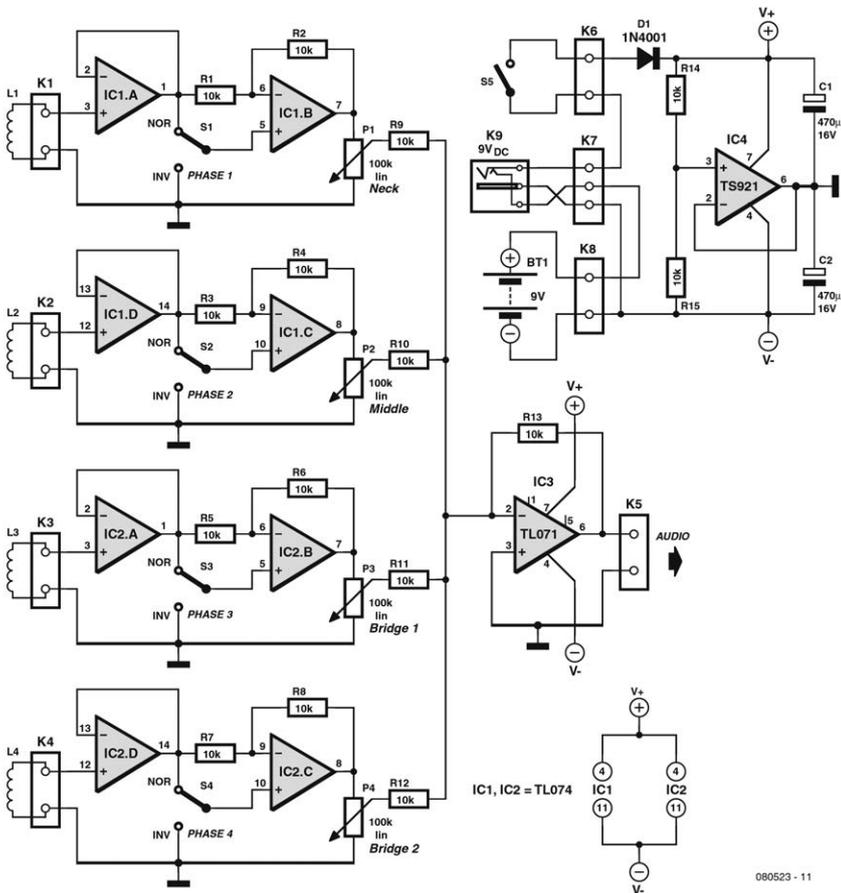
Dieser Schaltungsentwurf erweitert die grundlegenden Klangmöglichkeiten einer elektrischen Gitarre, ohne sich elektronischer „Effekte“ zu bedienen. Die klanglichen Erweiterungen werden durch das Mischen variabler Anteile aller Pick-ups einer Gitarre erreicht. Hinzu kommt eine schaltbare Phasenumkehr für jeden Pick-up. Diese Maßnahmen erzeugen ein großes Spektrum an Klängen im Vergleich zu den üblichen fünf per Schalter wählbaren Klangstufen. Allerdings sind handfeste Eingriffe in Spulen und Schalter der Pick-ups und gegebenenfalls sogar Modifikationen am Pickguard erforderlich, je nach Platzierung der 6,3-mm-Klinkenbuchse. Die Verwendung einer preiswerten „Nachbau-Gitarre“ ist also keine schlechte Idee!

Gitarren im „Stratocaster-Stil“ verfügen über drei Pick-ups und einen Schalter mit fünf Stufen, um eine der folgenden Einstellungen zu wählen:

- Hals-Pick-up (Neck)
- Hals und mittlerer (Middle) Pick-up parallel
- Mittlerer Pick-up
- Mittlerer und Steg-Pick-up (Bridge) parallel
- Steg-Pick-up

Auf der Suche nach einem neuen Sound ändern Gitarristen manchmal die Bespannung ihres Instruments oder bauen zusätzliche Schalter für andere Pick-up-Kombinationen ein, aber all diese Maßnahmen sind ziemlich unflexibel und wenig Bühnentauglich.





Mit diesem Projekt ist es hingegen möglich, gleich vier Pick-ups einzubeziehen, denn beim Steg-Pick-up eines Stratocaster(-Nachbaus) handelt es sich oft um eine so genannte „Humbucker“-Ausführung, die man elektrisch einfach in zwei unabhängige Pick-ups separieren kann – in der Schaltung symbolisiert durch L3 und L4. Beim Aufbau mit SMDs kann man die Platine eventuell sogar in die Gitarre integrieren, andererseits sind vier Schalter und vier Potis doch etwas viel Ballast für eine Gitarre.

Alternativ kann man die einzelnen Pick-ups elektrisch getrennt an einen neunpoligen Sub-D-Steckverbinder führen, der entweder irgendwo am Gitarrenkorpus oder im Pickguard angebracht wird. Die Signale gelangen dann mit Hilfe eines langen „ungekreuzten“ seriellen Kabels für PCs an die Elektronik. Die Klang-Extender-Schaltung kann dann – wie im Foto zu sehen – in ein eigenes Gehäuse eingebaut und über ein übliches Gitarren-Kabel an den Verstärker angeschlossen werden.

Pro Pick-up sind zwei Opamps aus einem TL074-IC vorgesehen. Bei der Schiene mit L1 kommt zuerst ein Puffer mit IC1.A und dann ein schaltbarer Inverter mit IC1.B. Mit S1 kann man zwischen normaler und invertierter Phase umschalten. Über P1 lässt sich der gewünschte Beitrag des Hals-Pick-ups zum Gesamtklang stufenlos einstellen. Die Signale aller vier Pick-up-Sektionen werden mit IC3 summiert. Sein Ausgang treibt dank niedriger Ausgangsimpedanz auch lange Kabel zum Verstärker. Opamp IC4 bildet einen virtuellen Massepunkt und erzeugt so aus den 9 V der Batterie BT1 eine symmetrische Span-

nung mit $\pm 4,5$ V (V+ und V-). Statt der Batterie kann man die Elektronik auch mit einem stabilisierten 9-V-Steckernetzteil versorgen, dem nur wenige Milliampere abverlangt werden. Ist ein Netzteil mit K9 verbunden, wird eine eventuell vorhandene Batterie automatisch abgeschaltet.

Der experimentierfreudige Gitarrist erhält mit der Schaltung unendlich viele Möglichkeiten, den Klang ohne Eingriffe in die Hardware seines Instruments zu variieren. Insofern dürfte dieses Projekt bezüglich der damit erzielbaren Klangflexibilität kaum zu toppen sein.

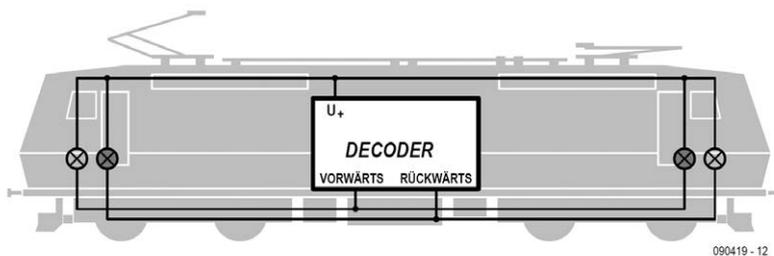
Rangierlicht für Loks mit Digitaldecoder 177

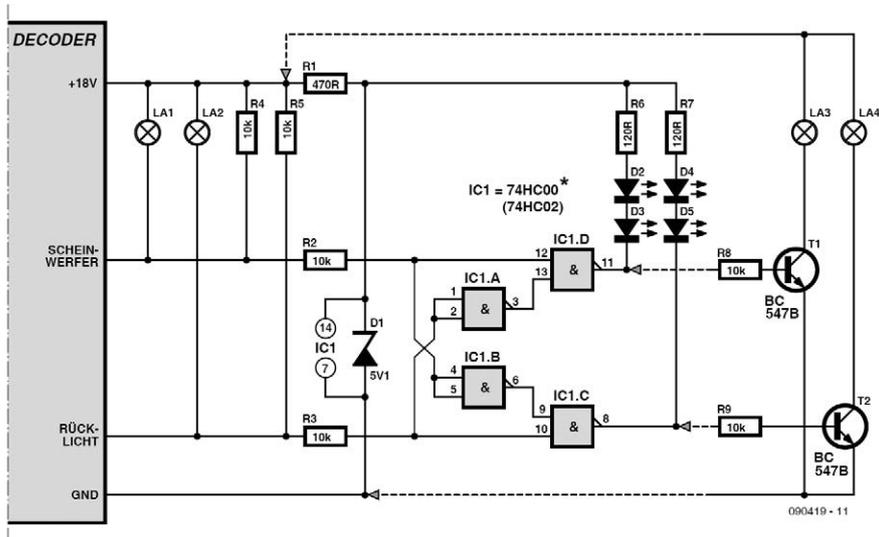
Dr. Stefan Krauß (D)

Normalerweise haben Digitaldecoder in Lokomotiven zwei Ausgänge für die Lichtfunktion. Der eine schaltet die Stirnbeleuchtung in Vorwärtsfahrt, der andere in Rückwärtsfahrt. Verfügt die Lok über rote Schlussleuchten, so werden auch die-

se mit den beiden Ausgängen verbunden (siehe Abbildung).

Bei vielen Digitaldecodern können die Funktionsausgänge den schaltbaren Funktionen beliebig zugeordnet werden (Function Mapping). Damit ist es zum





Beispiel möglich, neben der normalen Beleuchtung für die Streckenfahrt auch die Signalisierung einer Rangierfahrt zu schalten, bei der auf beiden Seiten der Lok die Stirnlampen eingeschaltet werden.

Bei Modelllokomotiven mit Schlussleuchten müssen wir nun aber in diesem Fall die roten Leuchten abschalten. Dies kann dadurch geschehen, dass die Schlussleuchten an eigenen, entsprechend programmierten Decoderausgängen angeschaltet werden. Funktionsausgänge sind aber eine knappe Ressource, die man lieber für andere Aufgaben wie eine schaltbare Führerstandsbeleuchtung verwendet.

Hier hilft eine einfache Schaltung, die dafür sorgt, dass die roten Schlussleuchten ausgeschaltet bleiben, wenn beide Lichtausgänge an sind.

Die Schaltung wird in die Zuleitungen zu den beiden Schlussleuchtenpaaren eingesetzt. Sie besteht im Wesentlichen aus ei-

ner Logik mit vier NAND-Gattern eines 74HC00, die LEDs direkt treiben. Die Vorwiderstände R6/R7 sowie R1 sind für einen Strom von gut 10 mA bemessen. Die Pullup-Widerstände R4/R5 können bei der Verwendung von Lampen für die Stirnbeleuchtung – wie hier eingezeichnet – entfallen. Sie sind jedoch notwendig, wenn LEDs verwendet werden. Die Z-Diode D1 sorgt zusammen mit dem Widerstand R1 für die 5-V-Betriebsspannung des Logik-ICs.

Für die Ansteuerung von Lampen als Schlussleuchten ist eine alternative Beschaltung mit den Transistoren T1 und T2 angegeben. Da die Transistorstufen Inverter darstellen, ist bei der Lampen-Version der Schaltung für IC1 ein 74HC02 zu verwenden (NOR statt NAND). Außerdem kann zur Minimierung der Verlustleistung der Widerstand R1 auf 2k2 erhöht werden. Die Anschlüsse für die vorderen und hinteren Schlussleuchten sind wie folgt vorzunehmen:

Zugschlussleuchte vorne =
D2/D3 (LED-Version) beziehungsweise
LA4 (Lampen-Version).

Zugschlussleuchte hinten =
D4/D5 (LED-Version) beziehungsweise
LA3 (Lampen-Version).

Die Schaltung lässt sich leicht auf einem kleinen Stück Lochrasterplatine aufbauen und in der Lok unterbringen. Löt-künstler werden IC1 im SMD-Gehäuse verwenden, die Verbindungen mit kleinen Stückchen Kupferlackdraht herstellen und das Ganze in einem Stück Schrumpfschlauch verpacken.

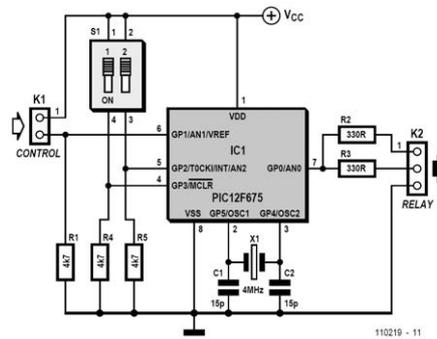
Timer für 2-4-6 Stunden 178

Philippe Schmied (CH)

Dieser mit einem PIC-Mikrocontroller arbeitende Langzeit-Timer schaltet das angeschlossene (Solid-State-)Relais für zwei, vier oder sechs Stunden ein. Der Timer gehört zu einem Projekt des Autors, das die Heizung seiner Zweitwohnung über das Telefonnetz fernsteuert. Der Timer sorgt dafür, dass die Heizung nach der eingestellten Zeit mit Sicherheit abgeschaltet wird, falls bei einer Störung der Fernsteuerung keine Person vor Ort ist.

Ein Impuls von mindestens einer Sekunde Länge an Anschluss 6 des Mikrocontrollers startet den Timer und aktiviert den Ausgang. Nach Ablauf der eingestellten Zeit schaltet der Mikrocontroller den Ausgang ab. Die Zeit hängt von den DIP-Schaltern ab, die mit den Mikrocontroller-Anschlüssen GP2 und GP3 verbunden sind (siehe Tabelle).

Bei der Wahl des Relais-Typs ist zu beachten, dass der maximale Ausgangsstrom des PIC12F675 nur 25 mA beträgt. Ein



GP2	GP3	Zeit
0	0	0 h
0	1	2 h
1	0	4 h
1	1	6 h

Solidstate-Relais (Halbleiter-Relais) hat Vorrang.

Das Mikrocontroller-Programm wurde in Flowcode erstellt, es kann von der Elektor-Website [1] heruntergeladen werden.

Wer nicht über Flowcode verfügt, kann sich der ebenfalls zum Projekt gehörenden C-, Assembler- oder Hex-Dateien bedienen. Der programmierte Mikrocontroller PIC12F675 im DIL-8-Gehäuse ist unter

der Nummer 110219-41 im Elektor-Shop erhältlich [1].

Weblink
[1] www.elektor.de/110219

179 Dämmerungsschalter

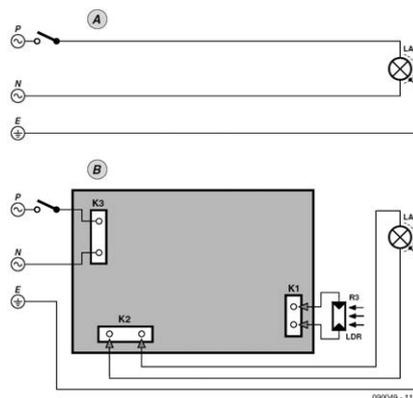
Mickaël Bulet (Frankreich)

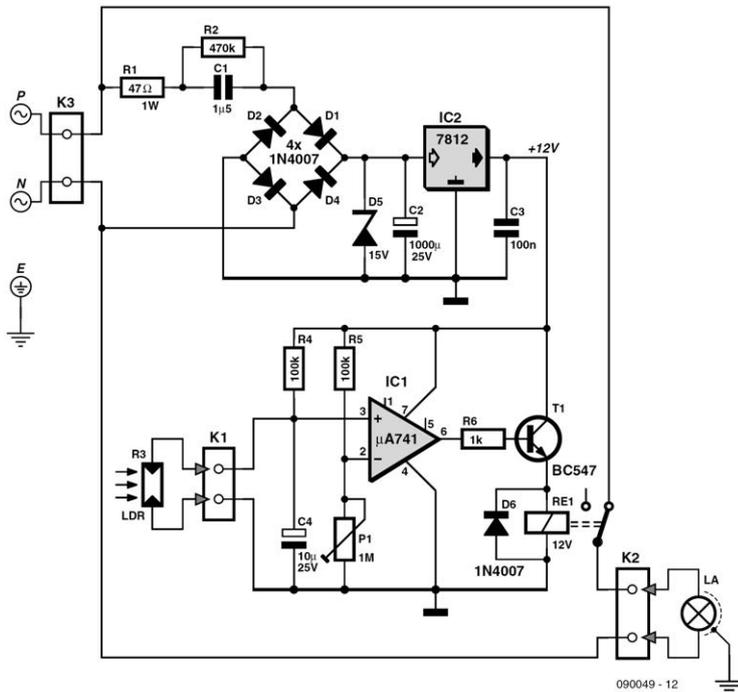
Diese Schaltung wurde zur Steuerung der Beleuchtung eines Aushangs für einen Winzer entworfen. Zuvor hatte dieser die Beleuchtung mit Hilfe einer Schaltuhr gesteuert. Die musste er aber regelmäßig neu programmieren, um die Beleuchtung halbwegs an den Tag/Nacht-Rhythmus der Jahreszeit anzupassen. So eine Steuerung ist immer ungenau und führt somit zu einer Verschwendung von Energie. Die bessere Lösung ist ein Dämmerungsschalter, der die Beleuchtung nur dann einschaltet, wenn es dunkel ist. Weiter wichtig war in diesem Fall, dass die Ersatzlösung leicht in die bestehende Installation integriert werden konnte.

Die hier beschriebene Schaltung ist sehr kompakt. Die bestückte Platine passt problemlos in eine spitzwassergeschützte IP55-Dose mit den Innenmaßen 80 mm x 80 mm – und sie ist sehr einfach zu installieren: Man unterbricht einfach das stromführende Kabel zur Lampe und schaltet diesen Dämmerungsschalter dazwischen.

Die Stromversorgung der Elektronik kommt ohne Netztrafo aus. Stattdessen

begrenzt der „Vorkondensator“ C1 den Strom. Die gleichgerichtete Versorgungsspannung wird mit Z-Diode D5 auf 15 V begrenzt. R1 limitiert den Einschaltstromstoß und R2 sorgt dafür, dass sich C1 beim Ausschalten baldmöglichst entleert. C2 dient als Siebelko und IC2 erzeugt aus den 15 V an D5 stabilisierte 12 V für die Versorgung von Elektronik und Relais. Abzüglich des Verbrauchs von IC2 stehen für Relais und Elektronik gut 95 mA zur Verfügung.





Die Dunkelheit beziehungsweise die Dämmerung wird durch einen LDR detektiert, der mit R4 einen Spannungsteiler bildet. Je dunkler es ist, desto höher ist die Spannung an Pin 3 von IC1. Die Referenz hierzu wird durch den Spannungsteiler aus R5 und P1 gebildet. Übersteigt die Spannung an Pin 3 die an Pin 2, dann wird der Ausgang Pin 6 von IC1 „High“ und das Relais zieht an. Sein Arbeitskontakt schaltet dann die Lampe ein. Nur wenn es dunkel ist, fließt also Strom durch RE1 (der Kontakt von RE1 ist ein Schließer, auch wenn es im Schaltplan anders aussieht). Mit einer Schaltuhr kann man nun die Beleuchtung samt Dämmerungsschalter 365 Tage im Jahr um 17:00 Uhr einschalten und um 24:00 Uhr wieder ausschalten.

Das Relais ist dann seltener an als aus und somit wird zusätzlich Strom gespart.

Um den Aufbau dieses Dämmerungsschalters zu vereinfachen, hat der Autor eine Platine entworfen, die kostenlos unter [1] herunter geladen werden kann. Die Leiterbahnen von K3 zu den Relais-Kontakten und zu K2 werden am besten extra verzinnt, damit sie höheren Strömen gewachsen sind.

Die bestückte Platine wird dann in einer IP55-Installationsdose untergebracht. In den Deckel der Dose bohrt man am besten zwei kleine Löcher, durch die man die Anschlussdrähte des LDR führen kann. Diesen klebe man dann von außen so auf den Deckel, dass kein Wasser eindringen kann. Wenn man den LDR vom Licht der

Stückliste

Widerstände:
R1 = 47 Ω , 1 W
R2 = 470 k
R3 = LDR
R4, R5 = 100 k

R6 = 1 k
P1 = 1 M, Mehrgang-Trimmpoti,
stehend

Kondensatoren:

C1 = 1,5 μ /400 V MKT
C2 = 1000 μ /25 V, axial
C3 = 100 n, Multilayer 63 V
C4 = 10 μ /25 V, radial

Halbleiter:
D1...D4, D6 = 1N4007
D5 = Z-Diode 15 V/1,3 W
T1 = BC547
IC1 = 741
IC2 = 7812

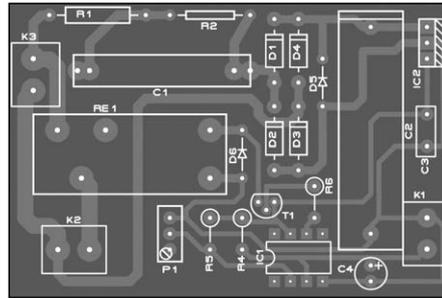
Außerdem:

RE1 = Relais, 12 V Spulenspannung, Kontakt
230 V/10 A (Schließer)
K1...K3 = 2-polige Anschlussklemme für
Platinenmontage, RM 5 mm
IP55-Dose, innen 80 mm x 80 mm
PVC-Rohr, Durchmesser 20 mm, Länge 20 mm

von der Schaltung aktivierten Beleuchtung abschirmen will, stülpt man ein etwa 20 mm langes Kunststoffröhrchen über den LDR und klebt es fest. Ansonsten kann es je nach örtlichen Gegebenheiten passieren, dass sich die Beleuchtung selbsttätig wieder ausschaltet und dann wieder einschaltet und so weiter, so dass der Dämmerungsschalter zum Blinklicht mutiert.

Zum Schluss wird mit P1 die Ansprechschwelle für das Einschalten der Beleuchtung eingestellt. Wichtiger Hinweis:

Beim Arbeiten an der Platine muss man unbedingt beachten, dass viele Leiterbah-



nen und die meisten Bauteile unter Netzspannung stehen.

Weblink

[1] www.elektor.de/090049

180

8-Kanal-DTMF-Decoder

Angelo La Spina (Italien)

In dieser DTMF-Decoder-Schaltung (Dual Tone Multi Frequenz) erledigt das IC HT9170B von Holtek die Hauptarbeit.

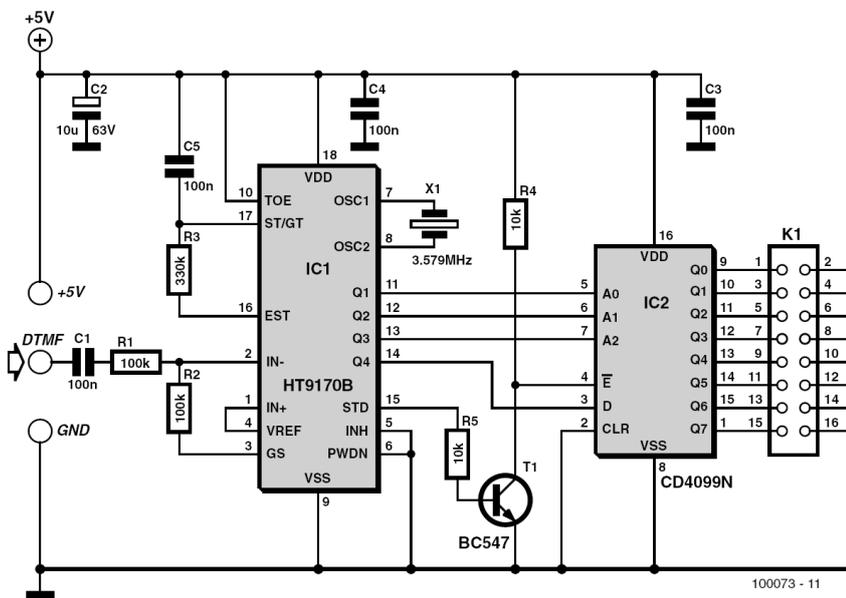
Dieser Komplementär-Chip zum HT9200B (im Encoder verwendet, siehe an anderer Stelle dieser Ausgabe) ist ein DTMF-Re-

298

	1209 Hz	1336 Hz	1477 Hz	1633 Hz
697 Hz	0001	0010	0011	1101
770 Hz	0100	0101	0110	1110
852 Hz	0111	1000	1001	1111
941 Hz	1011	1010	1100	0000

ceiver mit integriertem Digital-Decoder und Filterfunktionen. Das IC nutzt von einem 3,58-MHz-Quarz getaktete Logik, um aus den 16 möglichen DTMF-Signalen ein eindeutiges 4-bit-Datenwort zu generieren. Die Tabelle zeigt, wie die zwei Teiltöne eines DTMF-Signals in ein 4-bit-Wort transformiert werden. Eine eingebaute Schaltung zur Unterdrückung von Wahlönen erlaubt den Betrieb ohne Vorfilterung. Dabei ist das IC voll pin-kompatibel zum bekannteren und teureren MT8870 von Mitel. Beide DTMF-Chips können von Farnell und Futurlec [1] bezogen werden.

Ein DTMF-Signal währt immer nur kurz, doch es wäre wünschenswert, Ausgänge dauerhaft schalten zu können. Daher fungiert ein CD4099 als „Speicher“. Das zu setzende Datenbit wird am D-Eingang angelegt; mit den drei Adressleitungen A0, A1 und A2 wird einer der Ausgänge ausgewählt. Wenn der Enable-Eingang „Low“ ist, wird das Datenbit an den adressierten Ausgang durchgereicht (an allen anderen Ausgängen ändert sich nichts). Bei „High“ am Enable-Eingang behalten alle Ausgänge ihren gespeicherten Zustand. Wenn der DTMF-Decoder ein gültiges DTMF-Signal erkennt, geht sein



STD-Ausgang auf „High“. Da der CD4099 einen „Low“-Impuls für die Datenübernahme braucht, wird das STD-Signal mit T1 invertiert.

Mit einer 1 am D-Eingang lässt sich also ein Ausgang dauerhaft auf High schalten, mit einer 0 wird er zurückgesetzt. Der D-Eingang wird aber (über Q4 von IC1) direkt von der Taste S9 des DTMF-Encoders beeinflusst (siehe Encoder-Artikel). Der Status der Ausgänge Q0...Q7 von IC2 korrespondiert wiederum mit den Tasten S8...S1 des Encoders (ein Druck auf S1 aktiviert Q7, S2 = Q6 und so weiter, bis hin zu S8 = Q0). Also geht beispielsweise Q7 bei gleichzeitig gedrückten Tasten S1 und S9 auf High, drückt man nur S1, wird der Ausgang wieder zurückgesetzt. IC2 bietet CMOS-Pegel – man muss also die maximalen Ströme der Ausgänge von IC2 berücksichtigen (Datenblatt!), wenn man

etwas an K1 anschließt. Fast immer problemlos funktioniert der Anschluss von Low-Current-LEDs, deren Kathode an Masse und deren Anoden über je einen 2,2-k Ω -Widerstand an die Ausgänge gelegt werden. Mit einem solchen Vorwiderstand kann man normalerweise auch die Sende-LED eines empfindlichen Optokopplers ansteuern.

Bei einem Optokoppler mit Triac im Ausgang oder Solid-State-Relais zum direkten Schalten von Lasten am 230-V-Netz können unter Umständen Widerstände deutlich unter 1 k Ω notwendig werden. Dann wird es aber schon eng, so dass ein zusätzlicher Treiber sinnvoll wäre.

Encoder und Decoder können mit einer längeren Zweidrahtleitung verbunden werden.

[1] www.futurlec.com

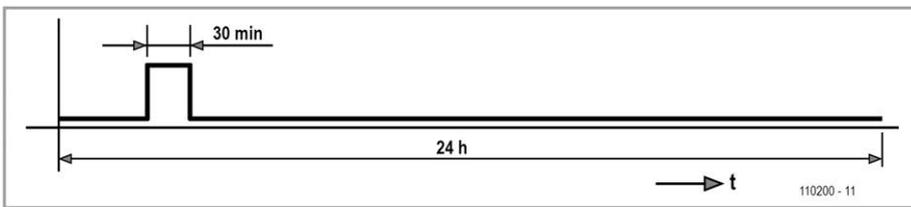
181 Schaltuhr für extreme Zeiten

Dirk Visser (NL)

Schon einfache mechanische Schaltuhren für ein paar Euro aus dem Baumarkt können elektrische Verbraucher an einem Tag mehrmals ein- oder ausschalten. Solche Schaltuhren sind geeignet, beispielsweise Lampen und Heizungen von Volieren und Aquarien, Pumpen für Springbrunnen und Bewässerungsanlagen sowie vieles andere zu steuern.

Wenn der 24-Stunden-Schaltzyklus für einen bestimmten Einsatzzweck zu kurz ist,

lösen zwei ineinander gesteckte Schaltuhren (siehe Fotos) das Problem. Angenommen bei der ersten Schaltuhr befinden sich 48 Reiter auf dem in 24 Stunden umlaufenden Schaltrad. Die kürzeste Einschalt-dauer während 24 Stunden beträgt 30 Minuten, der Antrieb der zweiten Schaltuhr ist nur in diesem Zeitintervall eingeschaltet. Daraus folgt, dass die zweite Schaltuhr 48 Tage benötigt, um ihren 24-Stunden-Zyklus zu durchlaufen. Die Kombination



beider Schaltuhren kann eine elektrische Einrichtung steuern, die in Intervallen von bis zu 48 Tagen geschaltet werden soll. Damit die Schaltzeit der zweiten Schaltuhr nicht mehr als 24 Stunden beträgt, muss die Schaltzeit der zweiten Schaltuhr kürzer als die Schaltzeit der ersten Schaltuhr sein. Mit einer dritten Schaltuhr lässt sich der 48-Tage-Zyklus noch weiter aus-

dehnen, er beträgt dann 2304 Tage, was ungefähr 6,5 Jahren entspricht.

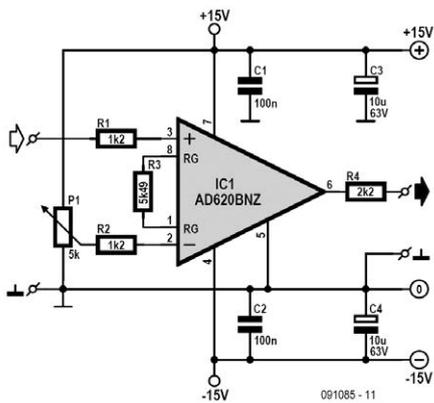
Die Fotos lassen erkennen, dass die zweite Schaltuhr die Reiter der ersten Schaltuhr blockieren kann, sofern die Schaltuhren gleichsinnig ineinander gesteckt werden. Die Gefahr ist nach Drehen der zweiten Schaltuhr um 180° beseitigt.

Differenzspannungslupe 182

Egbert Wolters (NL)

Die Differenzspannungslupe ist eine Hilfs-schaltung, die kleine Spannungsänderungen so verschiebt, dass sie von einem Multimeter mit hoher Genauigkeit gemessen werden können. Ein Anwendungsbeispiel

ist der Lade- und Entladevorgang eines Bleiakkus mit der Nennspannung 6 V. Wenn sich die Klemmenspannung zwischen 6,2 V und 6,8 V bewegt, sind im Messbereich 10 V wegen der niedrigen



Auflösung nur überschlägige Messungen möglich. Die Differenzspannungslupe subtrahiert 6 V von der zu messenden Spannung, so dass die Differenzspannung im Bereich 1 V gemessen werden kann. Einfache Opamps wie der LF351 sind hier als Subtrahierer nicht geeignet, weil sich die Messspannung und die zu subtrahierende Spannung gegenseitig beeinflussen. Dagegen wurde der AD620 von Analog Devices speziell für messtechnische Anwendungen entwickelt. Intern sind für die zu subtrahierenden Spannungen zwei Opamps vorhanden, so dass keine gegenseitige Beeinflussung stattfindet.

Die zu subtrahierende Spannung lässt sich mit einem 10-Gang-Potentiometer präzise einstellen. Widerstand R3 (5,49 k Ω , 1 %) ist mit einem Jumper zuschaltbar. Ohne R3 beträgt die Verstärkung 1, mit R3 beträgt sie 10 (um genau zu sein 9,998). Der Strombedarf des AD620 liegt etwas über 1 mA (im Ruhezustand bei maximal 1,3 mA), so dass auch ein Batteriebetrieb, kurzzeitig auch aus Knopfzellen, möglich ist. Die Betriebsspannung darf zwischen $\pm 2,3$ V und ± 18 V liegen. Die höchste zulässige Differenzspannung an den Eingängen beträgt 25 V, sie ist insbesondere dann zu bedenken, wenn unbekannte Spannungen gemessen werden.

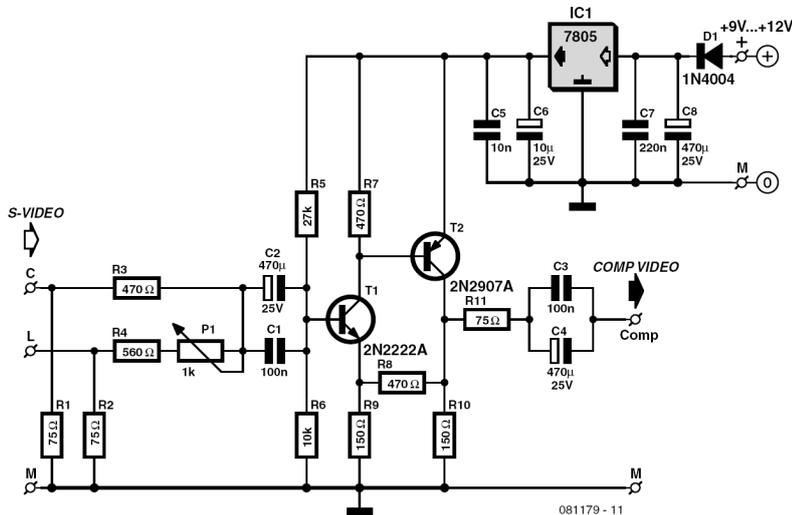
Mit der Opamp-Version AD620BNZ wird die höchste Messgenauigkeit erreicht. Die preiswertere Version AD620ANZ ist zwar auch brauchbar, sie hat jedoch höhere Toleranzen. Weitere Details gehen aus dem Datenblatt und der Dokumentation des Entwicklungsboards hervor (EVAL-INAMP-62RZ_82RZ_82_RMZ.pdf). Beides hält Analog Devices auf seiner Website [1] bereit.

[1]www.analog.com

Christian Tavernier (F)

Die jüngsten Entwicklungen bei Flachbildschirmen und hoch aufgelöstem Fernsehen haben dazu geführt, dass viele

TV-Geräte mit Bildröhre ausgemustert werden, obwohl sie noch längst nicht altersschwach sind. Dabei wären sie durch-



aus noch als Zweit- oder Drittgerät im Gästezimmer oder Hobbyraum zu gebrauchen.

Die modernen LCD- und Plasma-TV-Geräte sind in der Regel reichlich mit Eingängen ausgestattet, digitale DVI- und HDMI-Eingänge gehören ebenso dazu wie analoge S-Video-Eingänge. Im Gegensatz dazu ist sogar bei Röhrengeräten, die erst vor wenigen Jahren auf den Markt kamen, oft nur ein Composite-Signaleingang vorhanden. Der Composite-Eingang hat entweder eine eigene Anschlussbuchse, oder er ist über die SCART-Buchse zugänglich. Häufig gibt es auch beides. Natürlich ist es schade, wenn gute Röhrengeräte vorzeitig auf dem Recyclinghof landen. Deshalb haben wir einen einfachen Konverter mit nur zwei Transistoren erdacht, der S-Video-Signale in Composite-Videosignale umsetzt. Vielleicht gelingt es auf diese Weise, das eine oder andere Röhren-TV-Gerät vorläufig vor der Entsorgung zu bewahren.

S-Video bedeutet übrigens nicht „Super Video“, wie häufig angenommen, sondern es steht für „Separate Video“. Bei diesem Videostandard werden die Farbinformation (Chrominanz) und die Helligkeitsinformation (Luminanz), die Basis jedes Farb-Videosignals sind, voneinander getrennt übertragen. Im Gegensatz dazu sind die beiden Komponenten beim Composite-Videosignal miteinander kombiniert, so dass nur ein Übertragungsweg benötigt wird. Hier können jedoch Interferenzen entstehen, die der Bildqualität abträglich sind. Die genannten Komponenten des S-Video-Signals unterscheiden sich praktisch nicht von den Bestandteilen des Composite-Videosignals, unabhängig davon, ob der Standard PAL, SECAM oder NTSC heißt. Deshalb ist es relativ einfach, diese Komponenten so zu mischen, dass ein äquivalentes Composite-Signal für das neu zu belebende Röhren-TV-Gerät entsteht. Das Composite-Signal ist normgerecht, wenn die Farbinformation um den

Stückliste

Widerstände

R1, R2, R11 = 75 Ω
R3, R7, R8 = 470 Ω
R4 = 560 Ω
R5 = 27 k
R6 = 10 k
R9, R10 = 150 Ω

Kondensatoren

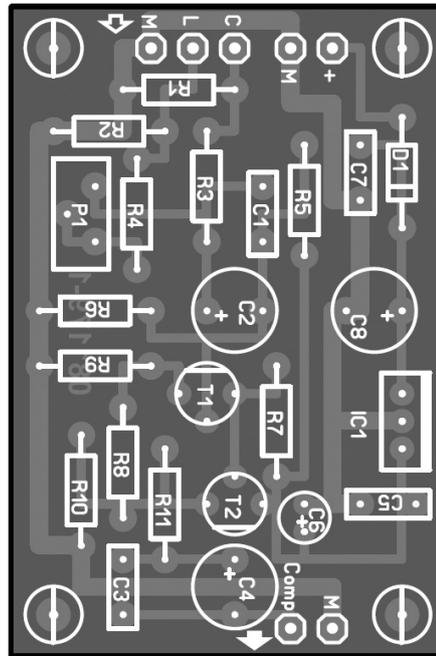
C1, C3 = 100 n
C2, C4, C8 = 470 μ /25 V
C5 = 10 n
C6 = 10 μ /25 V
C7 = 220 n

Halbleiter

D1 = 1N4004
T1 = 2N2222A
T2 = 2N2907A
IC1 = 7805

Außerdem

Mini-DIN-Buchse, 4-polig
Cinch-Buchse (gelb)
Buchse für Stromversorgung



Faktor 2 schwächer als die Helligkeitsinformation ist.

Aus der Schaltung ist ersichtlich, dass die Signale an den zwei dafür vorgesehenen Pins einer vierpoligen Mini-DIN-Buchse ankommen. Die Widerstände R1 und R2 bilden die vorgeschriebene Leitungs-Abschlussimpedanz von 75 Ω . Die Signale werden miteinander über R3, R4 und P1 gemischt, wobei P1 dazu dient, das Mischverhältnis genau einzustellen. Die beiden nachfolgenden Transistoren arbeiten als Breitbandverstärker, die Verstärkung ist durch das Verhältnis von R8 zu R9 auf den Faktor 3 eingestellt. Das Mischen der Eingangssignale hat zur Folge, dass die Amplitude des Videosignals um den Faktor 1,5 abgeschwächt wird. Der Widerstand, der für die vorgeschriebene Ausgangsim-

pedanz verantwortlich ist, teilt die Amplitude durch den Faktor 2. Daraus ergibt sich eine dreifache Abschwächung, sie wird durch die gleich hohe Verstärkung ausgeglichen. Die Amplitude des Videosignals wird folglich von der Konverterschaltung nicht verändert.

Das Composite-Videosignal ist hinter Widerstand R11 mit 75 Ω Impedanz verfügbar, damit hat die Konverterschaltung die korrekte Impedanz für den Eingang des angeschlossenen Geräts. Die an den Eingängen und Ausgängen parallel liegenden Kondensatoren C1 und C2 sowie C3 und C4 dürfen nicht vergessen werden, denn sie sind für die Qualität der Videosignalübertragung mitverantwortlich. Das Frequenzband, das die Signale belegen, erstreckt sich nämlich von einigen zehn Hertz bis zu mehreren Megahertz.

Unangenehme Schwankungen der Farbe oder Helligkeit werden vermieden, wenn die Schaltung an einer stabilisierten Spannungsquelle betrieben wird. Hier sorgt ein klassischer dreibeiniger 5-V-Spannungsregler dafür, dass die Betriebsspannung stabil ist. Für die Stromversorgung genügt ein einfaches unstabiliertes Steckernetzteil, das eine Gleichspannung im Bereich 9...12 V bei einem Strom von etwa 100 mA liefert. Diode D1 schützt die Schaltung vor versehentlicher Verpolung des Steckernetzteils.

Der Schaltungsaufbau ist völlig unkritisch, die Schaltung kann auf einer Platine mit dem von uns entworfenen Layout [1] oder auch auf einer Lötpunktraster-Platine aufgebaut werden. In beiden Fällen soll die Platine wegen der hohen Frequenzen der Videosignale aus Epoxyd bestehen. Wenn auch die Anschlüsse des S-Vi-

deo-Konverters normgerecht sein sollen, müssen die Eingänge auf eine vierpolige Mini-DIN-Buchse gelegt werden. Für das Ausgangssignal sieht der Standard eine gelbe Cinch-Buchse vor. Natürlich ist dann auch für die Stromversorgung mit dem Steckernetzteil die dazu passende Normbuchse obligatorisch.

Der S-Video-Konverter arbeitet in aller Regel auf Antrieb, lediglich P1 muss so eingestellt werden, dass das neu belebte TV-Röhrengerät das Composite-Video-signal hinsichtlich Kontrast und Farbe korrekt wiedergibt.

Weblink

[1] www.elektor.de/081179

Downloads & Produkte

Platine081179-1, siehe www.elektor.de/081179

Minimalistischer Missing-Pulse-Detektor 184

Lars Näs (Schweden)

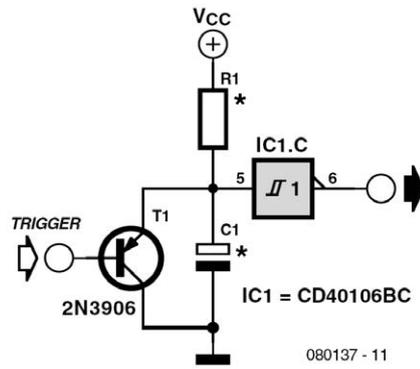
Ein Missing-Pulse-Detektor ist im Prinzip ein retriggerbares Monoflop. Solange die Trigger-Impulse rechtzeitig kommen, ändert sich der Monoflop-Ausgang nicht und somit wird kein fehlender Impuls angezeigt. Bei Raumtemperatur liegt die Schaltschwelle V_{th+} für positive Flanken beim invertierenden Hex-Schmitt-Trigger-IC CD40106BC im Bereich 60...86% der Betriebsspannung. Bekanntlich ist die Zeitkonstante aus Widerstand und Kon-

densator so definiert, dass nach $R \times C$ Sekunden eine Spannung von 63% des Maximums über dem Kondensator erreicht wird. Und dieser Wert entspricht grob V_{th+} , so dass ohne T1 der Ausgang Pin 6 von IC1.C nach der Zeit $R1 \times C1$ umschaltet.

Darauf basierend kann man sagen, dass eine Serie von Impulsen an der Basis von T1, deren positive Impulsdauer kleiner als $T = R1 \times C1$ [s] ist, auf Dauer verhindert,

dass C1 über R1 auf die Spannung V_{th+} aufgeladen werden kann. Folglich bleibt der Ausgang Pin 6 dauerhaft „High“. Anders herum: solange innerhalb der Zeit T immer wieder ein negativer Impuls kommt, bleibt Pin 6 konstant „High“. Für ein T von 3 Sekunden kann man beispielsweise R1 zu 330 k Ω und C1 zu 10 μ F wählen.

Wenn aber ein positiver Impuls länger als T dauert beziehungsweise in dieser Zeit keine negative Flanke auftritt, überschreitet die Spannung an C1 den Wert V_{th+} und der Ausgang Pin 6 wird bis zur nächsten negativen Flanke „Low“. Bei einem „Low“-Pegel an der Basis von T1 wird C1 schlagartig entladen und verbleibt bis zum nächsten „High“ auf einem Pegel nahe Masse. Als Trigger eignet sich zum Beispiel ein Hall-Sensor oder ein Reed-Relais, um ein mit Magnet ausgestattetes Rad auf Drehzahlunterschreitung hin zu überwachen.

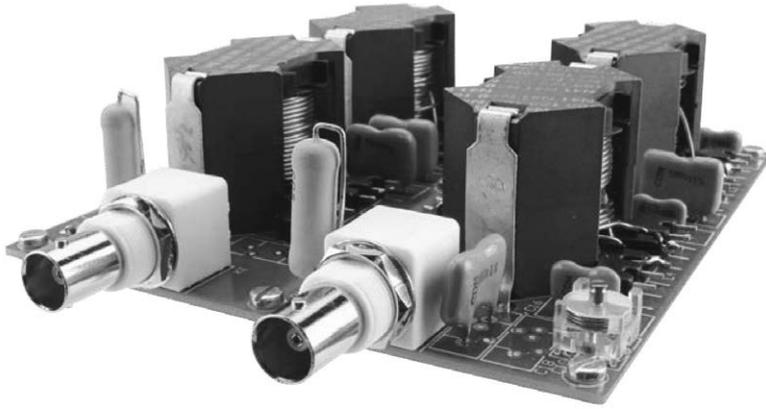


Die Schaltung benötigt nur 1/6 eines 40106. Die übrigen fünf Schmitt-Trigger kann man für andere Zwecke nutzen. Bezüglich der Zeitkonstante sollte man beachten, dass ICs unterschiedlicher Hersteller und ICs unterschiedlicher Produktionsserien unterschiedliche Schwellen V_{th+} aufweisen, was zu anderen Werten für T führt. Gegebenenfalls muss man also C1 oder R1 leicht anpassen.

Ton Giesberts (Elektor-Labor)

Dieser Filter ist eine weiterentwickelte Version eines Filters aus 309 Schaltungen, siehe [1]. Damals wurde ein Filter entworfen, um Messungen an dem Klasse-T-Verstärker „ClariTy“ (Elektor Juni 2004) vornehmen zu können. Das Problem war, dass starke Signalkomponenten über 200 kHz die Messgenauigkeit unseres Audio-Analyzers negativ beeinflussten. Das steilflankige Filter sollte diese Kompo-

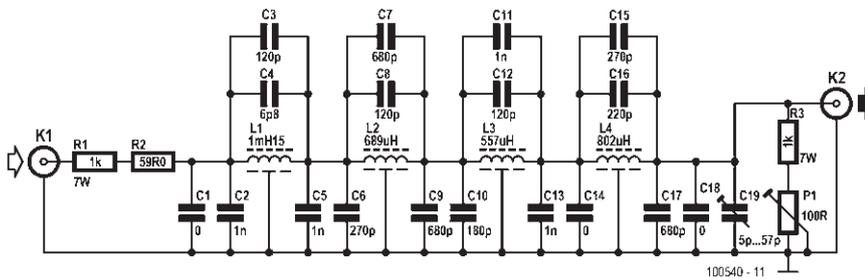
nenten ausreichend unterdrücken. Das hier vorgestellte neue Filter sollte bei 20 kHz weniger Verzerrungen produzieren und hohen Signalspannungen gewachsen sein, um auch Messungen an sehr leistungsstarken Klasse-D-Endstufen zu ermöglichen. Die theoretischen Ansätze stimmen mit dem ursprünglichen Entwurf überein, auch die Schaltung hat sich nicht wesentlich verändert. Die wichtigste

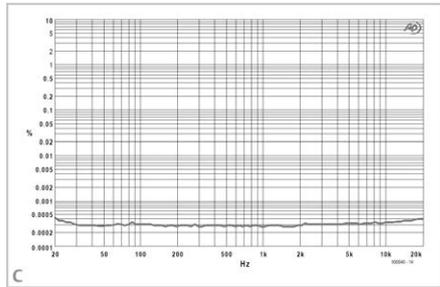
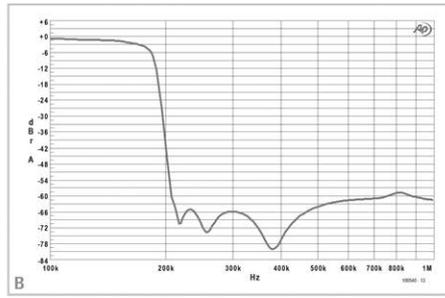
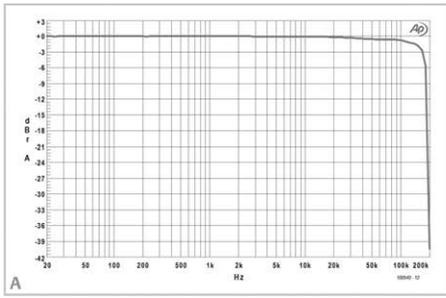


Neuerung steckt in der Realisierung der Induktivitäten, die jetzt voluminöser ausfallen, weil sie auf Kerne mit Luftspalt gewickelt sind.

Die Angaben der Windungszahlen in der Stückliste gehen von den propagierten A_L -Werten des ferromagnetischen Materials aus. Wenn ein präzises L-Meter zur Verfügung steht, empfehlen wir, die Induktivitäten vor der Bestückung der Platine zu messen. Die exakten Werte lassen sich nicht immer realisieren, weil mindestens eine halbe Windung gewickelt werden muss. Nach dem Wickeln kann aus der gemessenen Induktivität auf den tatsächlichen A_L -Wert des Kerns geschlossen werden: $A_L = L/N^2$

Darin sind L die gemessene Induktivität und N die Anzahl der Windungen. An Hand des tatsächlichen A_L -Werts lässt sich die Windungszahl berechnen, die dem angestrebten Wert am nächsten kommt. Gegebenenfalls müssen Windungen abgewickelt oder zusätzliche Windungen aufgewickelt werden. Das neue Wicklungsende wird mit einem dritten Pin verbunden. Aus dem Platinenlayout (siehe [3]) geht hervor, wie die Wicklungsanschlüsse angeordnet sind. An den Unterseiten der Wickelkörper befinden sich sechs nebeneinander liegende Lötpins. Drei Pins einer Seite sind stets mit drei Pins der anderen Seite verbunden. Zweckmäßigerweise werden die Wicklungs-





den an die beiden vorderen Pins gelegt, sie sind mit „1” und „12” nummeriert. Wenn zur Korrektur der Induktivität zusätzliche Windungen nötig sind, können sie mit dem ersten und zweiten Pin (oder Pin 11 und 12) verbunden werden. Der erste Pin (oder Pin 12), an den der Wicklungsdraht zuerst gelötet wird, muss dann so abgekiffen werden, dass kein Kontakt zur Platine möglich ist. Von den vier Induktivitäten, die wir für unser Messfilter gebaut haben, haben wir drei Exemplare auf die beschriebene Weise korrigiert. Für L1...L4 haben wir die Werte 1,16 mH, 689 μ H, 555 μ H und 816 μ H gemessen. Das Diagramm in Bild A zeigt den Amplitudengang im Durchlassbereich. Bei 20 kHz wird die Amplitude bezogen auf 1 kHz um lediglich 0,17 dB abgeschwächt, während die Dämpfung bei 204 kHz 39

dB beträgt. Der Vergleich mit dem Amplitudengang B aus dem Beitrag von 309 Schaltungen zeigt, dass die Welligkeit bis etwa 180 kHz geringer ist. Ursache sind die niedrigeren Q-Werte der jetzt verwendeten Ferritkerne. Aus dem gleichen Grund weicht die Charakteristik von der theoretischen Welligkeit elliptischer Filter etwas ab.

In Bild B ist der Amplitudengang im Durchlass- und Sperrbereich dargestellt. Abgesehen von dem leichten Buckel bei 800 kHz werden die Signalanteile im Sperrbereich um mehr als 60 dB gedämpft. Die Beule bei 800 kHz hat ihre Ursache in diversen Bauelemente-Toleranzen, auch die 1-%-Kondensatoren sind daran beteiligt.

Wir haben das Filter mit der maximalen Ausgangsspannung unseres Analysers (13 V_{eff}) getestet. Die Filterverzerrungen bei dieser Spannung gehen aus dem Diagramm in Bild C hervor. Der dort dargestellte Signalverlauf entspricht ungefähr der unteren Messgrenze unseres Analysers. Es soll auch noch ein Verstärker entwickelt werden, der bei 20 kHz Signale bis zu 70 V_{eff} mit extrem niedrigen Verzerrungen liefert. Bei dieser Amplitude liegen die Verzerrungen bei 1 kHz und 22 kHz Bandbreite dann unter 0,00018 %. Bei ei-

ner Bandbreite von 80 kHz steigen die Verzerrungen einschließlich Rauschen (THD+N) auf etwa 0,00028 %, bei 20 kHz Signalfrequenz und 80 kHz Bandbreite betragen sie etwa 0,0004 %.

Da die neue Filterversion hohe Signalspannungen verarbeiten soll, muss sie mit Leistungswiderständen bestückt werden. Bei 70 V_{eff} an 1 k Ω beträgt die umzusetzende Leistung ungefähr 5 W, eine Belastbarkeit von 7 W beinhaltet also eine Sicherheitsreserve. Der Eingangswiderstand besteht aus dem Leistungswiderstand R1 in Reihe mit Widerstand R2. Wir

empfehlen, R1 zu messen und R2 zu berechnen, der resultierende Widerstand muss 1060 Ω betragen. In unserem Messfilter mussten wir R2 durch einen Widerstand von 73,2 Ω ersetzen, um die Toleranz von R1 auszugleichen.

Mit dem Mehrgang-Potentiometer P1 am Ausgang lässt sich die Abschwächung bei 1 kHz exakt auf den Faktor 2 einstellen. Der veränderliche Kondensator C19 kompensiert die Kapazitäten des Kabels und des Analyser-Eingangs, was allerdings mehr theoretischen als praktischen Nutzen hat.

Stückliste

Widerstände: R1, R3 = 1 k, 5 %, 7 W (Tyco Electronics ER581K0JT)
R2 = 59 Ω , 1 %, 0,6 W *
P1 = Trimpoti 100 Ω , 0,5 W, 10 %, 24 Umdrehungen (Vishay Spectrol M64W101KB40)

Kondensatoren:

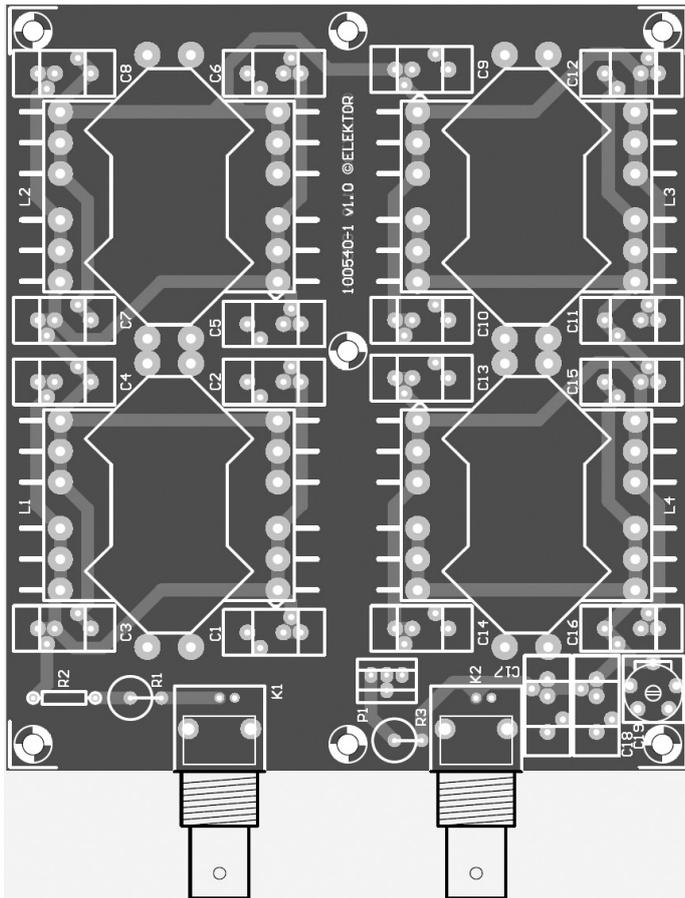
C1, C14, C18 = nicht bestückt
C2, C5, C11, C13 = 1 n, 1 %, 500 V, Glimmer versilbert (Cornell Dubilier CD19FD102FO3F)
C3, C8, C12 = 120 p, 1 %, 500 V, Glimmer versilbert (Cornell Dubilier CD15FD121FO3F)
C4 = 6p8, 1 %, 500 V, Glimmer versilbert (Cornell Dubilier CD15CD(6.8)DO3F)
C6, C15 = 270 p, 1 %, 500 V, Glimmer versilbert (Cornell Dubilier CD15FD271FO3F)
C7, C9, C17 = 680 p, 1 %, 500 V, Glimmer versilbert (Cornell Dubilier CD19FD681FO3F)
C10 = 180 p, 1 %, 500 V, Glimmer versilbert (Cornell Dubilier CD15FD181FO3F)
C16 = 220 p, 1 %, 500 V, Glimmer versilbert (Cornell Dubilier CD15FD221FO3F)
C19 = Trimmkondensator PTFE, 5...57 p, 250 V, (Vishay BCcomponents BFC2 809 08003)

Induktivitäten:

L1 = 1,15 mH, 85 Windungen 0,8 mm Kupferlackdraht *
L2 = 689 μ H, 65,5 Windungen 0,8 mm Kupferlackdraht *
L3 = 557 μ H, 59 Windungen 0,8 mm Kupferlackdraht *
L4 = 802 μ H, 71 Windungen 0,8 mm Kupferlackdraht *

Außerdem:

K1, K2 = BNC-Buchse 75 Ω , abgewinkelt für Platinenmontage (Tyco Electronics 1-1478032-0)
Mutter BNC/TNC (Tyco Electronics 1-1634816-0)
Sicherungsring BNC/TNC (Tyco Electronics 1-1634817-0)
L1...L4 = Ferritkern-Satz 160 nH (AL) N41, RM14 (Epcos B65887E160A41), z.B. RS #212-6772 Wickelkörper 12-Pin, RM14 (Epcos B65888C1512T1), z.B. RS #212-6839
Federstahlklammer RM 14, 2 Stück je Kern (Epcos B65888A2002X), z.B. RS #647-9323 Isolierscheibe RM 14 (Epcos B65888B2005X), z.B. RS #180-121
Kupferlackdraht 0,8 mm (Pro Power ECW0.80)* siehe Text



Bei der Realisierung dieses Filters ist unbedingt darauf zu achten, dass Ferritkerne mit den in der Stückliste angegebenen Typenbezeichnungen verwendet werden. Aus der Angebotspalette haben wir die Typen mit den breitesten Luftspalten gewählt (kleine A_L -Werte), so dass mehr Windungen als bei engen Luftspalten gewickelt werden müssen. Die idealen Werte der Induktivitäten lassen sich dadurch

besser annähern. Ein Vorteil eines breiten Luftspalts liegt auch darin, dass die Toleranzen des A_L -Faktors nur $\pm 3\%$ betragen, ohne Luftspalt können sie ± 20 bis $\pm 30\%$ erreichen.

Weblinks

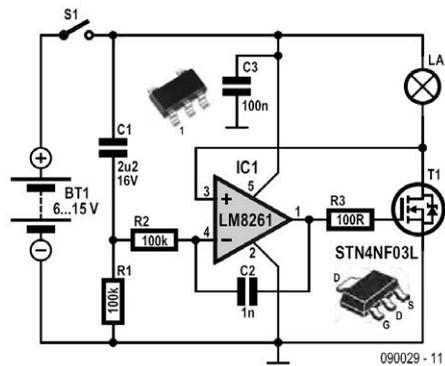
- [1] www.elektor.de/044042
- [2] www.elektor.de/030217
- [3] www.elektor.de/100540

Dirk Visser (NL)

Stufenlose Helligkeitssteuerungen existieren in vielen Varianten. Eine Besonderheit der hier vorgestellten Schaltung ist jedoch, dass sie sich durch einfache Modifikation in ein Leistungspotentiometer abwandeln lässt.

Die Schaltung arbeitet wie folgt: Unmittelbar nach Einschalten der Betriebsspannung liegt am invertierenden Eingang des Opamp ebenso wie am nicht invertierenden Eingang die volle Betriebsspannung. Anschließend lädt sich C1 auf, die Spannung am invertierenden Eingang sinkt. Diese Spannung hat den entgegengesetzten Verlauf einer Kondensator-Ladekurve. Da die Spannung sinkt, steigt die Ausgangsspannung von IC1, so dass MOSFET T1 zunehmend leitet. Die an Lampe LA1 liegende Spannung hat den Verlauf einer Kondensator-Ladekurve. Der MOSFET kann abhängig von seinen Eigenschaften hohe Lampenströme steuern.

Der verwendete Opamp muss einen Gleichtakt-Spannungsbereich in Höhe der Betriebsspannung aufweisen. Der Opamp ist als Spannungsfolger geschaltet, so dass ein so genannter Rail-to-rail-Typ erforderlich ist. Die Wahl fiel auf den LM8261, der nicht nur winzige Abmessungen hat (Gehäuse SOT-23-5, 2,92 mm · 2,84 mm), sondern auch in einem weiten Spannungsbereich (2,7...30 V) arbeitet. Wegen seiner hohen Geschwindigkeit (GBWP = 21 MHz) muss die Betriebsspannung unbedingt mit einem Kondensator (C3) ent-



koppelt werden. Natürlich kommt es bei dieser Anwendung nicht auf die Opamp-Geschwindigkeit an. Widerstand R3 am Ausgang verhindert, dass der Opamp unter ungünstigen Bedingungen parasitär schwingt.

Die Schaltung kann vollständig mit SMD-Bauelementen aufgebaut werden. Kondensator C1 ist in der Bauform 0805 erhältlich (Ceramic Multilayer), und den passenden MOSFET im SOT-223-Gehäuse bietet ST unter der Typenbezeichnung STN4NF03L an. Dieser Typ kann trotz seiner geringen Abmessungen (7 mm · 6,5 mm) mehr als 6 A schalten. Für Verlustleistungen über 3,3 W (bei 25 °C) können leistungsstärkere MOSFETs eingesetzt werden, zum Beispiel im größeren Gehäuse D2PAK. Die Auswahl an geeigneten Typen in dieser Bauform ist erstaunlich groß.

Mit einem MOS-FET im TO-220-Gehäuse, montiert auf einen kleinen Kühlkörper, lassen sich sogar die beliebten 12-V-Halogenstrahler steuern. Bei den für R1 und C1 angegebenen Werten muss der MOSFET nur während etwa einer zehntel Sekunde die maximale, von der Lampe abhängige Leistung liefern. Der Arbeitsspannungsbereich der Schaltung hängt von der Gate-Source-Spannung des MOSFET ab. Der absolute Maximalwert beträgt 16 V, der Mindestwert wird von der Spannung bestimmt, die für einen niedrigen Kanalwiderstand ($<0,05 \Omega$ bei $U_{GS} = 5 \text{ V}$) nötig ist. Die Betriebsspannung der Schaltung darf deshalb zwischen 6 V und 15 V lie-

gen, für C1 genügt eine 16-V-Ausführung.

Wenn C1 und R1 durch ein Potentiometer ersetzt werden (Schleifer an R2), verhält sich die Schaltung wie ein Leistungspotentiometer. Der MOS-FET wird von IC1 so weit aufgesteuert, dass ein Spannungsgleichgewicht an den Opamp-Eingängen eintritt. Dabei gleicht sich die Drain-Spannung des MOS-FETs der Spannung an, die am Schleifer des Potentiometers liegt.

Weblink

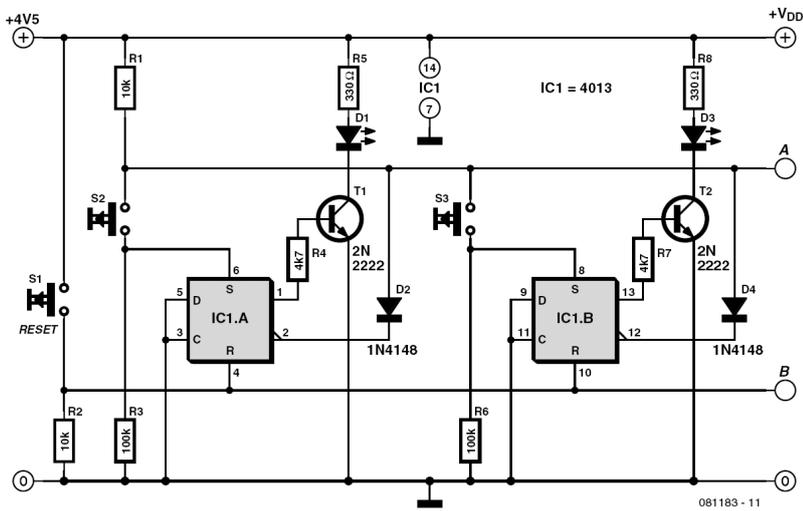
[1] www.elektor.de/090029

187 Auf den ersten Drücker...

Joseph Kopff (F)

Ein TV-Quiz-Klassiker: Mehrere Spieler sollen die gestellte Frage a) so schnell wie möglich und b) richtig beantworten. Der Kandidat, der zuerst auf seinen Knopf drückt, darf antworten. Technisch aktiviert der erste gedrückte Taster eine Lampe am Kandidatenplatz und alle anderen Taster werden für diese Runde blockiert. Auf diese Weise ist es einfach zu sehen, wer der Schnellste war. Mit der hier beschriebenen Schaltung wird diese Aufgabe elegant mit konventioneller digitaler Elektronik, also ohne einen Mikrocontroller gelöst, was heute schon fast Seltenheitswert hat. Die Basisschaltung ist für zwei Mitspieler gedacht. Dank des modularen Konzepts ist

eine Erweiterung problemlos möglich. Die Schaltung enthält drei Taster. S2 und S3 sind für die Kandidaten gedacht und S1 ist der Taster für den Showmaster, der damit die Elektronik für die nächste Frage zurücksetzen kann. Die Denkarbeit wird von IC1 verrichtet, das zwei D-Flipflops enthält, bei denen aber lediglich die Set- und Reset-Eingänge zum Zuge kommen. Da das IC mit 3 bis 15 V betrieben werden kann, kommt die Schaltung gut mit 4,5 V aus (drei AA-Batterien oder vier NiCd- oder NiMH-Akkuzellen). Strom wird eigentlich nur verbraucht, wenn eine LED leuchtet.



Nach dem Anlegen der Spannung und einem Reset mit S1 sind die LEDs ausgeschaltet und die invertierenden Ausgänge der Flipflops (Pin 2 und 12) „High“. Die Schaltung ist nun scharf. Wenn jetzt S2 betätigt wird, kippen die Ausgänge von IC1.A im Bruchteil einer Mikrosekunde. Die Folge ist: Der Pegel an Pin 1 steuert über R1 dann T1 durch, weshalb D1 leuchtet. Gleichzeitig zieht der Low-Pegel an Pin 2 über D2 die Leitung A auf „Low“, wodurch ein späterer Druck auf S2 nichts

mehr bringt. Es ist wie es soll: Nach dem ersten Drücken sind alle weiteren Tastendrucke blockiert. Das gleiche Spiel funktioniert selbstverständlich mit IC1.B, wenn S3 zuerst betätigt wurde.

Um die Schaltung auf vier oder sechs Kandidaten zu erweitern, braucht man nur ein zweites oder drittes 4013-IC entsprechend zu beschalten und die Leitungen A und B zu verbinden. R1, R2 und S1 sind nur einmal vorhanden.

Fahrrad-Ladeschaltung 188

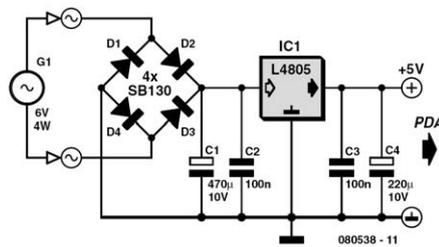
Jan Visser (Elektor NL)

Auch wenn es Radwege und spezielle Karten gibt, suchen manche Radfahrer

hartnäckig ihren eigenen Weg. Diese Untwegten erkennt man nicht nur an einem

am Lenker befestigten PDA oder Navi, sondern auch am verzweifelten Blick, wenn sich der Akku ihres elektronischen Wegweisers mit „battery low“ auf dem Display meldet. Bei vielen PDAs und Navis ist das schon nach zwei Stunden Betriebszeit der Fall. Elektors Fahrradexperte Jan Visser verrät mit seinem Design-Tipp, wie daraus fünf Stunden und mehr werden können.

Voraussetzung ist es, den Fahrraddynamo (in der Schaltung als Generator mit G1 bezeichnet) in Betrieb zu nehmen und dabei zweckmäßigerweise die Verbindung zu Vor- und Rücklicht zu unterbrechen. Die vom Dynamo gelieferte Leistung wird so zur Gänze zur Versorgung des Navis genutzt. Ein Brückengleichrichter aus Schottkydioden verwandelt die Wechsel-



spannung des Dynamos mit geringen Spannungsverlusten von nur etwa 0,3 V in eine Gleichspannung, die für den Betrieb des 5-V-Low-drop-Spannungsreglers L4805 ausreicht. Die so geregelte 5-V-Spannung versorgt dann über das übliche USB-Kabel das Navi oder den PDA, so dass der Akku weniger belastet und bei abgeschaltetem Gerät auch nachgeladen wird.

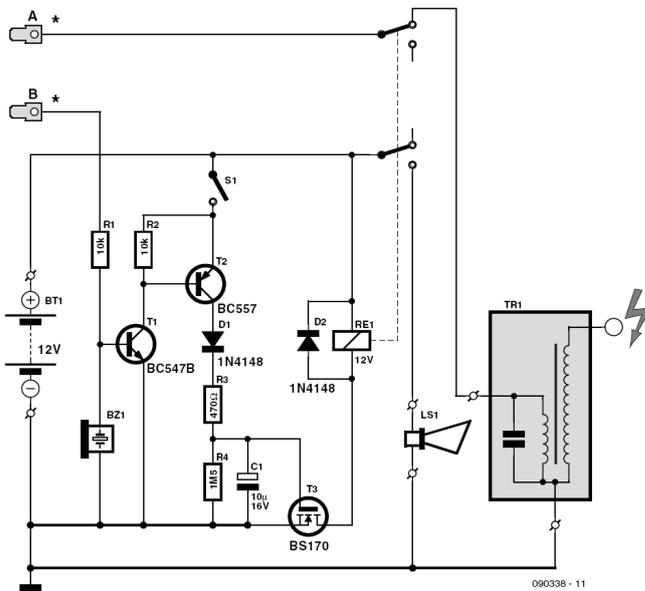
189 Einfache Alarmanlage für Motorräder

T.A. Babu (Indien)

Auch motorisierte Zweiräder sind Objekte der Begierde von mit langen Fingern ausgestatteten Mitmenschen. Doch hier kommt eine Alarmanlage, die laut, preiswert und einfach zu bauen ist. Zudem lässt sie sich über einen verborgenen Schalter scharf stellen und entschärfen. Nicht unwichtig ist dabei, dass die Elektronik im Standby-Modus nur sehr wenig Strom benötigt. Wird die Anlage über S1 mit Strom versorgt, ist sie scharf. Wenn jetzt ein Unbefugter das Motorrad starten will, kommen +12 V vom Zündschloss (von Punkt „B“), wodurch T1 und somit T2 leiten.

Jetzt wird die Sirene LS1 für etwa 20 s voll laut tröten. Diese Zeit wird durch R4 und C1 bestimmt. Als Sirene eignet sich ein Power-Piezo-Horn mit eingebautem Oszillator für 12-V-Betrieb.

BZ1, das zweite piezoelektrische Bauteil in der Schaltung, soll Alarm auslösen, wenn jemand versucht, an der Maschine herumzupfuschen oder aber das Krad ohne Motorstart wegzuschieben. BZ1 sollte so am Rahmen etc. angebracht werden, dass Vibrationen durch mechanische Manipulationen zuverlässig erfasst werden.



Einer der beiden Kontakte von RE1 dient zur Abtrennung der Zündspule und verhindert so, dass der Motor unbefugt gestartet werden kann. Typischerweise läuft eine elektrische Verbindung vom Unterbrecher (Punkt „A“) zur Zündspule TR1, die über die Öffnerseite eines Umschaltkontakts geführt wird. Der zu verstecken-

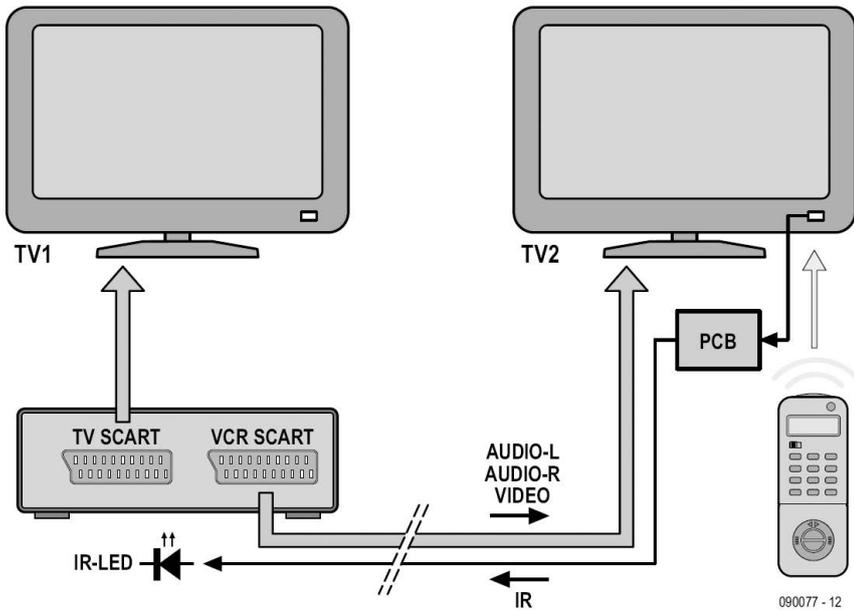
de S1 sollte logischerweise klein ausfallen. Zur Alarmentschärfung reicht es aus, die Elektronik mit S1 auszuschalten. Dann kann der Motor ohne Sirenengeheul gestartet werden.

Zwei TVs an einem Receiver 190

Heino Peters (NL)

Wenn mehrere TV-Geräte im Haushalt vorhanden sind, muss beim Einzug des digitalen Fernsehens für jedes Gerät ein eigener DVB-T-Receiver angeschafft wer-

den. Mit der hier vorgestellten Lösung kann an zwei (oder mehr) Plätzen innerhalb des Hauses mit nur einem Receiver ferngesehen werden, der von beiden



Plätzen aus bedienbar ist.

Für die Verbindung ist ein vieradriges abgeschirmtes Kabel (beispielsweise Conrad 606502) zwischen dem Receiver (beim ersten TV-Gerät) und dem zweiten TV-Gerät erforderlich (siehe Bild 1). Über zwei abgeschirmte Adern gelangt der Ton (Audio-L und Audio-R) und über eine dritte Ader das Videosignal zum zweiten TV-Gerät. Die vierte Ader überträgt das Fernbedienungssignal in Gegenrichtung, also vom Standort des zweiten Fernsehers zum DVB-T-Empfänger beim ersten Fernseher.

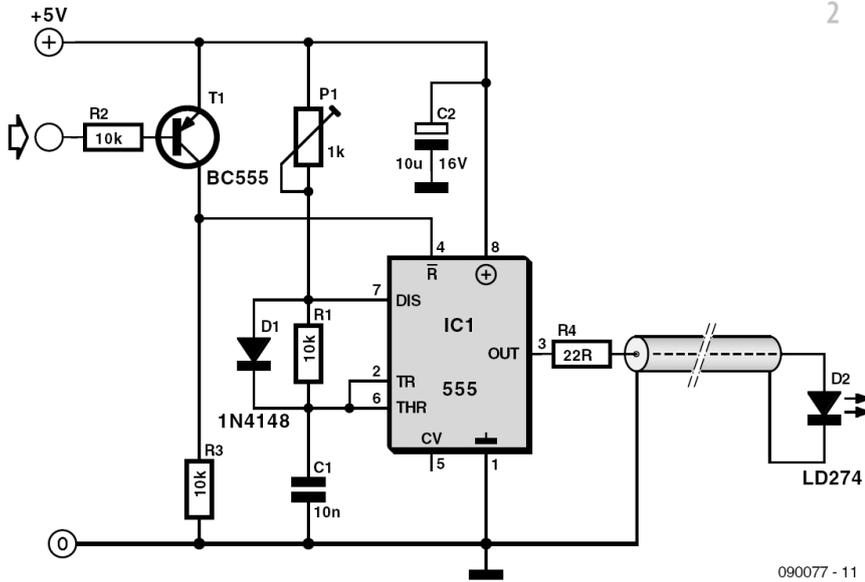
Dafür braucht man beim zweiten Fernseher eine Universalfernbedienung, die für den DVB-T-Empfänger programmiert wird/ist. So kann die originale Receiver-Fernbedienung beim DVB-T-Receiver am Platz des ersten Fernsehers verbleiben und muss nicht ständig umhergetragen wer-

den.

Beim zweiten TV-Gerät empfängt ein IR-Receiver das Signal der Universalfernbedienung und steuert über eine kleine Schaltung (Bild 2) und das Kabel eine Infrarot-LED, die auf den Infrarot-Empfänger des DVD-T-Receiver (beim ersten Fernseher) ausgerichtet ist.

Die meisten DVB-T-Receiver sind mit zwei SCART-Buchsen ausgestattet, an die das TV-Gerät und ein Videorecorder angeschlossen werden können. Die zweite SCART-Buchse liefert hier die Signale für das zweite TV-Gerät (Anschlussbelegungen siehe Bild 3). Falls die zweite SCART-Buchse schon belegt ist, können dem Receiver die Audiosignale und das Videosignal auch über eventuell zusätzlich vorhandene Cinch-Buchsen entnommen werden.

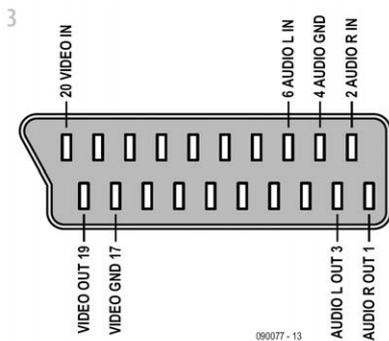
Infrarot-Fernbedienungen senden Signa-

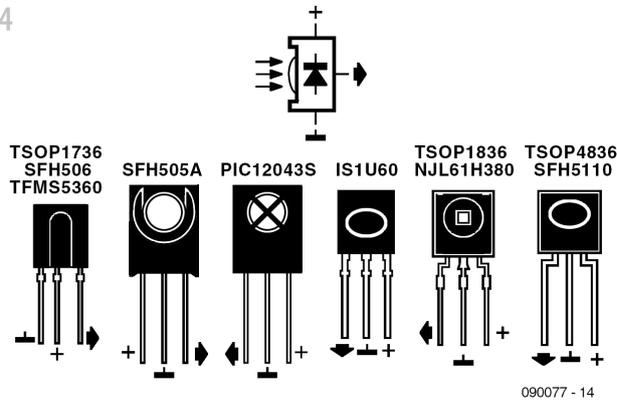


le, die aus Impulsfolgen von moduliertem Infrarot-Licht bestehen. Die Modulationsfrequenz liegt meist abhängig vom Typ und Hersteller im Bereich 30...56 kHz, bei B & O beträgt sie sogar 455 kHz. Am häufigsten sind Frequenzen zwischen 36 kHz und 40 kHz. Bei Infrarot-Empfänger-ICs geht die Frequenz der maximalen Empfindlichkeit aus der Typenbezeichnung hervor. Beim TSOP1736 sind es 36 kHz,

beim TSOP1738 38 kHz und so weiter. In Bild 4 sind einige gängige Infrarot-Empfänger mit ihren Anschlussbelegungen dargestellt. Da diese Infrarot-Empfänger relativ breitbandig sind, kann ein für 38 kHz ausgelegtes IR-Empfänger-IC den gesamten Bereich 36...40 kHz abdecken.

Der Ausgang des Infrarot-Empfänger-ICs wird mit dem Eingang der Schaltung in Bild 3 verbunden und steuert einen astabilen Multivibrator (Rechteckoszillator), der mit dem bekannten Timer-IC 555 aufgebaut ist. Im Ruhezustand liegt am Empfänger-Ausgang hohe Spannung, sie geht nach Null, sobald ein moduliertes Infrarot-Signal empfangen wird. Da der Reset-Eingang des 555 auf niedrige Spannung reagiert, ist ihm der aus T1, R2 und R3 bestehende Inverter vorgeschaltet. Die Oszillatorfrequenz hängt von P1, R1 und C1 ab, sie muss mit P1 auf ungefähr 38





090077 - 14

kHz eingestellt werden. Diode D1 sorgt dafür, dass der Duty-Cycle des Oszillator-Ausgangssignals kleiner als 50 % ist, ohne Diode wäre dies nicht möglich. Die Anstiegszeit des Signals am Threshold-Eingang des 555 hängt von P1 und C1 ab, die Abfallzeit wird von R1 und C1 bestimmt. Das Verhältnis zwischen P1 und R1 ist maßgebend für den Duty-Cycle, er beträgt hier ungefähr 30 %. Bei der Betriebsspannung 5 V steht Trimpoti P1 auf etwa 1 k Ω , niedrigere Betriebsspannungen erfordern Einstellungen auf niedrigere Werte. Wenn möglich sollte die Frequenz des Ausgangssignals mithilfe eines Oszilloskops auf 38 kHz (Periodenzeit 26,3 μ s) eingestellt werden. Das Signal erscheint am Ausgang, wenn der Schaltungseingang auf Low-Pegel (Masse) liegt.

Das Ausgangssignal steuert wie beschrieben die auf den DVB-T-Receiver gerichtete Infrarot-LED (D2).

Der Autor hat sich das IR-Empfänger-IC (und ein Steckernetzteil) gespart und sein zweites TV-Gerät geöffnet (Vorsicht, Hochspannung, auch bei ausgeschaltetem

Gerät!), um die Schaltung an den Signalausgang und die Betriebsspannung des dort eingebauten Infrarot-Empfängers anzuschließen. Einfacher und elektrisch sicherer ist aber die separate Lösung mit einem 38-kHz-IR-Empfänger-IC (z.B. TSOP1738) am Eingang der Schaltung in Bild 2 und einem kleinen Steckernetzteil zur Stromversorgung.

Die Infrarot-LED D2 wird so vor dem DVB-T-Receiver platziert, dass sie auf dessen Infrarot-Empfänger ausgerichtet ist. Der Minuspol der LED wird über den Mantel der vierten abgeschirmten Kabelader mit der Schaltung verbunden. Strombegrenzungswiderstand R4 ist für einen LED-Strom von etwa 100 mA dimensioniert. Beträgt die Betriebsspannung nur 3,3 V, muss der Wert von R4 auf 3,3 Ω herabgesetzt werden. Die Schaltung ist auch für die Fernbedienung von Audio- und Videogeräten geeignet, die beispielsweise in geschlossenen Schränken untergebracht sind.

Weblink

[1] www.elektor.de/090077

Leo Szumylowycz (D)

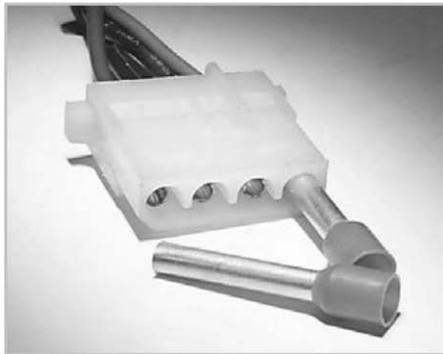
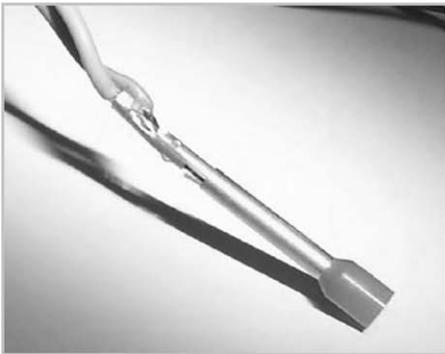
Wer hin und wieder gerne selbst an seinem Computer herumschraubt, kennt das Problem: Eine zweite Festplatte oder ein Zusatzlüfter liegen zum Einbau bereit, doch leider ist im PC-Gehäuse kein Kabel mit Stecker oder Buchse für die Stromversorgung neuer Komponenten vorhanden. In diesem Falle kann man sich mit einem Verteilerkabel, auch Y-Kabel genannt, behelfen. Wenn solch ein Kabel in der Bastelkiste jedoch nicht zu finden ist und der PC-Laden um die Ecke bereits geschlossen hat, bleibt nur der Selbstbau. Das ist nicht besonders schwer, wenn es auf die Optik nicht allzu sehr ankommt: Ein zweites Stromversorgungskabel und eine Lüsterklemme, und schon ist das Problem behoben. Funktioniert zwar, sieht aber nicht schön aus und wirkt außerdem sehr unprofessionell.

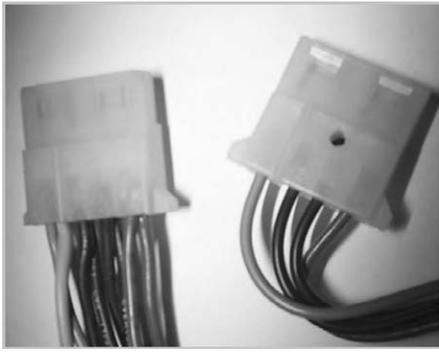
Eine elegantere Möglichkeit besteht darin, das zum einzubauenden Gerät führen-

de Versorgungskabel direkt an der entsprechenden Buchse des bereits vorhandenen Gerätes anzulöten. Das ist jedoch nicht ganz einfach, da die Metallstifte der im PC vorhandenen Versorgungsbuchsen auf den ersten Blick unverrückbar und, was die zum Kabel zeigenden Enden anbetrifft, unzugänglich in ihrem Kunststoffgehäuse verankert sind.

Mit einem kleinen Trick in Form von Aderendhülsen lassen sich die Stifte jedoch so weit aus der Halterung schieben, dass an ihrem hinteren Ende ein zusätzliches, zum Zusatzgerät führendes Kabel angelötet werden kann.

Für Stecker werden dazu 4-mm-Aderendhülsen und für Kupplungen 6-mm-Aderendhülsen benötigt. Zunächst wird der Kontakt am Kabel fest in den Kunststoffhalter gedrückt, damit man die Arretierungsfeder sauber und gänzlich fasst.





Anschließend werden die Hülsen auf den nach hinten zu bewegenden Stift aufgesetzt und langsam und vorsichtig bis zum Anschlag in den Kunststoffhalter eingeschoben. Kurz vor dem Anschlag fühlt man einen Widerstand, bei dessen Überwindung ein Klickgeräusch zu vernehmen ist. Genau in dem Moment, in dem das Klickgeräusch ertönt, muss das betreffende Kabel mit seinem Stift von hinten aus dem Kunststoffgehäuse herausgezogen

werden. Wenn das Ganze nicht gleich funktioniert, ist es hilfreich, die Hülse während des Ziehens kreisförmig zu bewegen. Mit einer Hülse lassen sich normalerweise etwa vier Stifte lösen. Es wird jedoch empfohlen, zur Sicherheit gleich mehrere Hülsen zu besorgen.

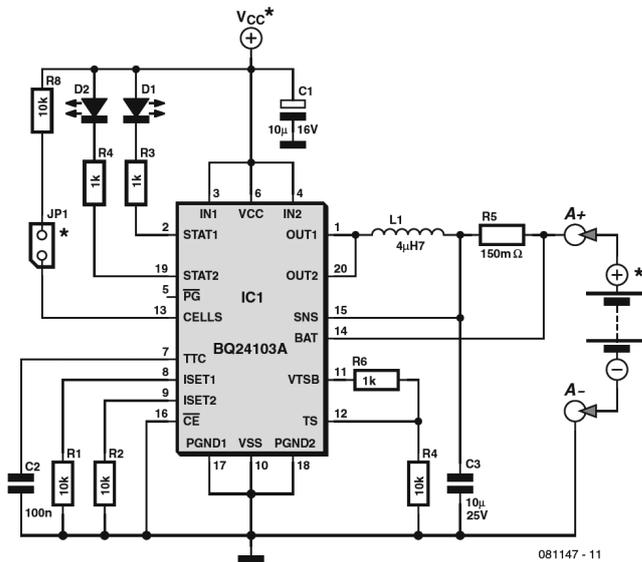
Die freien Enden des zusätzlichen Kabels werden vorsichtig und mit möglichst wenig Zinn, wie im Bild gezeigt, am jeweiligen Stift dicht neben die vorhandenen Kabel angelötet. Überflüssige Zinntropfen lassen sich gut mit Sauglitze entfernen. Zum Schluss müssen die Kontaktfedern wieder leicht nach außen gebogen und der betreffende Stift eingesteckt werden. Verwenden Sie am besten längere Hülsen, da diese einfacher zu handhaben sind. Wenn Sie zuvor ein ganz klein wenig Kontaktspray in die Buchse sprühen, lassen sich die einzelnen Teile des Steckers leichter bewegen.

192 Lithium-Akkulader mit BQ24103

Steffen Graf (D)

Beim BQ24013 handelt es sich um einen einfach anzuwendenden Ladecontroller für Lithium-Ionen- und Lithium-Polymer-Akkus. Vorteilhaft ist, dass bereits MOSFETs integriert sind, die kräftig genug schalten, um einen Ladestrom von bis 2 A bereitzustellen. Dank einer hohen Schaltfrequenz von 1,1 MHz ist nur eine kleine Spule nötig. Gegenüber linear geregelten Ladecontrollern ermöglicht der

Schaltwandler einen deutlich höheren Wirkungsgrad. Ein weiterer Pluspunkt ist, dass man sowohl Akkupacks mit einer Zelle als auch solche mit zwei Zellen (in Reihenschaltung) laden kann. Zwei LEDs zeigen an, ob der Akku geladen wird (D1 leuchtet) oder ob er bereits voll ist (D2 leuchtet). Der Strom lässt sich durch die Dimensionierung von Widerständen einstellen [1]. Dabei werden drei verschiede-



ne Stromwerte definiert: Anfangs-Ladestrom (Precharge), Ladestrom und Ladestrom. Bei der angegebenen Dimensionierung beträgt der Precharge-Strom 67 mA, der Ladestrom 667 mA und der Schluss-Strom wieder 67 mA. Natürlich sorgt das IC für den korrekten Ladeverlauf und vor allem auch dafür, dass die maximal zulässige Zellenspannung nicht überschritten wird – was bei Lithiummakkus bekanntlich sehr wichtig ist. Noch wichtiger ist, dass die Drahtbrücke **JP1 NUR für das Laden von zwei Zellen** geschlossen wird. Beim Laden einer einzelnen Zelle darf die Drahtbrücke **NICHT** geschlossen sein, da die Ladespannung sonst für eine Zelle viel zu hoch wird – es besteht **Explosions- und Feuergefahr!** Die minimale Betriebsspannung V_{CC} für das Laden einer Zelle beträgt 5 V und für das Laden von zwei Zellen 9 V. Die maximale Betriebsspannung des ICs ist im Datenblatt mit 16 V spezifiziert.

Das IC ist leider nur im QFN20-Gehäuse erhältlich und entsprechend schwer zu löten. Diesem Nachteil steht der Vorteil gegenüber, dass sich komplette Ladeschaltungen mit 2 A Ladestrom auf weniger als 2,5 cm² Platinen-fläche realisieren lassen.

Für den Musteraufbau (670 mA Ladestrom) wurde für L1 eine 4,7- μ H-Induktivität mit einem Innenwiderstand (DCR) von 0,082 Ω (82 m Ω) und einem Strom (DC I) von 1,72 A verwendet. Falls man mit bis zu 2 A laden möchte, sollte der Innenwiderstand unter 0,025 Ω (25 m Ω) liegen und die Strombelastbarkeit (DC I) bei etwa 4 A (oder mehr). Für R5 wurde ein 150-m Ω -SMD-Widerstand (0805) von Vishay (erhältlich z.B. bei Farnell) und für C3 ein keramischer SMD-Schichtkondensator mit 25 V Spannungsfestigkeit eingesetzt. Bei Verwendung eines Elkos ist auf einen niedrigen ESR zu achten.

Eine Übersicht über die verschiedenen Versionen des ICs findet man unter [2]. Im Prototypen erprobt wurde die Version BQ24103A.

Weblinks

[1] www.ti.com/lit/gpn/bq24103a

[2] <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/bq24103a.html>

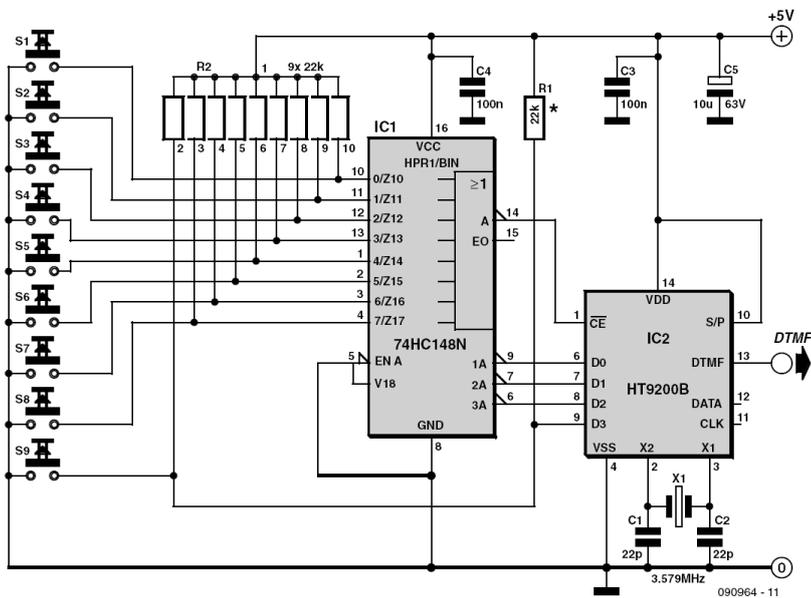
193

8-Kanal-DTMF-Encoder

Angelo La Spina (Italien)

Millionen machen es jeden Tag. Sie verwenden Telefone, die mit Hilfe von acht möglichen Tönen (die wiederum so gewählt sind, dass die Harmonischen und die Intermodulationen ihrer Kombination nicht weiter stören) maximal 16 verschie-

dene Tasten codieren können. Jeweils zwei sinusförmige Töne werden kombiniert, wobei keine Frequenz ein Vielfaches, die Summe oder die Differenz zweier anderer Töne ist. Das ist übrigens der Grund, warum sich DTMF-Signale so un-



322

musikalisch anhören! Der DTMF-Encoder basiert auf dem IC HT9200B, einem Tongenerator-IC von Holtek, der beispielsweise bei Farnell und Futurlec erhältlich ist. Das IC ist komplementär zu dem beim DTMF-Decoder verwendeten Chip, der an anderer Stelle dieses Buches (S. 298) beschrieben wird. Der HT2900B liefert digital gesteuert 16 verschiedene DTMF-Signale und kann sogar die acht Einzeltöne ausgeben. Der neuere, hier nicht eingesetzte Typ HT9200A hat nur acht Pins und wird aus diesem Grund seriell gesteuert.

Mit Hilfe eines 8-nach-3-Encoders vom Typ 74HC148 werden acht Tasten in ein 3-bit-Signal umgesetzt, das dann an den Eingang von IC2 gelangt. Der neunte Taster S9 ist direkt mit dem vierten Bit D3 von IC2 verbunden. IC2 wandelt den binären Code an seinem Eingang in einen DTMF-Ton am Ausgang um.

Ein Druck auf S1...S8 generiert die Töne für die „DTMF-Tasten“ C, B, A, #, *, 0, 9 und 8. Wird gleichzeitig S9 betätigt, ergeben sich die „DTMF-Tasten“ 7, 6, 5, 4, 3, 2, 1 und D. Um die acht unterschiedlichen Grundtöne exakt erzeugen zu können, wird ein Quarz mit 3,58 MHz als Taktgeber für IC2 eingesetzt.

Pin 13 des HT9200B liefert ein DTMF-Signal mit einer Amplitude von 150 mV an einer Last von 5 k Ω .

Wenn man statt des CMOS-ICs 74HC148 die ältere Variante 74LS148 einsetzt, kann das Widerstands-Array R2 entfallen, da LS-ICs interne Pullups an ihren Eingängen aufweisen. R1 muss allerdings bleiben, da er von IC2 benötigt wird. Die Gesamtstromaufnahme der Schaltung beträgt mit dem 74HC148 etwa 2 mA bei einer auf 5 V geregelten Betriebsspannung.

SMD-Transistortester

194

Ludwig Libertin (A)

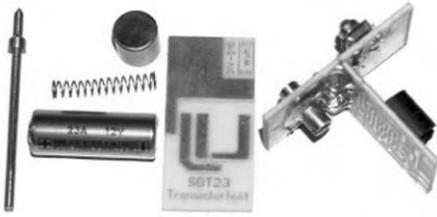
Inspiziert vom Beitrag „SMD-Löthilfe“ von Gert Baars aus Elektor November 2005 [2] entstand zunächst eine im wahren Sinne des Wortes „elektromechanische“ Version eines Transistor-Testers für SMD-Transistoren im SOT23-Gehäuse. Anders als die im Wesentlichen aus einem Blechstreifen bestehende Fixierungshilfe von Gert Baars war es eine Konstruktion aus zusammengelötetem Platinenmateri-

Eigenschaften

- Stand-alone-SMD-Transistor-Tester
- Erkennt defekte Transistoren
- Unterscheidet NPN und PNP

al. Die fehlende Elastizität von glasfaserverstärktem Epoxidharz gegenüber einem Blechstreifen wurde durch einen Stift wettgemacht, der mit Hilfe einer Feder aus einem Kugelschreiber genügend Andruckkräfte entwickelte. Der große Vor-

323

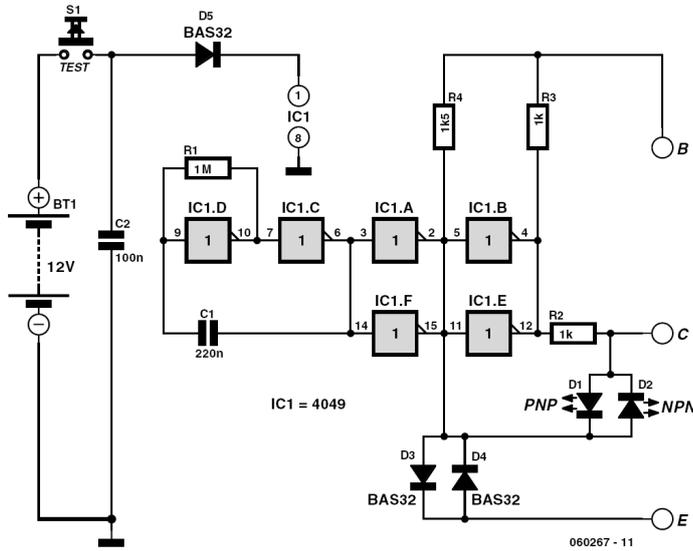


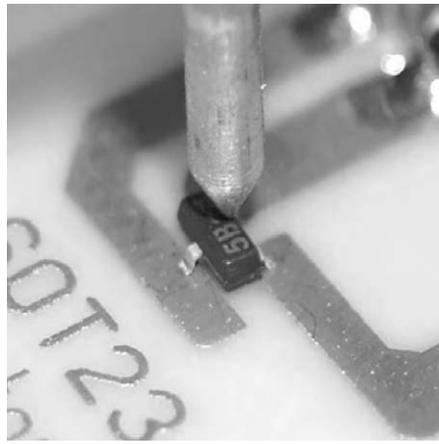
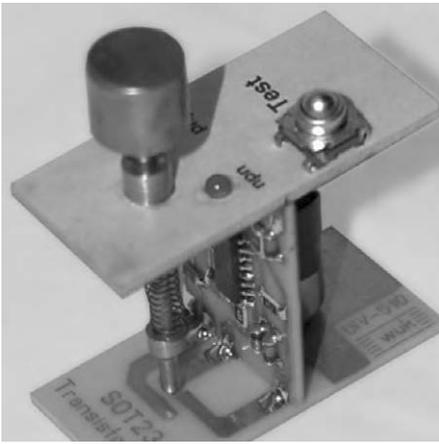
teil dieser Materialwahl war, dass der TUT (Transistor Under Test) gleich auf passende Leiterbahnen gepresst wurde, die dann zu Buchsen führten, an die ein konventioneller Transistortester angeschlossen wurde. Man konnte so auf einfache Weise – ohne Löten – überprüfen, ob ein TUT es noch tut oder eben nicht.

Mit diesem SMD-Transistortester konnte man genauso testen wie bei bedrahteten Transistoren. In den allermeisten Fällen reicht es aber vollkommen aus zu wissen, ob ein TUT defekt ist oder nicht und ob es sich um einen NPN- oder um einen PNP-Transistor handelt. Um das heraus-

zufinden, muss man nicht unbedingt (und umständlich) einen externen Transistortester anschließen. Gesagt – getan. Herausgekommen ist eine Platine, die als „Testfassung“ für den TUT und gleichzeitig zum Aufbau eines einfachen Transistortesters dient. Die minimalistische Schaltung besteht aus einem CD4049 (CMOS-HEX-Inverter/Puffer) und wenigen weiteren Bauteilen – selbstverständlich alles in SMD-Ausführungen. IC1.D und IC1.C bilden zusammen mit R1 und C1 einen Rechteck-Generator mit einer Frequenz von etwa 2 Hz. Damit werden dann die für einen höheren Ausgangsstrom parallel geschalteten Inverter IC1.A und IC1.F angesteuert, die wiederum IC1.B und IC1.E steuern. Ohne angeschlossenen TUT blinken die beiden LEDs D1 und D2 im Gegentakt, und am Basis-Anschluss B liegt die halbe Betriebsspannung.

Blinken bei angeschlossenem TUT beide LEDs, dann hat der TUT eine Unterbre-





Stückliste

Widerstände:

R1 = 1 M

R2 = 1 k

R3... R4 = 10 k

Kondensatoren:

C1 = 220 n

C2 = 100 n

Halbleiter:

D1,D2 = LED, 3 mm

D3,D4 = BAS32

IC1 = 4049 (SO16)

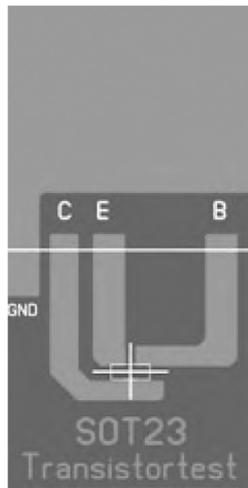
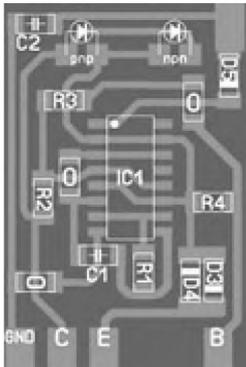
Außerdem:

S1 = Taster, Schließer

12-V-Batterie GP23A

Mechanik wie beschrieben

Platinen (siehe Text)



chung – ist also defekt. Bei einem internen Kurzschluss, der C und E verbindet, bleiben beide LEDs dunkel. Ein funktionierender NPN-TUT leitet nur dann, wenn die Spannung an C höher ist als an E. Dann wird LED D1 im Takt kurzgeschlossen und nur D2 blinkt. Umgekehrt blinkt bei einem PNP-TUT nur D1. Da die Schaltung nur dann ca. 10 mA Strom benötigt, wenn man den Taster S1 betätigt, hält eine Batterie sehr lange.

Die 12-V-Batterie vom Typ GP23A ist gleich mit in den mechanischen Aufbau integriert und wird zwischen Boden- und Deckelplatine eingeklemmt. Zum besseren Halt ist auf der senkrechten Platine (2) noch ein Stück eines aufgesägten Kunststoffröhrchens angebracht. Der nagelför-

mige Metallstift wird durch ein in die Deckelplatine eingelötetes Messingröhrchen geführt. Zur einfacheren Nachbaubarkeit stellt der Autor auf der Webseite zu diesem Artikel [1] die Layout-Dateien der abgebildeten drei kleinen Platinen zur Verfügung. Um diese zu nutzen, benötigt man nicht unbedingt eine Vollversion der Software Sprint-Layout. Man kann die Dateien auch mit dem passenden kostenlosen Viewer [3] öffnen.

Weblinks

[1] www.elektor.de/060267

[2] www.elektor.de/jahrgang/2005/november/smd-lothilfe.63834.lynkx

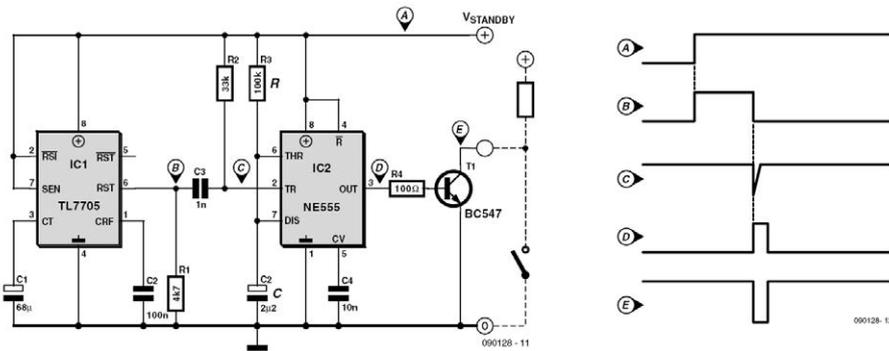
[3] www.abacom-online.de/html/dateien/demos/splan-viewer60.exe

Egbert Jan van den Bussche (NL)

Weil ein Server des Autors nach einem Stromausfall nicht selbstständig startete, hat er eine kleine Schaltung erdacht, die in solchen Fällen für den Neustart sorgt. Der nicht mehr brandneue PC ging nach Rückkehr der Netzspannung in den Standby-Modus, im Gegensatz zu moderneren PCs fehlt eine BIOS-Funktion für den selbstständigen Neustart.

Nach Einbau der hier gezeigten Schaltung startet der PC sofort nach Rückkehr der Netzspannung, wobei der Starttaster am PC seine Funktion behält. Die Spannung +5 V stellt der PC im Standby-Modus zur

Verfügung. Um den PC hochzufahren, muss jedoch kurz ein Taster gedrückt werden. Die Schaltung ist mit zwei vertrauten ICs aufgebaut: Der TL7705 ist der Reset-Generator, und der 555 erzeugt einen einzelnen Impuls. Der Impuls des Reset-Generators nach Rückkehr der Netzspannung ist ungefähr 1 s breit. Das RC-Glied zwischen dem TL7705 und dem 555 reduziert diesen Impuls auf einen schmalen Triggerimpuls zum Zeitpunkt der Rückflanke. Der schmale Triggerimpuls hat zur Folge, dass der 555 für die Dauer von $1,1 \cdot RC$ (hier R3 und C2) um-



schaltet. Transistor T1 überbrückt während dieser Zeit den Starttaster des PCs mit der Folge, dass der PC hochfährt. Für andere Systeme, bei denen nach Stromausfällen kurzzeitig ein Kontakt ge-

schlossen werden muss, ist die Schaltung in gleicher Weise geeignet.

Weblink
[1] www.elektor.de/090128

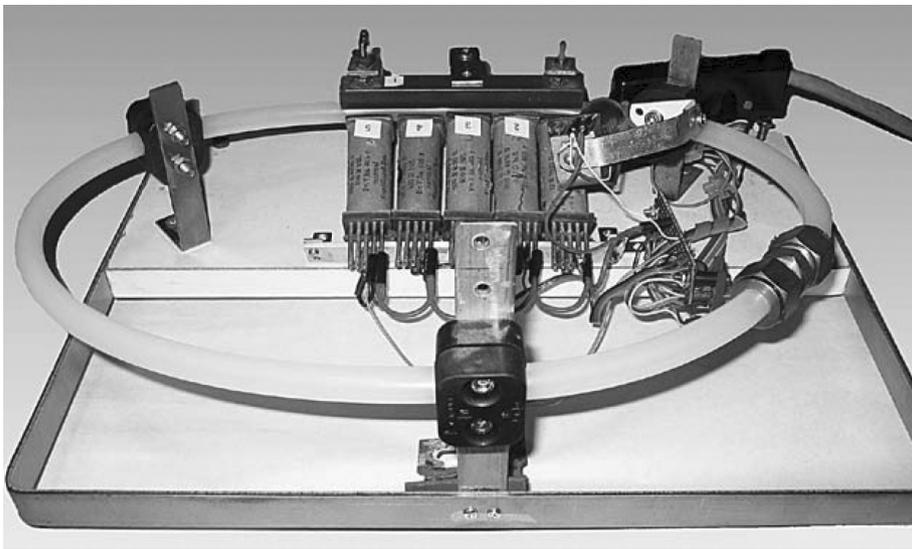
Magnetschwebbahn Demonstrator 196

G. van Zeijts (NL)

Ein Aufsatz in der Web-Enzyklopädie „Wikipedia“ [1] gab dem Autor die Idee zu diesem Projekt. Im Prinzip genügen viele Elektromagnete und eine intelligente Steuerung, um einen tonnenschweren Zug abheben zu lassen und in Bewegung zu setzen. Die in den Schienen und im Zug installierten Elektromagnete folgen den Gesetzmäßigkeiten anziehender und abstoßender magnetischer Pole. Was im Großen funktioniert, muss auch im Kleinen gehen. Der nächste Schritt war der Bau eines Modells, das allein den Zweck

hat, das Prinzip der Magnetschwebbahn anschaulich zu demonstrieren.

Wichtiger Teil der mechanischen Konstruktion ist ein Stück eines transparenten, gebogenen Plastikschlauchs, Innendurchmesser 10 mm, das mit einer Schlauchkupplung versehen ein geschlossenes Oval bildet. Das Schlauch-Oval ist so auf einer Platte montiert, dass eine Seite um etwa 30 mm höher als die andere Seite liegt. Im Schlauch befindet sich eine Stahlkugel, Durchmesser 8 mm, sie wurde einem defekten Kugellager entnommen.

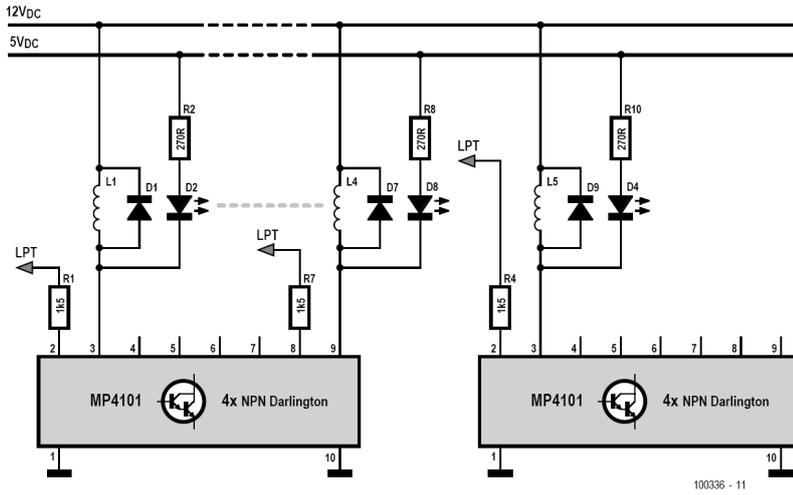


Am niedrigen Teil des Ovals, nahe dem tiefsten Punkt, ist der Start-Elektromagnet angebracht, ihm folgen die Elektromagnete L1...L5.

Zuerst wird ein Strom durch den Start-Elektromagneten geschickt, um die Kugel zu fangen und die Startposition zu definieren. Nachdem die Kugel zur Ruhe gekommen ist, schaltet die Steuerung den Strom des Start-Elektromagneten ab. Zum gleichen Zeitpunkt wird der Strom des Elektromagneten L1 eingeschaltet, die Folge ist, dass sich die Kugel in Richtung L1 bewegt. Der Vorgang der sequentiell eingeschalteten Elektromagnete wird mit L2...L5 fortgesetzt, was die Kugel so stark beschleunigt, dass sie einen in sich geschlossenen Weg durch das Oval zurücklegt. Vom präzisen Timing der Stromimpulse hängt ab, ob die Kugel die Umlaufbahn tatsächlich in vollem Umfang durchläuft. Die Elektromagnete werden von einem PC über den Parallelport gesteuert, NPN-Darlington-Leistungstransistoren schalten die Ströme, die durch die Elektromag-

nete fließen. Die Konstruktion des Autors verwendet Darlington-Transistor-Arrays, die aus alten Matrix-Druckern ausgebaut wurden. Solche Arrays tragen Typenbezeichnungen wie STA401A, STA405A, MP4101 oder MP4105, sie enthalten vier Leistungs-Darlingtons. Diese „4-in-1“-Schalter bedürfen nur weniger externer Komponenten, was die Schaltung erfreulich vereinfacht. Einzelne Darlingtons ähnlicher Leistung sind natürlich ebenfalls einsetzbar. Die vom Autor verwendeten Elektromagnete wurden ausgedienten Relais entnommen, ihr Widerstand beträgt $12\ \Omega$, so dass der hindurch fließende Strom bei 12 V genau 1 A beträgt. Die LEDs, die für die Anzeige der Stromimpulse zuständig sind, liegen über $270\text{-}\Omega$ -Widerstände an 5 V.

Das PC-Programm wurde in Visual Basic 5 geschrieben, es hat seine Bewährungsprobe unter Windows XP bestanden. Auf der Elektor-Website [2] steht das Programm einschließlich zugehöriger Modu-



le zum freien Download bereit. Das Modul INPOUT4.bas muss zum Projekt hinzugefügt werden, es macht den Zugriff von Visual Basic über den Parallelport auf externe Elektronik unter Windows XP möglich. Die DLL-Datei Inpout32.dll muss in den Ordner C:\Windows\System32 kopiert werden. Nach dem Programmstart stehen zwei Optionen zur Wahl:

- For Operation
ist für den regulären Betrieb bestimmt, dort ist die Anzahl der Elektromagnete konfigurierbar.
- For Adjustments
ist für das Timing der Stromimpulse zuständig, hier haben die mechanische Konstruktion und die Computer-Geschwindigkeit maßgeblichen Einfluss.

Für jeden Elektromagneten ist individuell zu definieren, wann der Stromimpuls ein-

setzt, gleichzeitig wird der Stromimpuls des davor liegenden Elektromagneten unterbrochen. Unter Windows XP ist das exakte Timing nicht ganz einfach, weil dieses Betriebssystem interne Prozesse abarbeitet, während das Anwenderprogramm läuft. Interne Prozesse können zum Beispiel das Abfragen der Tastatur oder der Maus sein. Unter Windows 95/98 standen in Visual Basic die Module Ports.bas und Ports.dll mit dem Kommando RealTime True/False zur Verfügung. Damit ließ sich ein exaktes Timing ohne Kunstgriffe realisieren, denn die Eigenaktivitäten von Windows waren blockiert. Leider ist dies unter Windows XP und seinen Nachfolgern nicht mehr möglich, Programme können nur noch indirekt oder stark eingeschränkt auf die Ports zugreifen.

Weblinks

- [1] <http://de.wikipedia.org/wiki/Magnetschwebbahn>
 [2] www.elektor.de/100336

Hagay Ben-Elie (Israel)

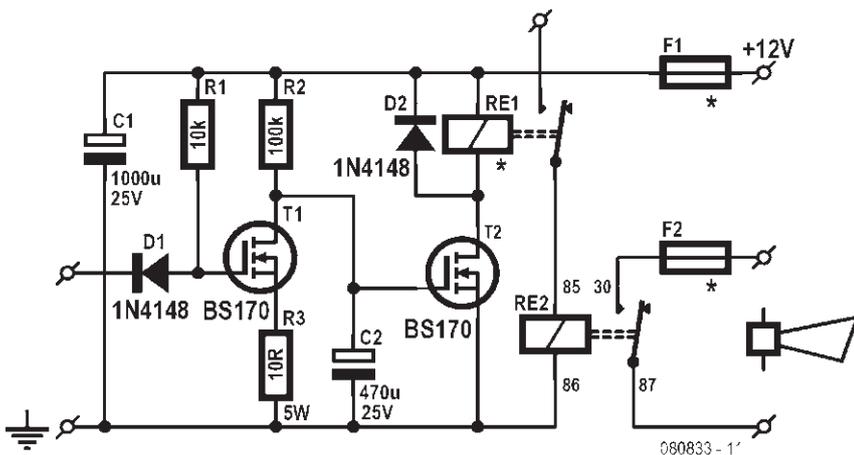
Das Wichtigste bei Alarmanlagen ist, dass man den Alarm auch hört. Das Zweitwichtigste ist, dass man erkennen kann, dass ein Alarm zum eigenen Auto gehört. Leider klingen die Alarmsignale moderner elektronischer Diebstahlsverhinderer alle ziemlich ähnlich – vor allem bei den Autos eines Herstellers. Außerdem ist der Alarm – je nach den gesetzlichen Vorschriften – nicht immer laut genug, wenn das Auto auf der Straße geparkt ist.

Die hier gezeigte Schaltung verstärkt den Alarm, indem im Falle eines Falles zusätzlich noch die sowieso vorhandene Hupe aktiviert wird. Das Standard-Alarm-System liefert in der Regel ein Signal, das die Wegfahrsperre und gegebenenfalls weitere Systeme aktiviert. Dieses Logiksignal wird nach Alarmauslösung üblicherweise

„Low“ und entsprechend „High“ bei deaktiviertem Alarm.

Das Logiksignal des Alarms gelangt über D1 an das Gate von T1 der Verstärkerschaltung. Ohne Alarm ist der FET daher durchgeschaltet, was T2 sicher abschaltet. Wird das Eingangssignal „Low“, sperrt T1, worauf C2 durch R2 geladen wird. Nach etwa 15 s wird die Gate-Spannungsschwelle von T2 überschritten, RE1 zieht an und schaltet die Spannung für RE2, so dass Hupe und Blinker Strom erhalten.

Wenn der Alarm deaktiviert wird, geht das Alarmsignal auf „High“. Folglich leitet T1 und C2 wird schnell über R3 entladen. T2 sperrt dann und RE1 fällt ab. D2 unterdrückt dabei Spannungsspitzen der Gegeninduktion.



Ist der Eingang „High“, benötigt die Schaltung deutlich weniger als 1 mA. Bei „Low“ kommt der Strom durch RE1 hinzu.

Beim 12-V-Relais RE1 ist lediglich wichtig, dass seine Kontakte mindestens 0,5 A bei 12 V schalten können. Obwohl T2 Ströme bis 0,5 A verträgt, ist es doch sinnvoll, für RE1 ein Relais mit geringem Strombedarf zu verwenden. F1 sollte eine träge Sicherung mit dem zweifachen Strom von RE1 sein. T1 kann laut Fairchild-Datenblatt nicht nur einen Dauerstrom von 0,5 A verkraften, sondern hält

auch Impulse von bis zu 1,2 A aus. Wer beim Entladestrom von C2 auf Nummer sicher gehen will, der kann den Wert von R3 auf 33 Ω erhöhen.

C1 dient zum Ausgleich von Spannungsschwankungen, wie sie beim Blinken und Hupen durchaus auftreten können. Der Wert der Sicherung F2 sollte knapp über dem Maximalstrom der Hupe gewählt werden.

Achtung: Beim Betrieb dieser Schaltung müssen die gesetzlichen Vorschriften des Landes eingehalten werden, in dem das Fahrzeug zugelassen ist.

USB-Funkterminal

198

Rainer Schuster (D)

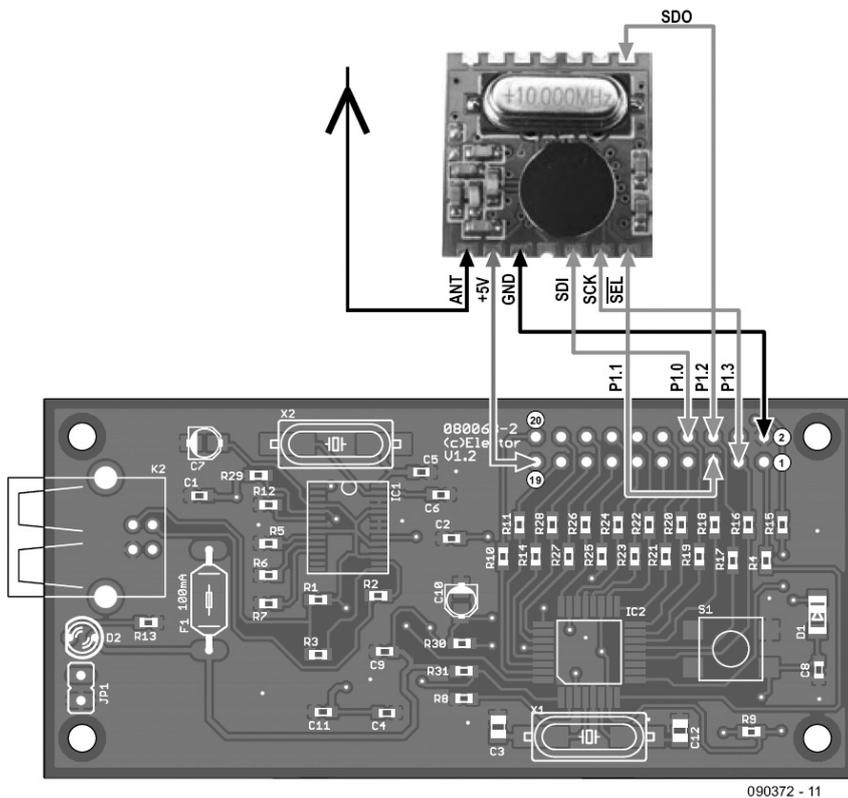
In Elektor 1/2009 haben wir berichtet, wie einfach sich die besonders preisgünstigen 868-MHz-Funkmodule des Typs RFM12 an einen ATmega-Controller anschließen lassen. Beispiel-Listings in Bascom demonstrierten eine einfache Datenübertragung [1].

Die hier vorgestellte Schaltung verbindet ein RFM12-Funkmodul mit der R8C/13-Controllerplatine aus dem Februarheft 2009. Die im Rahmen des Projekts „Transistor-Kennlinienschreiber“ [2] vorgestellte und im Elektor-Shop fertig bestückt erhältliche Platine ist mit einem USB-Anschluss ausgestattet. Mit dem nun entstehenden „USB-Funkterminal“ lassen sich Daten (z.B. von einem PC-Terminalprogramm) drahtlos zu einem anderen Mikro-

controller, welcher ebenfalls mit einem Funkmodul ausgestattet ist, übertragen – und umgekehrt.

Dank der bestückt und getestet erhältlichen Boards (auch die Funkmodule gibt es bei Elektor [3]), ist die Schaltung nicht allzu schwierig „aufzubauen“. Es müssen lediglich einige der an K1 der R8C/13-Controller-Platine herausgeführten Pins mit insgesamt 6 Pins des Funkmoduls verbunden werden. Unter anderem werden die 5-V-Pins und die Massepins miteinander verbunden, und das Funkmodul so von der Controllerplatine versorgt. Die SPI-Schnittstelle des Funkmoduls wird von den Portpins P1.0 bis P1.3 des Controllers angesteuert (siehe „Schaltplan“).

331



090372 - 11

Das Controllermodul wird seinerseits mit Spannung versorgt, wenn es über ein USB-Kabel an einen PC angeschlossen ist.

Der Autor hat R8C-Firmware in C geschrieben, die als Source- und Hex-File von der Elektor-Website [3] downloadbar ist. Die C-Source ist mit der IDE „High Performance Embedded Workshop“ von Renesas editier- und kompilierbar [2]. Ausführliche Informationen gibt es auf den R8C-Seiten der Elektor-Site [4]. Das Motorola Hex-File wird mit dem Flash Development Toolkit [2][4] über die USB-Schnittstelle geladen. Dazu muss der Jumper JP1 auf dem Controllerboard

gesetzt sein und die Reset-Taste kurz gedrückt werden. Nach dem Programmieren nicht vergessen, den Jumper wieder zu entfernen und den Reset-Taster nochmals zu betätigen!

Die Firmware besteht im Wesentlichen aus den modifizierten und nach C konvertierten Bascom-Routinen von Burkhard Kainka [1]. Zusätzlich wurden noch Funktionen für die Schnittstelle UART1 implementiert, die an den USB-Chip auf der Platine angeschlossen ist.

Das Programm wartet einerseits auf über USB ankommende Zeichen und legt sie in einem Zwischenspeicher ab, bis <CR> <LF> empfangen wird. Daraufhin werden

die empfangenen Daten mit einem speziellen Protokoll an den Sender des Funkmoduls übertragen.

Umgekehrt wartet die Firmware auch auf Zeichen vom Empfänger des Funkmoduls. Sobald das Zeichen <STX> (Start of Text = 0x02) empfangen wird, werden alle Zeichen ebenfalls zwischengespeichert, und zwar bis zum Stoppzeichen <ETX> (End of Text = 0x03). Nach dem Textdatenstring muss eine 1-Byte-Prüfsumme folgen (also insgesamt: <STX><String><CS><ETX>). Ist die Prüfsumme ok, werden <STX>, <ETX> und die Prüfsumme aus dem Empfangsstring entfernt, <CR><LF> angehängt und via USB-Port an den PC gesendet.

Natürlich lassen sich auch Strings oder Kommandos von anderen Applikationen per Funk übertragen. Gegebenenfalls muss das Protokoll angepasst werden. Bei der Übertragung ist darauf zu achten, dass wegen des kleinen RAM-Speichers des R8C/13 (1 kB) der Zwischenspeicher nur

200 Bytes beträgt, was aber in den meisten Fällen ausreichen dürfte.

In der Software sind momentan eine Übertragungsrate von 9600 Baud, 8 Datenbits, 1 Stoppbit, keine Parität und kein Handshake eingestellt. Diese Parameter müssen auch am Terminalprogramm (zum Beispiel Hyperterminal) eingestellt werden.

Weblinks

- [1] www.elektor.de/071125
- [2] www.elektor.de/080068
- [3] www.elektor.de/090372
- [4] www.elektor.de/r8cstart

Downloads & Produkte

868-MHz-Funkmodul
071125-71, fertig bestückt und getestet, erhältlich über [3]
R8C-Controller-Board080068-91, fertig bestückt und getestet, erhältlich über [3]
Software
090372-11 Source-Code und Hex-Files

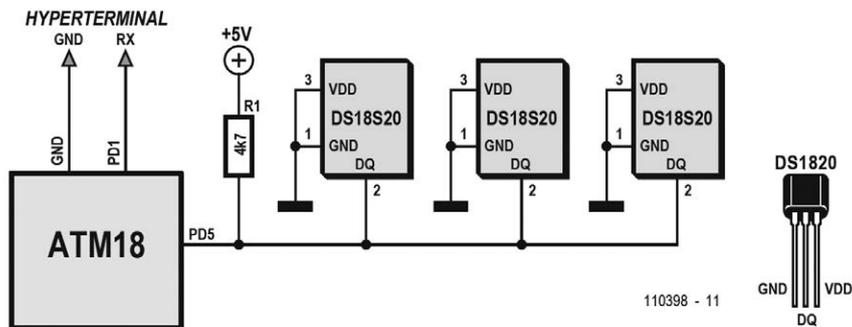
ATM18 :

Drei Thermometer - nur ein Draht 199

Grégory Ester (F)

In dieser Schaltung steuert ein ATM18 [1] als Master die Kommunikation, während die 1-Wire-Sensoren DS18S20 von Dallas als Slaves fungieren. Die DS18S20 antwor-

ten auf die Befehle des Masters, indem sie die gemessene Temperatur zurücksenden.



Die Schaltung erlaubt Temperaturmessungen zwischen $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ und $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ mit einer Auflösung von 9 bit und einer Genauigkeit von $\pm 0,5\text{ }^{\circ}\text{C}$ zwischen $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ und $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$. Jedoch lässt sich die Auflösung durch Berechnungen erhöhen, wie sie auch im BASCOM-AVR-Programm [2] genutzt werden. Dies wird später genauer betrachtet.

Die Sensoren erhalten ihre Versorgungsspannung über den Bus (Modus parasitic power), indem sie die häufigen Zeitabschnitte nutzen, in denen der Bus logisch High ist. Dabei begnügen sie sich mit wenigen mA. Obwohl die meisten Sensoren weniger als $100\text{ }\mu\text{A}$ verbrauchen, ist es notwendig, die Gesamtzahl der Busteilnehmer zu überwachen. Es bleibt dennoch stets möglich, die Dallas-Komponenten lokal zu versorgen, indem man eine Festspannung von 3 bis $5,5\text{ V}$ anlegt.

Jeder 1-Wire-Baustein besitzt einen eindeutigen 64-bit-Code, der ihn identifiziert. Die 8 niederwertigen Bit (LSB) dieses Schlüssels enthalten den Family Code, hier 10h, welcher die Bausteinfamilie der DS18S20 identifiziert. Dies erlaubt es, andere 1-Wire-Sensortypen, die sich an demselben Bus befinden, unterscheiden zu können.

Das scratchpad ist ein interner Speicher des DS18S20, der die Daten zur Berechnung der gemessenen Temperatur enthält. In einem ersten Schritt berechnet das Programm die Anzahl der am Bus befindlichen Sensoren, legt die Adressdaten im Speicher in einer Tabelle ab und schickt diese – das höchstwertige Byte (MSB) zuerst – zum Hyperterminal.

Danach werden die Befehle CCh und 44h ausgeführt, welche alle Sensoren anweisen, die Temperaturwandlung durchzuführen. Die Scratchpads werden danach automatisch mit den neuen Daten aktualisiert, dies sind pro Scratchpad neun Bytes.

Nun wird jeder Sensor einzeln über seine eindeutige Adresse, gefolgt vom Befehl BEh, angesprochen. So kann man jedes Mal eine Kopie der neun Scratchpad-Bytes des betreffenden Sensors in einer Tabelle ablegen.

Da die Temperatur negative Werte annehmen kann, wird das Zweierkomplement benutzt, um die Ergebnisse im Speicher des Sensors darzustellen. Das neunte Bit hat eine Wertigkeit von $0,5\text{ }^{\circ}\text{C}$. Eine Auflösung der Temperatur größer 9 bit kann mittels der Werte count remain und count per C berechnet werden (Byte 6 und 7 des

Scratchpads). Die Anzahl *count per C* wird ab Werk auf 16 (10h) festgelegt. Den Wert *temp read* erhält man, indem man das 0,5 °C-Bit abschneidet (Bit 0 des LSB). Nun errechnet sich die Temperatur nach der Gleichung:

$$T = \text{temp read} - 0,25 + (\text{count per C} - \text{count remain}) / \text{count per C}$$

Eben dieser Wert wird berechnet und für jeden der drei Sensoren an Hyperterminal gesandt.

Weblinks

- [1] www.elektor.de/atm18
- [2] www.elektor.de/110398

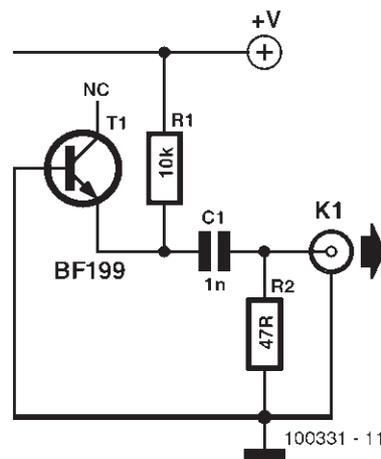
Einfache HF-Rauschquelle 200

Fred Brand (NL)

Für Einstellarbeiten an HF-Empfängern und anderen HF-Geräten ist ein Rauschgenerator mit breitbandigem Spektrum nützlich.

Die Rauschquelle dieses Rauschgenerators ist die in Sperrrichtung geschaltete Basis-Emitter-Strecke eines Transistors (hier ein BF199). Geschaltet wie eine Zenerdiode produziert die Basis-Emitter-Strecke das gewünschte breitbandige Rauschsignal. Die hochfrequenten Signalanteile gelangen über den 1-nF-Kondensator zum Ausgang, während die niederfrequenten Signalanteile weitgehend blockiert werden. Ein 47-Ω-Widerstand parallel zum Ausgang sorgt dafür, dass die Ausgangsimpedanz annähernd 50 Ω beträgt.

Ein kleines Metallgehäuse (mit einer BNC-Buchse als Ausgang) schirmt die



Schaltung ab. Die Betriebsspannung ist unkritisch, sie kann zwischen 8 V und 15 V liegen.

201 Temperaturlogger für den Kühlschrank

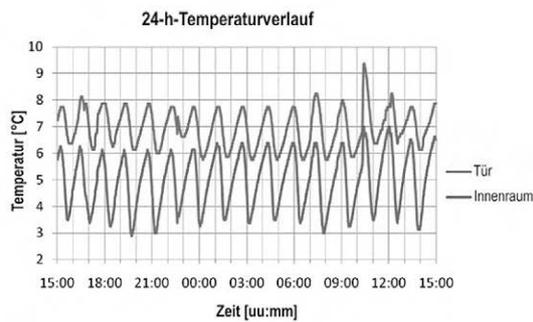
Fons Janssen (NL)

Schon vor langer Zeit haben die Lebensmittelexperten herausgefunden, dass leicht verderbliche Güter in Kühlschränken bei Temperaturen zwischen 4 °C und 7 °C am längsten frisch gehalten werden können. Die Kühlschranktemperatur ist natürlich mit einem Thermometer im Innenraum kontrollierbar, das von Zeit zu Zeit abgelesen wird, doch die abgelesenen Temperaturen sind immer nur momentane Werte. Welchen Verlauf hat die Temperatur während der übrigen Zeit?

Zum Protokollieren von Temperaturverläufen über einen längeren Zeitraum bietet sich der Temperaturlogger DS1921Z von Maxim an, er hat die Gestalt eines so genannten „iButton“. Von außen betrachtet ist dies ein kleiner, robuster Metallzylinder von der Größe vier aufeinander gestapelter Ein-Eurocent-Münzen. Im Innern verbergen sich ein Temperatursensor

(-5...+26 °C, ±1 %), ein 4 kbit großer Speicher, eine Echtzeituhr sowie eine Batterie, die abhängig von der gewählten Taktfrequenz zwei bis zehn Jahre durchhält. Die Frequenz der Messungen lässt sich von einmal in der Minute bis einmal in 255 Minuten (4,25 Stunden) konfigurieren. Der Speicher bietet Platz für 2048 Werte, so dass beispielsweise über 24 Stunden im Minutenabstand Messungen vorgenommen und protokolliert werden können ($24 \cdot 60 = 1440$).

Mit einem speziellen USB-Stick (Maxim DS9490) und dem zugehörigen Programm lässt sich der iButton problemlos über den PC konfigurieren und auslesen. Das Diagramm zeigt die Temperaturverläufe, die mit zwei iButtons in der Türablage und auf der unteren Platte eines durchschnittlichen Kühlschranks über 24 Stunden gemessen wurden. Ursache der



Schwankungen um 2...3 °C ist die Zweipunktregelung des Kühlschranks (Thermostat), die den Kühlschrank temperatur-

abhängig in Intervallen ein- und ausschaltet.

www.maxim-ic.com/products/ibutton

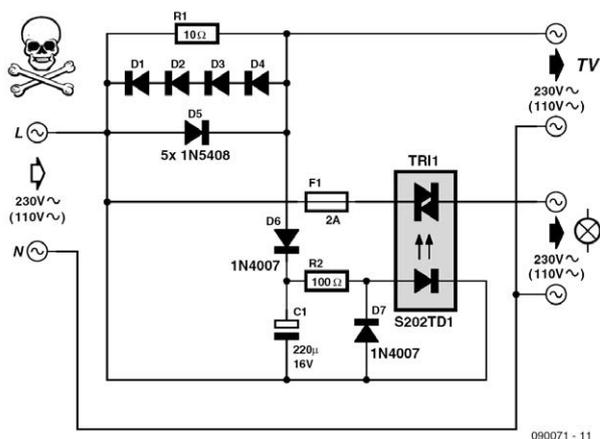
TV-Beleuchtungssteuerung 202

Piet Germing (NL)

Eine Lampe an der Wand hinter dem Fernseher im Schlafzimmer sorgt zwar dafür, dass die Augen geschont werden, doch ideal ist diese Lösung nicht. Im Gegensatz zum TV-Gerät lässt sie sich nicht mit der Fernbedienung ausschalten. Lästig, wenn man dafür noch einmal aufstehen muss. Diese Unbequemlichkeit wird von der hier vorgestellten TV-Beleuchtungssteuerung beseitigt, denn sie schaltet die Hintergrundbeleuchtung zusammen mit dem TV-Gerät aus. Die Schaltung wird zwi-

sehen Netzsteckdose und TV-Gerät eingefügt, ein Eingriff in das TV-Gerät ist nicht notwendig.

Mit R1 wird indirekt die Stromaufnahme des TV-Geräts gemessen. Beim Gerät des Autors flossen im Standby-Betrieb 50 mA, im Normalbetrieb waren es 500 mA. Diode D5 begrenzt die Spannung an R1 während der negativen Halbperioden der Netzspannung, für die positiven Halbperioden sind die Dioden D1...D4 zuständig.



Die während der positiven Halbperioden abfallende Spannung lädt über D6 den Elko C1 auf. Über R2 wird das Opto-Relais OC1 aktiviert, so dass die Hintergrundbeleuchtung eingeschaltet ist. Diode D7 ist hier zwar nicht zwingend notwendig, sie schützt jedoch die empfindliche interne LED des Opto-Relais gegen Verpolung. Als Überlastschutz dient die Sicherung F1. Der für R1 angegebene Wert $10\ \Omega$ war für den Anschluss eines LCD-TV-Geräts mit 82-cm-Bildschirm genau passend. Für kleinere Geräte mit niedrigerer Stromaufnahme können $22\ \Omega$ (3 W) oder $33\ \Omega$ (3 W) die geeigneten Werte sein. Bei zu hohem Wert für R1 schaltet das Opto-Relais bereits ein, wenn sich das TV-Gerät im Standby-Betrieb befindet. Manche TV-Geräte belasten das Stromnetz asymmetrisch, weil in ihren Netzteilen nur eine Einweggleichrichtung der Netzspannung stattfindet. Wenn dies zufällig die negative Phase ist, kann die Schaltung nicht arbeiten. In diesem Fall genügt es, den Netzstecker einfach umzupolen.

Anders als einfache Triacs sind optische Relais empfindlich gegen Einschaltspitzen. Deshalb ist bei älteren TV-Geräten mit Bildröhre wegen der Einschalt-Entmagnetisierung Vorsicht geboten. Falls das Opto-Relais defekt geworden ist, hat der Lastkreis meistens Dauerkurzschluss. Die Hintergrundbeleuchtung wird dann nicht mehr abgeschaltet.

Beim Aufbau der Schaltung auf einer Löttrasterplatine müssen alle Kupferinseln zwischen den Netzspannung führenden Lötunkten entfernt werden. Für die Anschlüsse nach außen werden Schraubklemmen mit dem Raster 7,5 mm empfohlen. Damit wird der Mindestabstand von 3 mm auf der Lötseite eingehalten. Wenn die Schaltung als Gerät der Isolationsklasse II aufgebaut wird, müssen die Abstände zwischen den Netzspannung führenden Teilen und den berührbaren, elektrisch leitenden Konstruktionselementen mindestens 6 mm betragen.

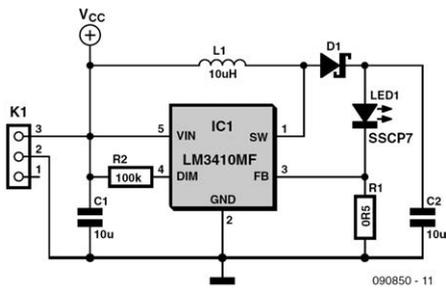
Weblink

[1] www.elektor.de/090071

Steffen Graf (D)

Beim LM3410 handelt es sich um einen LED-Treiber, der entweder als Boost-Converter oder SEPIC-Converter betrieben werden kann. Ein SEPIC ist ein „single ended primary inductance converter“, der bezogen auf die Eingangsspannung

sowohl nach oben als auch nach unten wandeln kann. Im hier gezeigten Beispiel wird das IC als Boost-Converter (also Eingangsspannung kleiner als Ausgangsspannung) genutzt. Der LM3410 ist mit zwei verschiedenen, fest eingestellten



Schaltfrequenzen verfügbar. Mit 525 kHz bzw. 1,6 MHz lassen sich sehr kompakte LED-Treiber aufbauen. Dank eines maximalen Schaltstroms von 2,8 A kann man auch mehrere Hochleistungs-LEDs problemlos an einem Lithium-Akku oder an mehreren 1,5-V-Zellen betreiben. Natürlich bietet das IC auch die Möglichkeit zur PWM-Dimmung.

Die Stromeinstellung erfolgt über einen externen Shunt. Der LM3410 hat eine interne 190-mV-Referenzspannung, daher fällt am Shunt nur wenig Leistung ab, und der Shuntwiderstand bleibt in den Abmessungen klein. Sein Wert lässt sich einfach mit dem geforderten Strom errechnen:

$$R_{\text{Shunt}} = 0,19 \text{ V} / I_{\text{LED}}$$

$$P_{\text{Shunt}} = 0,19 \text{ V} * I_{\text{LED}}$$

Als Spule kann in den meisten Fällen eine 10-µH-Spule mit ausreichend hohem Sättigungsstrom gewählt werden. Eingangs- und Ausgangskondensatoren sollten 10-µF-Keramik-Kondensatoren mit möglichst geringem ESR sein, wie sie inzwischen auch bei Katalogdistributoren wie z.B. Reichelt zu bekommen sind. Die Diode sollte (wie bei allen Schaltreglern üblich) eine Schottkydiode sein.

Zum Aufbau der Schaltung hat der Autor eine Platine entwickelt, die Eagle-Dateien stehen unter www.elektor.de/090850 zum kostenlosen Download bereit. Abschließend die wichtigsten Eigenschaften des LM3410:

- Integrierter 2,8-A-MOSFET- Eingangsspannungsbereich 2,7 bis 5,5 V
- Bis zu sechs LEDs in Reihenschaltung möglich (max. Ausgangsspannung 24 V)
- Bis zu 88 % Wirkungsgrad
- 525-kHz- und 1,6-MHz-Versionen
- Boost und SEPIC
- im SOT23-5- und 6-LLP-Gehäuse verfügbar.

Christian Tavernier (F)

Sowohl bei einer Multi-Kanal-Video-Audio-Satelliten-Kabel-Sound-Anlage als auch bei einer etwas umfangreicheren

Computer-Installation kann es sinnvoll und im Sinne der Vermeidung zu hoher Einschaltströme gar erforderlich sein, die

einzelnen Gerätschaften in einer bestimmten Reihenfolge ans Netz zu schalten. Dann bleibt einem der gelegentliche Gang zum Sicherungsautomaten erspart. Ein Elektroniker, der etwas auf sich hält, löst so eine Herausforderung heute ganz selbstverständlich mit einem Mikrocontroller und muss dazu vermutlich nicht einmal auf Ideen von Elektor ;-) oder aus dem Internet zurückgreifen. Doch auch wenn die Lösung mit Controller nahe liegt, so benötigt man doch das notwendige Equipment, um solche ICs programmieren zu können – und das Programmieren selbst muss einem auch noch Spaß machen. Man muss auch zugeben, dass ein moderner Mikrocontroller mit so einer Aufgabe eigentlich unterfordert ist. Elektroniker, die in der Post-Mikrocontroller-Ära sozialisiert wurden, können es vermutlich kaum glauben: Es geht auch anders und zwar auf die gute alte analoge Weise! Die hier vorgestellte Lösung basiert auf dem IC LM3914 von National Semiconductor, das zur Ansteuerung einer LED-Balken-Anzeige gedacht ist.

Erfahrene Elektroniker brauchen nicht einmal einen Blick aufs Datenblatt [1] zu werfen, um zu wissen, dass so ein IC einen analogen Eingang hat und zehn Ausgänge, mit denen zehn LEDs angesteuert werden. Das IC kann in einem „Dot-Mode“ arbeiten, in dem immer nur eine (wandernde) LED der zehn vorhandenen leuchtet. Man kann es aber auch im „Bar-Graph-Mode“ betreiben, wie das bei einem LED-VU-Meter zur Pegelanzeige gemacht wird. In diesem Fall gibt es – abhängig von der Eingangsspannung – eine mehr oder weniger lange Kette gleichzeitig leuchtender LEDs. Und in

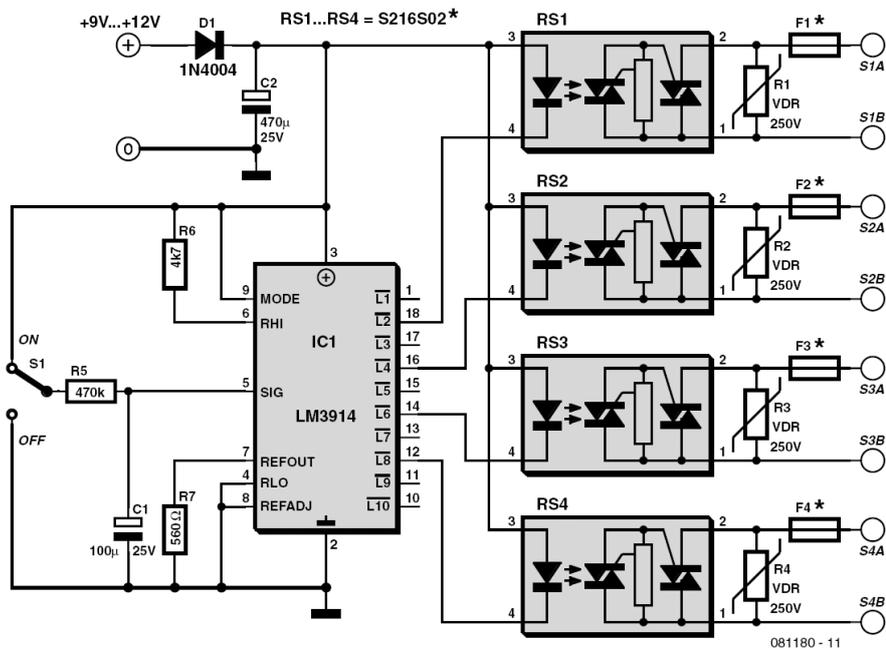
diesem Modus kann man das LM3914 sehr gut für unsere Zwecke gebrauchen.

Da statt LEDs hier Geräte geschaltet werden sollen, die Netzspannung benötigen, enthält die Schaltung statt leuchtender Halbleiter vier so genannte SSRs (Solid-State-Relais). Die Zahl an SSRs kann nach Wunsch größer oder kleiner ausfallen. Logischerweise kann das IC nicht mehr SSRs als LEDs ansteuern, also maximal zehn Stück. Der Ersatz von LEDs durch SSRs ist super einfach, da die Steuerstufe eines SSRs ebenfalls aus einer LED besteht. In der Schaltung sind die vier Halbleiter-Relais an die Ausgänge L2, L4, L6 und L8 angeschlossen, doch das kann man bei einer größeren SSR-Anzahl auch ganz anders machen.

Widerstand R7 legt den Strom fest, den der LM3914 durch die LEDs fließen lässt. Mit den angegebenen $560\ \Omega$ kommt man auf einen Strom von 20 mA, und das ist für den verwendeten Relais-Typ genau richtig. Die Eingangsspannung wird dem IC an Pin 5 dargeboten. An diesem Pin – und das ist die Zeitsteuerung in dieser Schaltung – liegt schlicht ein RC-Glied. Wird Schalter S1 von „off“ auf „on“ bewegt, dann wird C1 über R5 langsam aufgeladen. Die angeschlossenen Geräte werden folglich nacheinander eingeschaltet. Wird mit S1 ausgeschaltet, läuft die Reihenfolge des Ausschaltens rückwärts ab. Einfacher kann man einen Schaltautomaten kaum bauen, oder?

Mit den angegebenen Werten für R5 und C1 kann es etwa 50 Sekunden dauern, bis RS4 durchschaltet. Diese Zeit ist leicht zu ändern:

Für kürzere Zeiten wird der Wert von R5 oder C1 proportional reduziert und umgekehrt.



Die Schaltung benötigt eine Versorgungsspannung von 9...12 V, die mit einem Strom von 5 mA für das IC plus je 20 mA pro Relais belastbar ist. Mit vier SSRs liegt die Stromaufnahme unter 100 mA und ein kleines Stecker-netzteil mit stabiler Ausgangsspannung reicht vollkommen aus.

Für den Aufbau eines Prototypen im Labor wurden Halbleiterrelais vom Typ S216S02 verwendet. Diese SSRs von Sharp sind nicht nur relativ preiswert und gut erhältlich (zum Beispiel bei Reichelt), sondern vertragen auch Ströme von bis zu 16 A. Bei den typischen Strömen für Audio- und Video-Apparate kann man sogar auf Kühlkörper verzichten, denn bei einer Umgebungstemperatur von 25 °C können die SSRs ohne extra Kühlung bis zu 2 A verkraften. Trotz der hohen Stromreserve

empfiehlt es sich, die einzelnen Ausgänge mit Sicherungen zu schützen, die zur erwarteten Stromaufnahme passen. Ohne Kühlung sind also Sicherungen mit 2 AT angebracht.

An den Ausgangsklemmen der Relais liegen auch noch VDRs, um die SSRs vor Spannungsspitzen zu schützen, die beim Schalten induktiver Lasten entstehen können. Ein 250-VAC-Typ ist genau richtig und sorgt für eine hohe Zuverlässigkeit der Schaltung. Bei rein ohmscher Last (Glühlampen etc.) könnte man auf solche Maßnahmen verzichten.

Der Aufbau der Schaltung sollte keine größeren Probleme bereiten. Die üblichen Vorsichtsmaßnahmen bei hohen Spannungen sollte man natürlich berücksichtigen, denn zumindest die Ausgänge der

SSRs sind direkt mit dem 230-V-Netz verbunden. Mit anderen Worten: Bei der Leiterbahnführung und Verkabelung muss man darauf achten, dass Niedervolt- und Netzseite gut getrennt und von einander ebenso gut isoliert sind. Außerdem sollten die Leiterbahnen zu den Ausgängen der SSRs breit genug sein, damit sie den auftretenden Strömen gewachsen sind. Notfalls verzinnt man diese Leiterbahnen. Der Einbau der Schaltung in ein isolierendes Kunststoffgehäuse ist ebenfalls ein Muss.

Noch ein paar Hinweise für den praktischen Betrieb: Über ein SSR muss ausgangsseitig ein bestimmter minimaler Strom fließen, damit es permanent durchgeschaltet bleibt. Beim gewählten Typ beträgt dieser Haltestrom 50 mA. Bei Geräten mit einer geringeren Leistungsaufnahme als 12 VA könnte man „kleinere“ SSRs verwenden, die weniger Haltestrom benötigen.

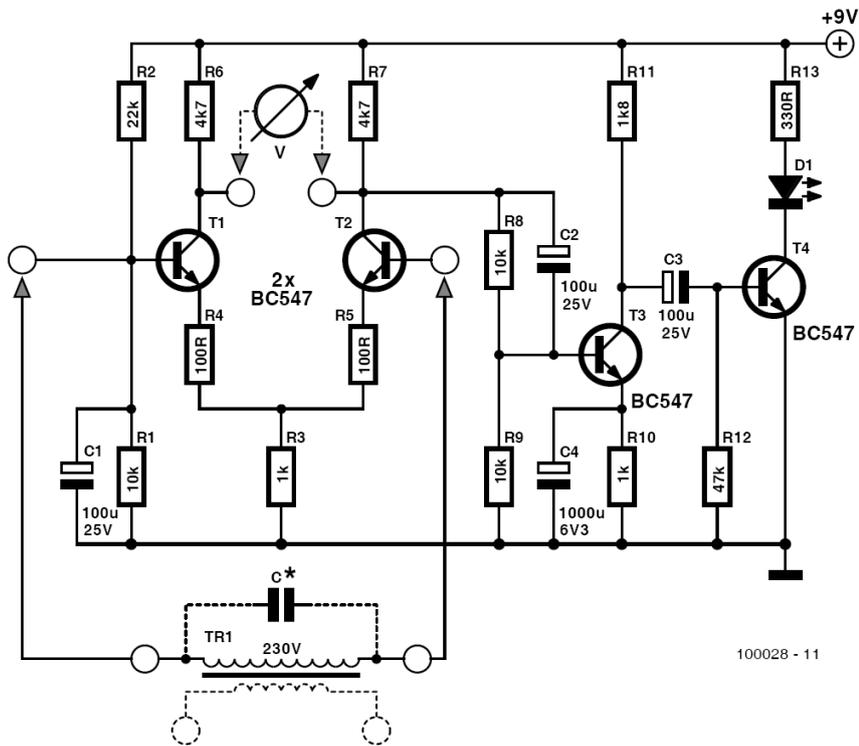
Weblinks

[1] www.national.com/mpf/LM/LM3914.html

Jacob Gestman Geradts (F)

Dieser Netzstromindikator ist komplett galvanisch vom Lichtnetz isoliert. Als Anzeige dient eine LED, die signalisiert, wenn Strom fließt. Außerdem gibt es zwei isolierte Ausgänge, an die man ein Multimeter im Millivolt-Wechselspannungsbereich anschließen kann, um den fließenden Strom zu messen. Als Stromsensor wird ein kleiner Trafo (z.B. aus einem Steckernetzteil) zweckentfremdet. Die Sekundärspannung spielt dabei keine Rolle, denn genutzt wird nur die 230-V-Primärwicklung. Will man mit so einem Trafo den Strom durch eine Mehrfachsteckdose messen, dann schlitzt man den Kunststoffmantel der Zuleitung auf und legt die drei Litzen frei (Kabelmantel so kurz wie nötig entfernen). Die Isolation der Litzen bleibt intakt, so dass keine Ge-

fahr besteht. Von den drei Litzen wird die braune über den Trafo geführt und die blaue darunter (oder umgekehrt). Die Litzen sollen parallel zur Drahtführung der Wicklung sein, die Führung der gelb/grünen Litze ist egal. Auf diese Weise wird quasi eine neue Primärwicklung mit exakt einer Windung realisiert, durch die der Strom fließt. Die alte primäre Wicklung des Trafos wird zur Sekundärwicklung. An der ehemaligen (jetzt ungenutzten) Sekundärwicklung darf nichts angeschlossen sein, damit keine unerwünschten Belastungen auftreten. Die Anschlüsse der alten 230-V-Primärwicklung liefern eine Spannung, die proportional zum fließenden Strom ist. Dieser Sensor ist sehr verlustarm.



Beim Muster des Autors lieferte eine in die Mehrfachsteckdose gesteckte Last von 30 W (= 130 mA) eine Ausgangsspannung von 2 mV. Größere Verbraucher führen zu größeren Spannungen. Die niedrige Spannung wird dann durch einen Differenzverstärker aus T1 und T2 angehoben. An deren Kollektoren kann das verstärkte Strom-Signal abgegriffen und gemessen werden. Um die LED bei Stromfluss leuchten zu lassen, muss das Signal mit T3 weiter verstärkt werden. Ist dessen Ausgangsspannung groß genug, wird D1 über T4 mit einem Rechteckstrom (50 Hz) versorgt. Die nötige Betriebsspannung der Schaltung wird an einer 9-V-Batterie abgegriffen.

Wenn man parallel zur 230-V-Wicklung einen passenden Kondensator legt, wird die Schaltung durch 50-Hz-Resonanz empfindlicher und unterdrückt gleichzeitig höherfrequente Störungen. Da der Wert des Kondensators von der Induktivität der Spule abhängt, muss man herumprobieren. Der richtige Wert ist dann erreicht, wenn die Spannung bei gegebenem Strom am Messausgang am größten ist. Notwendig ist dieser Kondensator aber nicht, denn die Schaltung funktioniert auch ohne. Falls man für die LED eine Low-Current-Ausführung verwendet, kann man für R13 einen Wert von 1,2 k Ω wählen. Dann fließt ein Strom von 2...3 mA durch die LED und die Batterie hält länger.

Ralf Beesner (D)

So etwas nennen wir stilecht: Die vorliegende Uhrenschialtung gibt nicht nur die Zeit als Morsecode aus, sie wird auch vollständig mit einer Morsetaste gesteuert! Sogar ein Weckalarm ist dabei.

Bei der Entwicklung zeigte sich, dass nicht zwingend ein 32-kHz-Uhrenquarz und ein ATmega mit speziellem Low-Power-Uhrenmodus zum Einsatz kommen muss. Auch mit einem Standardquarz 3,6864 MHz und einem ATtiny45 lässt sich der Stromverbrauch im Idle-Modus auf Werte drücken, die für einen Batteriebetrieb akzeptabel sind. Im normalen Betrieb sind es etwa 0,2 mA, was rund 1,8 Ah im Jahr entspricht.

Der Quarz muss beim ATtiny45 an die Eingänge PB3 und PB4 angeschlossen werden. Der Buzzer liegt an PB0; für den Strich- und den Punktkontakt bleiben daher nur PB1 und PB2. Außer dem Mikrocontroller, dem Quarz, dem Buzzer und den beiden Tastern sind nur noch ein Abblock-Kondensator für die Betriebsspannung und ein Lautstärketrimmer vorhanden. Der Quarz wird ohne die im Datenblatt empfohlenen Bürdekapazitäten (12... 22 pF) betrieben. Der Oszillator schwingt trotzdem sicher, die Frequenz ist lediglich ein paar hundert Hz zu hoch. Das ist aber durchaus erwünscht, denn damit läuft die Uhr stets etwas zu schnell, was sich per Software (durch Einfügen einer kleinen Wartezeit) einfach ausgleichen lässt.

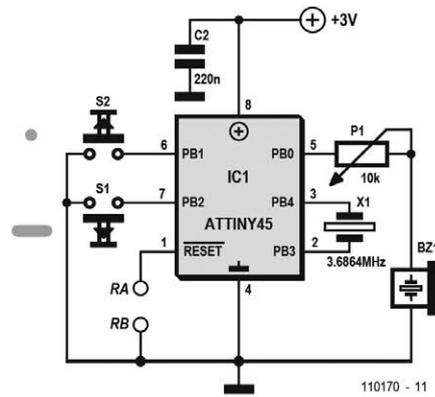
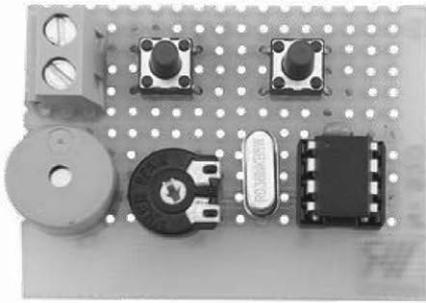
Der Reset wird hoffentlich selten benötigt. Er ist auf dem Bild des Prototypen noch mit einem Mikrotaster beschaltet, im Schaltplan und dem Platinen-Vorschlag des Autors [1] aber nur als Kontaktfläche ausgeführt.

Die Betriebsspannung beträgt 3 V, sie wird aus zwei Mignonzellen gewonnen. Die Platine ist so bemessen, dass sie mit zwei Schrauben auf der Rückseite eines Zweier-Batteriehalters befestigt werden kann.

Die Uhr wird vollständig über Morse-Eingaben gesteuert. Nach Einlegen der Batterien gibt sie zunächst die Uhrzeit 0 Uhr aus. Das Viertelstunden-Schlagwerk (im folgenden als „Gong“ bezeichnet) ist eingeschaltet.

Folgende Befehle (je ein Zeichen) stehen zur Verfügung:

- ? Auflistung der Befehle
- Z Zeit setzen
- T Zeit abfragen
- G Gong (Schlagwerk) ein/aus
- C Check: Ausgabe des Gongstatus, Alarm-status usw.
- M Morsegeschwindigkeit setzen
- W Weckzeit setzen
- A Alarm ein/aus
- E Alarm Stop (es wird das Drücken des Punkttasters ausgewertet)
- K Korrektursekunden (1...9 s) setzen (beschleunigen die Uhr)



Die Befehle zum Setzen einer Zeit erwarten eine vierstellige Zahl (Eingabe ohne Zwischenraum und ohne Zwischenzeichen). Die Ein-/Ausschaltbefehle erwarten eine „0“ oder „1“, und die Morsegeschwindigkeit ist als 2-stellige Zahl einzugeben. So bald Zahlen vollständig eingegeben wurden, werden sie wiederholt. Wurden nicht Ziffern, sondern andere Zeichen eingegeben, erfolgt sofort die Ausgabe von „RPT“ (repeat). War die Anzahl der Ziffern zu gering, erfolgt nach einer gewissen Wartezeit ebenfalls die Ausgabe „RPT“. Die Uhr fällt in beiden Fällen in den Idle-Modus zurück, was bedeutet, dass vor einer erneuten Eingabe der Zahl(en) zunächst das Kommando neu eingegeben werden muss.

In der Morsegeschwindigkeits-Subroutine wird zusätzlich geprüft, ob die Geschwindigkeit in einem sinnvollen Bereich liegt (zwischen 10 und 30 WPM). Ist dies nicht der Fall, wird „RPT“ ausgegeben und die Geschwindigkeit auf 20 WPM zurückgesetzt, damit die Uhr bedienbar bleibt.

In der vorliegenden Softwareversion erfolgt keine vollständige Prüfung auf Plau-

sibilität, Zeiteingaben wie „1299“ sind möglich. Die Zeichen werden ja nach der Eingabe wiederholt und der Nutzer muss selbst prüfen, ob die Eingabe sinnvoll war. Lediglich nach Zeiteingaben, die größer als 2359 sind, wird „RPT“ ausgegeben.

Die Software ist wie immer frei als Quellcode von der Elektor-Website downloadbar [1]. Das wichtigste Unterprogramm ist die Interrupt-Routine, die ein Mal pro Sekunde durch den Timer ausgelöst wird. Sie addiert die Sekunden und rechnet sie in (Tages-)Minuten um. Ist ein Tag verstrichen (1440 min.), dann werden die Tagesminuten im Hauptprogramm wieder auf Null gesetzt.

Das Hauptprogramm ruft nur kurz die Zeitberechnung und die Tasten-Abfrage auf und fällt dann bis zum nächsten Interrupt in den Idle-Mode. Damit die Uhr trotzdem verzögerungsfrei auf Tastendrücke reagiert, sind für PB1 und PB2 „Pin Change Interrupts“ aktiviert.

Leider können wir wegen der notwendigen Quarztaktung nicht den Powerdown-Modus nutzen (dabei werden fast alle Funktionsblöcke des Mikrocontrollers

durch einen einzigen Registereintrag abgeschaltet). Im Idle-Modus verbrauchen die meisten Funktionsblöcke weiter Strom; man muss sie einzeln abschalten. Der Autor hat die Register PRR und

DIDR0 genutzt – vielleicht gibt es aber noch weitere Möglichkeiten der Stromersparung.

[1] www.elektor.de/110170

207 Öltemperaturanzeige für Scooter

Georges Treels (F)

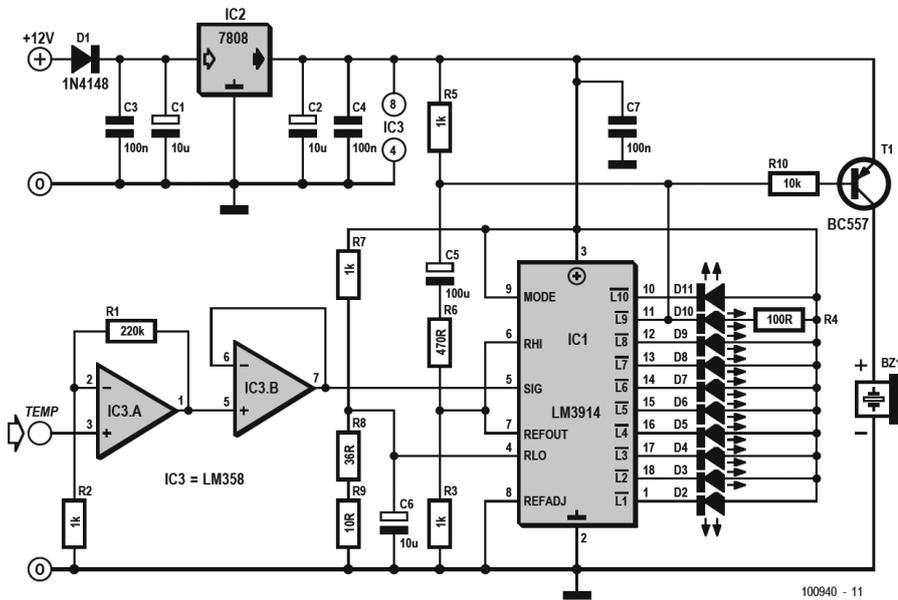
Viele Scooter aus Asien sind mit einem GY6-Motor bestückt. Dieses Aggregat gibt es schon seit Jahren. Es ist leistungsfähig und effizient. Möchte man diesen Motor tunen, um etwas mehr Leistung heraus zu kitzeln, dann steht man vor dem Problem, dass die Motortemperatur steigt und deshalb ein extra Ölkühler in den Ölkreislauf eingefügt werden muss. Außerdem ist es dann sehr hilfreich, wenn man über eine Anzeige der Öltemperatur verfügt, auf die man sich verlassen kann.

Die wichtigsten Kriterien für die angestrebte Messung der Öltemperatur sind:

- Keine beweglichen Teile (auch kein Drehspulinstrument), denn ein Scooter vibriert enorm!
- So preiswert wie möglich (etwa € 15).
- Robuster Sensor (besser kein NTC oder exotische Sensoren).
- Temperaturbereich 50...140 °C.
- Visuelle und akustische Warnung bei zu hoher Temperatur.
- Kleine Abmessungen.
- Wasserdicht.

Beginnen wir mit dem Sensor: Hierfür wurde ein Thermoelement Typ K ausgewählt. So ein Sensor befindet sich oft im Lieferumfang von Multimetern. Der Sensor ist auch einzeln leicht erhältlich, robust und preiswert. Im interessierenden Messbereich weist er eine besonders hohe Linearität auf, die Messspannung liegt dann zwischen 2 und 5,7 mV.

Der positive Anschluss des Sensors wird mit dem nichtinvertierenden Eingang von IC3.A verbunden. Diese Stufe verstärkt das Signal 221-fach ($1 + R1/R2$). Die beiden Opamps des LM358 lassen sich gut mit einer unsymmetrischen Betriebsspannung betreiben. IC3.B ist als Pufferverstärker (Spannungsfolger) geschaltet. Das verstärkte Signal liegt an Pin 5 von IC1 an, einem LED-Zeilen-Treiber LM3914. Die Spannung an Pin 9 des ICs entscheidet über den Betriebsmodus. Liegt hier die Betriebsspannung an, ergibt sich eine Balkenanzeige. Bei Masse an Pin 9 arbeitet das IC als Punktanzeige. Wenn Pin 8 an Masse liegt, sind für „Vollausschlag“ 1,25 V notwendig.



R3 bestimmt die Helligkeit der LEDs. Der Spannungsteiler aus R7/(R8+R9) sorgt für eine Offset-Spannung von 0,35 V an Pin 4. Dank der Reihenschaltung von R8 und R9 muss hier kein Präzisionswiderstand verwendet werden.

Laut Application-Note zum LM3914 kann man durch die Beschaltung mit R4, R6 und C5 erreichen, dass alle LEDs gleichzeitig blinken, wenn die LED D10 leuchtet, denn sie symbolisiert 130 °C. Außerdem wird dann über R10 und T1 der „aktive“ Buzzer BZ1 eingeschaltet, der akustisch vor Übertemperatur warnt. C6 verhindert eine Beeinträchtigung der Referenzspannung beim Blinken der LEDs.

IC2 regelt die Versorgungsspannung auf 8 V. C1...C4 dienen der Entkopplung. Sie einfach wegzulassen wäre eine schlechte Idee. D1 schützt vor Verpolung.

Der Autor hat zwei Platinen entworfen, die als Sandwich aufeinander montiert werden können. Die Layouts kann man bei [1] herunterladen. Im dortigen Archiv steckt auch ein Dokument mit Fotos des Aufbaus in französischer Sprache. Man kann auch das ultimative Elektroniker-Werkzeug erkennen: Heißkleber! Dieses Material eignet sich hier besser als Kunstharz und ist auch deutlich unempfindlicher bei Erschütterungen.

Weblink
[1] www.elektor.de/100940

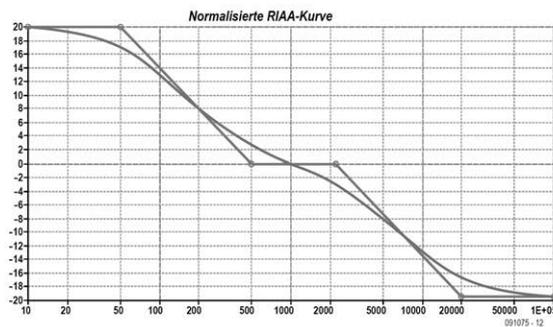
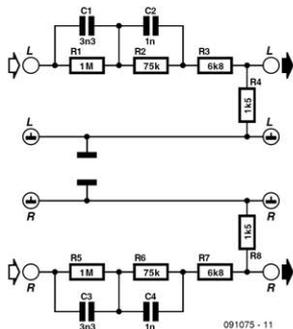
Christian Tavernier (F)

Falls Ihr Verstärker einen Eingang zu wenig hat, aber über einen RIAA-korrigierten Eingang für ein magnetisches Tonabnehmer-Element verfügt (MM Phono), könnte Sie die folgende Schaltung interessieren. Aus dem RIAA-korrigierten wird ein linearer Eingang, der mit jeder modernen Audioapparatur kompatibel ist. Aus zwei Gründen ist die Qualität dieses Eingangs jedoch etwas schlechter als bei einem echten Line-Eingang. Einerseits entsteht unvermeidlich eine geringe Verschlechterung des Signal-/Rausch-Verhältnisses, weil die Schaltung die Line-Signale erst abschwächt, bevor sie an den Verstärker weitergeleitet werden. Andererseits sind geringe Linearitätsabweichungen nicht zu verhindern, weil die Korrektur nicht exakt das Umgekehrte der RIAA-Korrektur darstellt. Das Ergebnis ist dennoch sehr akzeptabel, besonders

wenn es um die Wiedergabe von MP3-Quellen geht!

Der Schaltplan ist recht einfach. Im Mittelpunkt steht ein passives Filter, dessen Bauteile passend berechnet wurden, um sich der inversen RIAA-Kurve möglichst gut anzunähern. Der Aufbau ist nicht schwierig. Um das Signal-/Rausch-Verhältnis nicht allzu negativ zu beeinflussen, sollten Metallfilmwiderstände verwendet werden. Kohlewiderstände sind hier kritischer.

Übrigens ist die Verstärkung tiefer Töne am Vorverstärkereingang für magnetische Tonabnehmer-Elemente sehr hoch (dies schreibt die RIAA-Korrektur vor). Die Schaltung wird damit sehr empfindlich für Störspannungen, besonders das Stromnetz kann einen großen Einfluss haben. Eine gute Abschirmung ist also er-



wünscht. Wir haben die Schaltung „schwebend“ ausgeführt. Ein Metallröhrchen dient gleichzeitig als Gehäuse und Abschirmung.

Berücksichtigt man die verwendeten Bauelemente und die MM-Phono-Eingangs-

empfindlichkeit des Verstärkers, so können wir in unsere Schaltung Signale mit einer Amplitude zwischen 200 und 600 mV (effektiv) einspeisen, ohne den Verstärker zu übersteuern.

6-stelliges Display mit SPI-Interface 209

Dr.-Ing. Uwe Altenburg (D)

Prinzipiell werden 7-Segment-Anzeigen wie sieben einzelne LEDs mit gemeinsamer Kathode oder gemeinsamer Anode betrieben. Zur Ansteuerung werden meist Mikrocontroller verwendet; beim Einsatz mehrerer Ziffern ist der Multiplex-Betrieb das gängigste Verfahren. Dazu werden gleiche Segmente parallel geschaltet und über einen Vorwiderstand an je einen Portpin des Mikrocontrollers angeschlossen. Außerdem benötigt man pro Ziffer einen Transistor, der ebenfalls einen Portpin zur Ansteuerung belegt. Für eine 6-stellige Anzeige (jeweils 7 Segmente plus Dezimalpunkt) braucht man mit diesem Verfahren also 14 Portpins, das sind fast zwei ganze Ports eines 8-bit-Controllers.

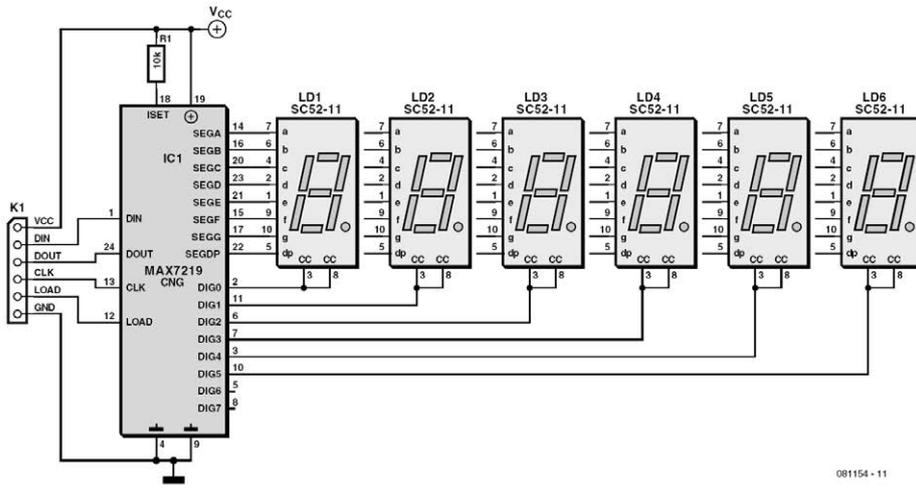
Eine mögliche Lösung bietet Maxim mit dem MAX7219. Der Baustein lässt sich über SPI ansteuern, was nur vier Portpins erfordert. An ein IC können bis zu acht einzelne 7-Segment-Anzeigen angeschlossen werden. Entgegen einer weit verbreiteten Meinung reduziert der Multiplexbetrieb allerdings nicht die Stromauf-

Eigenschaften

- 6-stelliges 7-Segment-Display
- benötigt neben der Anzeige nur zwei weitere Bauelemente
- Ansteuerung über Software-SPI
- C-Routinen lassen sich leicht an verschiedene Controller anpassen

nahme. Auf Grund der verkürzten Ansteuerung der einzelnen LEDs müssen diese mit einem höheren Strom beaufschlagt werden, um die gleiche Lichtmenge abgeben zu können. Laut Datenblatt kann der MAX7219 bis zu 500 mA pro Anzeige schalten. Der daraus resultierende Lastwechsel wirkt sich aber störend auf die Versorgungsspannung eines Mikrocontrollers aus. Hier ist auf eine gute Entkopplung zu achten.

Bei Verwendung des MAX7219 werden weder Vorwiderstände noch zusätzliche Transistoren benötigt. Lediglich ein einziger externer Widerstand ist erforderlich. Mit ihm wird der Segmentstrom für alle Anzeigen eingestellt. Da der Segment-



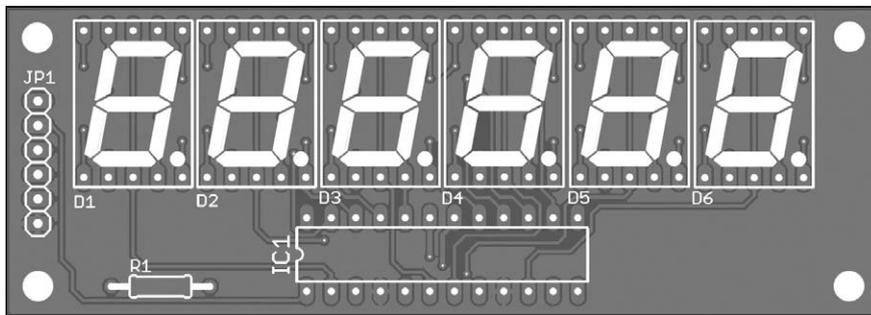
081154 - 11

strom aber auch über die SPI-Schnittstelle eingestellt werden kann, reicht ein 10k-Festwiderstand. Für die kleine Platine hat der Autor Print-Module vom Typ SC52-11 (Kingbright) mit einer Ziffernhöhe von 13,2 mm verwendet. Diese Anzeigen besitzen eine gemeinsame Kathode und sind in verschiedenen Farben erhältlich. Wer die Platine anpassen möchte, kann Eagle-Daten von der Website zu diesem Artikel [1] downloaden.

Ein besonderes Feature des MAX7219 ist die Möglichkeit, mehrere Bausteine zu kaskadieren. Es lassen sich dann mehrere der vorge-stellten Displayplatinen mit nur einem Controller ansteuern. Dabei werden nicht einmal zusätzliche Pins benötigt, da die Daten durch alle kaskadierten Bausteine „durchgeschoben“ werden (dazu wird der Ausgang DOUT eines Displays mit dem Eingang DIN des nächsten verbunden und jeweils LOAD und CLK aller Displays zusammenschaltet). Wie erfolgt nun aber die Programmierung?

Der MAX7219 besitzt 16 interne Register, die seriell adressiert und beschrieben werden können. Pro 7-Segment-Anzeige wird ein 16 bit langes Telegramm gesendet, in dem die Bits 0..7 die Daten und die Bits 8..11 die Register-Adresse enthalten (die Bits 12..15 sind ohne Bedeutung).

Die Bits werden mit der steigenden Flanke der CLK-Leitung eingelesen. Die LOAD-Leitung muss während der Übertragung Low-Pegel führen. Mit der steigenden Flanke wird das Telegramm schließlich in das adressierte Register übernommen. Auf Seiten des Mikrocontrollers ist dazu keine Hardware-SPI erforderlich; da die Datenraten klein bleiben, kann alles per Software realisiert werden. Der Autor hat hierzu C-Routinen geschrieben [1], die leicht an jeden Mikrocontroller angepasst werden können. Die Routine SendCmd ist dabei für das oben geschilderte Bit-Banging zuständig. Einige Register des MAX7219 müssen zunächst initialisiert werden. Das Mode-Register legt fest, ob



Stückliste

Widerstände:

R1 = 10k

Halbleiter:

D1..D6 = SC52-11 (Kingbright)

IC1 = MAX7219CNG

Außerdem:

JP1 = 6-polige Stiftleiste

Platine 081154-1 [1]

der interne BCD-Decoder verwendet werden soll oder ob die übertragenen Daten 1:1 den Segmenten zugeordnet werden. Letzteres ist universeller, bedarf aber einer eigenen Zeichentabelle (im Source-Code ist das durch das Array Segments realisiert). Ein weiteres Register gibt die Anzahl der Digits an. Schließlich muss noch der Segmentstrom eingestellt und das Display aktiv geschaltet werden. Nach der Initialisierung können die Digit-Register mit der Routine UpdateDisplay beschrieben werden.

Das Display wird auch von den im März-Heft 2009 vorgestellten TinyBricks

[2] unterstützt, die auf einem M16C basieren und einen BASIC-Interpreter mitbringen. Von der Projekt-website kann ein kleines Beispiel-Listing heruntergeladen werden, das demonstriert, wie einfach sich das Display mit TinyBasic ansprechen lässt.

Weblinks

[1] www.elektor.de/081154

[2] www.elektor.de/080719

Downloads & Produkte

Platine

081154-1 erhältlich über www.elektor.de/081154 und Download (gratis)

Software

081154-11 Source-Code

CAD-Daten

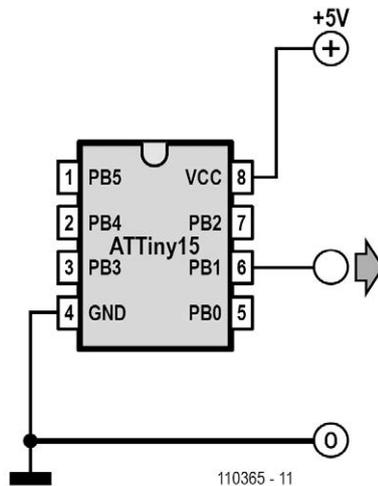
Gratis-Download
www.elektor.de/081154

Andreas Grün (D)

Elektroniker kennen das: Für eine Schaltung wird noch mal eben ein stabiler Taktgenerator von 1 oder 2 MHz gebraucht (beim Autor war es übrigens ein Pong-Spiel mit einem alten AY3-8500). Ein Quarz der passenden Frequenz ist gerade nicht zur Hand, also soll ein RC-Oszillator aufgebaut werden, Schaltungen gibt es ja genug. Jetzt fehlen aber die passenden Kondensatoren, also noch ein Trimpoti eingebaut. Ach ja, die Frequenz noch abgleichen... Schneller als man denkt, ufern der Aufwand, der Platzbedarf und die Kosten aus.

Wenn es auf eine absolut genaue Frequenz nicht ankommt, besitzt man mit einem ATTiny15 eine schnelle Alternative, die keine zusätzlichen Bauteile benötigt. Bei einem Preis von rund 1 Euro ist diese Lösung nicht teurer als ein konventioneller Oszillator. Und der Vorteil ist, dass die Frequenz berechenbar ist, unabhängig von Bauteil-Werten oder -Toleranzen.

Der interne RC-Oszillator des Controllers ist recht genau auf 1,6 MHz kalibrierbar; der interne Timer 1 lässt sich durch die eingebaute PLL mit 25,6 MHz betreiben [2]. Durch Teilung dieses Taktes kann der ATTiny mit einem Minimal-Programm Frequenzen von ca. 50 kHz bis zu 12 MHz auf einem Output-Pin erzeugen, wobei die Differenz zwischen Soll und Ist-Frequenz meist nach oben zunimmt. Eine sinnvolle Obergrenze ist daher bei ungefähr 2 MHz



erreicht; hier kann die Abweichung bereits 15 % betragen.

Wie man im Bild erkennen kann, könnte die Schaltung einfacher nicht sein. Nach dem Anlegen der Spannungsversorgung steht das Signal an Pin 6 (PB1) zur Verfügung.

Das Beispiel-Programm besteht nur aus 15 Zeilen Assembler-Code. Es ist durch die Kommentare selbsterklärend. Der Code kann von der Elektor-Website heruntergeladen werden [1].

Das Programm initialisiert nur den Timer, der anschließend unabhängig von der CPU das Signal erzeugt. Daher kann die CPU sogar in den Sleep-Modus versetzt werden, um Strom zu sparen. Da noch

etwa 99 % des Programmspeichers frei sind, kann man den kleinen Controller natürlich auch andere Dinge erledigen lassen.

Wer es genauer braucht, kann über das Calibration-Byte im OSCCAL-Register (hiermit kann der CPU-Takt in gewissen Grenzen variiert werden) noch einen Abgleich der Output-Frequenz vornehmen. Atmel empfiehlt im Datenblatt, die CPU-Taktfrequenz nicht über 1,75 MHz einzustellen, weil darüber hinaus das Funktionieren der Timer nicht garantiert werden kann.

Statt eines ATtiny15 kann alternativ der Nachfolger ATtiny45 eingesetzt werden. Dessen Timer 1 kann durch entsprechendes Setzen der CKSEL-Fuses in einen ATtiny15-kompatiblen Modus gesetzt werden [3]. Nach Anpassung des Programms lassen sich dann auch höhere (oder genauere) Frequenzen erzeugen, da die PLL des ATtiny45 mit 64 MHz arbeitet.

- [1] www.elektor.de/110365
- [2] www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc1187.pdf
- [3] www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2586.pdf

Außenlicht-Steuerung

211

Harald Schad (D)

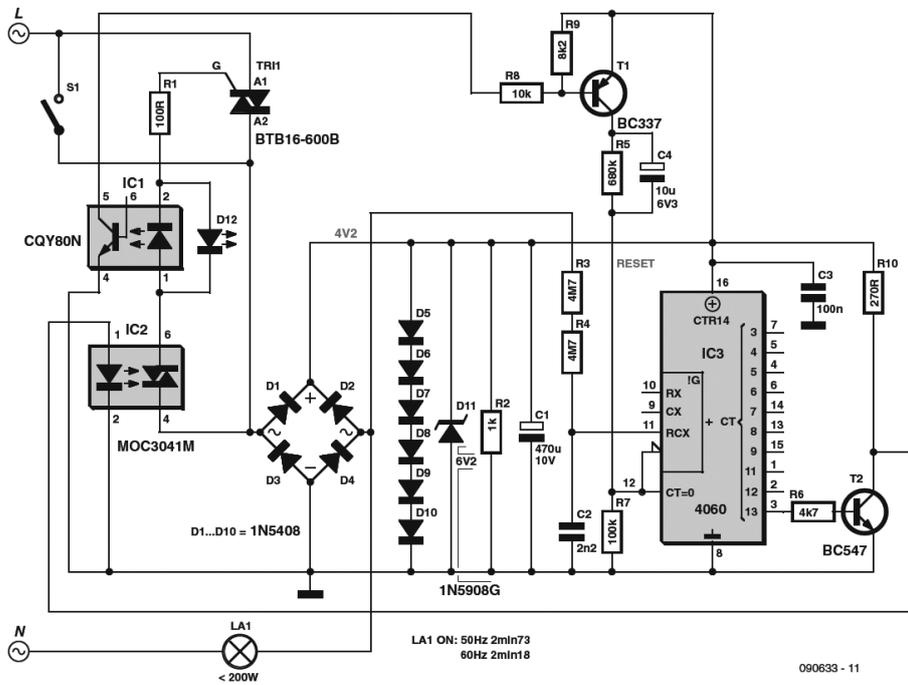
Wenn man aus einem hell erleuchteten Haus bei Dunkelheit ins Freie tritt, sieht man erst einmal nicht viel. Ein Außenlicht mit automatischer Abschaltung ist hier eine Lösung. Und auch das Finden des Schlüssellochs gerät für Heimkehrer nicht mehr zur Herausforderung.

An Stellen, wo eine Ausschaltverzögerung in die Hausinstallation einzufügen ist, fehlt nicht selten der Nulleiter, was gewiss schon so manche Realisierung verhindert hat. Für die hier vorgestellte Schaltung ist dies belanglos. Sperrige Bauteile wie Trafos werden nicht verwendet, so dass auch der Einbau in eine Unterputzdose möglich ist. Ein weiterer Vorteil ist der äußerst geringe Ruhestromver-

brauch der Schaltung. Gestartet wird mit dem in der Hausinstallation vorhandenen Schalter (Taster) S. Die Lampe leuchtet dann über den Brückengleichrichter sofort. An den Dioden D5..D10 fallen 4,2 V ab, die zur Versorgung der eigentlichen Verzögerungsschaltung rund um den Binärzähler CD4060 verwendet werden.

Nach dem Öffnen des Schalters übernimmt Tri1 den Hauptstromfluss. In den Ansteuerkreis des Triacs ist ein NPN-Optokoppler eingefügt, der detektiert, wann der Triac aktiv ist. Zum Symmetrieren dient die antiparallele LED 1. Der kopplerinterne NPN-Fototransistor formt über T1 einen Resetimpuls, mit dem der Zähler über Pin 12 angesteuert wird. Dadurch

353



wird auch beim Nachtriggern immer die volle Zeit durchlaufen.

Der CD4060 zählt mit Netzfrequenz, Pin 3 geht nach 214 Impulsen auf High, was rund 2,5 Minuten entspricht (sofern diese Zeit nicht ausreicht, kann man einen zusätzlichen 4060 kaskadiert einsetzen). Nun steuert T2 durch und schließt die interne LED des Optotriacs IC2 kurz; Tri1 wird der Triggerstrom entzogen und die Lampe verlischt. Bis zur nächsten Aktivierung verbleibt die Schaltung stromlos.

Die Schaltung ist nur für ohmsche Verbraucher gedacht. Mit der angegebenen Dimensionierung (maßgeblich sind im Wesentlichen der Brückengleichrichter und D5..D10) liegt die Grenze für die geschaltete(n) Glühlampe(n) bei maximal

200 W. Bekanntlich versagen Glühlampen vorzugsweise im Einschaltmoment. Tri1 ist hier kaum gefährdet, weil der Schalter diesen überbrückt. Die wahrscheinliche Folge von Überlast ist, dass sich eine der Dioden D5..D10 verabschiedet. Im konkreten Aufbau fehlt eine zusätzliche Sicherung, weil deren Austausch vermutlich auch nicht einfacher wäre. Ein Dogma ist dies aber nicht!

Schaltungen mit Netzspannung dürfen nur von einer ausgebildeten Elektrofachkraft unter Einhaltung der entsprechenden VDE-Bestimmungen (z.B. VDE 0100) gebaut und installiert werden.

Heino Peters (NL)

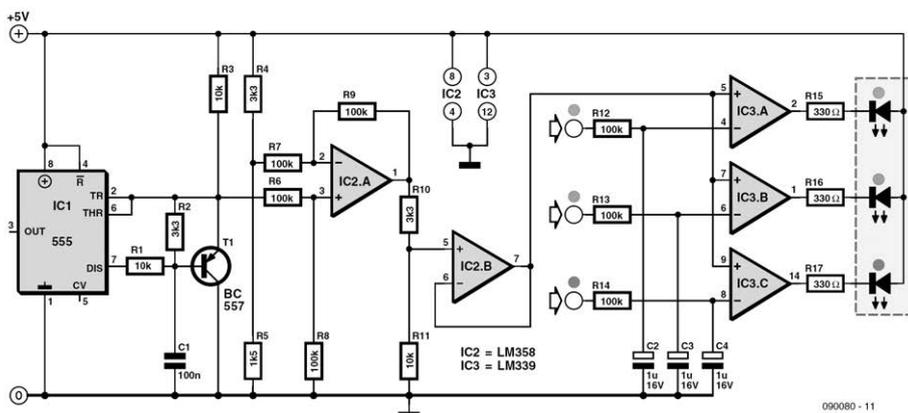
Immer öfter dient ein PC oder Laptop als TV-Ersatz. Solange die Computer noch über einen VGA-Ausgang verfügen, hat man die Chance, ein sehr einfaches und analog arbeitendes „Ambilight“ zu realisieren, wie es in etwas komplexerer Ausführung in etliche moderne Flach-TVs von Philips eingebaut ist. Beschränkt man sich dabei auf eine LED pro Farbe, dann kann man neben den Steuersignalen (wenn man Glück hat und Pin 9 beschaltet ist) sogar den Strom für die Schaltung direkt aus dem VGA-Anschluss beziehen.

Am 15-poligen Mini-D-Sub-Anschluss für VGA sind lediglich diese fünf Pins von Belang:

Pin 1 rotes Videosignal
Pin 2 grünes Videosignal
Pin 3 blaues Videosignal

Pin 5 GND
Pin 9 +5 V (manchmal offen)

Bei VGA handelt es sich um separate RGB-Signale analoger Natur. Der Signalpegel liegt abgeschlossen normgemäß bei 0,7 VS, was sich ohne angeschlossenen Monitor auf ca. 1,4 VS erhöht. Mit dieser Farbinformation kann man recht einfach eine RGB-LED ansteuern. Die Schaltung funktioniert so: Mit IC1 und T1 ist ein Sägezahngenerator aufgebaut, dessen Signal zwischen 1/3 und 2/3 der Versorgungsspannung mit etwa 850 Hz oszilliert. Der Subtrahierer um IC2.A erniedrigt den Pegel um etwa 1,6 V (Spannungsteiler R34/R5), so dass der resultierende Sägezahn zwischen fast 0 V und etwa 1,7 V oszilliert. Der Spannungsteiler aus R10 und R11 reduziert diesen Pegel auf etwa 1,3 VS, was prima zu einem offenen VGA-



Ausgang passt. Nach Pufferung mit IC2.B gelangt der Sägezahn an die nichtinvertierenden Eingänge der drei abgebildeten Komparatoren IC3.A...IC3.C. Beim roten Kanal passiert nun folgendes: Der Pegel des roten Video-Signals wird durch R12 und C2 gemittelt und gelangt so auf den invertierenden Eingang von IC3.A. So lange die Spannung an C2 höher als die des Sägezahns ist, bleibt der Ausgang von IC3.A „low“ und die rote LED leuchtet. Wie leicht einzusehen leuchtet die LED im Mittel um so länger, desto höher der rote Videopegel ist. Resultat ist ein durch Videosignale gesteuerter Pulsbreiten-Modulator. Entsprechendes passiert bei grüner und blauer Farbe.

Bei einem Laptop muss man den VGA-Ausgang in aller Regel (mit Fn-F5) erst aktivieren. Bei einem PC mit nur einem und schon belegten VGA-Ausgang kann man sich eine Art Zwischenstecker bauen und so die Signale abzapfen. Man beachte allerdings, dass die Videosignale dann auf ca. $0,7 V_S$ abgeschwächt sind. In diesem Fall genügt es, R11 auf $2,2\text{ k}\Omega$ zu reduzieren. Ein DVI-I-Ausgang mit Adapter funktioniert übrigens auch, da dann die gleichen analogen Signale zur Verfügung stehen.

Statt einer kleinen RGB-LED kann man auch drei farbige LED-Streifen anschließen, wie man sie beispielsweise bei Ikea bekommt. Die LEDs benötigen dann allerdings eine eigene Stromversorgung mit höherer Spannung. Die Schaltung selbst begnügt sich mit den 5 V der VGA-Buchse. Wenn die Anoden der LED-Streifen am Pluspol des extra Netzteils hängen, sollte die Netzteil-Masse mit der Masse der Schaltung verbunden sein. IC3 kann pro Ausgang einen Strom von 15 mA liefern. Reicht das nicht, dann bringt eine zusätzliche Schaltstufe einen Strom von gut 100 mA. Man verbinde hierzu die Komparator-Ausgänge nicht mit R15...R17, sondern mit den Basen dreier Transistoren vom Typ BC547. Von den Basen kommt je ein $10\text{-k}\Omega$ -Widerstand nach +5 V. Ihre Emitter kommen auf Masse und ihre Kollektoren treiben dann die Widerstände R15...R17. Durch die Phasenumkehrung muss man nun noch die invertierenden mit den nichtinvertierenden Eingängen der Komparatoren vertauschen. Mit drei BC517 sind sogar bis zu $3 \times 500\text{ mA}$ drin.

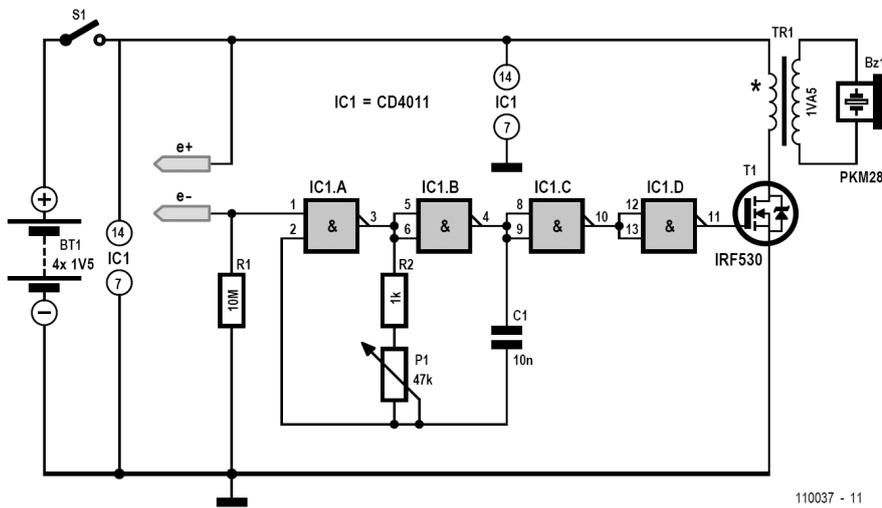
Weblinks

[1] www.elektor.de/090080

André Thiriot (F)

Um das Füllen einer Badewanne, einer Zisterne oder eines Schwimmbades zu

überwachen oder das Überlaufen einer Sickergrube zu melden, wurde ein sehr ein-



110037 - 11

facher Wasserstandsmelder mit dem Vierfach-CMOS-NAND-Gatter CD4011 entwickelt.

Gatter IC1.A und IC1.B sind als astabiler Multivibrator geschaltet. Die Oszillatorfrequenz wird durch die Bauteile C1, R2 und P1 bestimmt.

Widerstand R1 zieht den Ruhepegel des Eingangs von Gatter IC1.A auf „Low“. Hierdurch wird der Oszillator blockiert, wenn kein Wasser vorhanden ist. Sobald Wasser den Kontakt zwischen den Elektroden e+ und e- herstellt, wird der Eingang von IC1.A auf „High“ gezogen und der Oszillator schwingt an. Das Ausgangssignal von Gatter IC1.B wird durch IC1.C geformt, um ein Rechtecksignal zu erhalten. Gatter IC1.D invertiert das Signal, so dass der Transistor T1 beim Fehlen von Wasser gesperrt wird, wodurch im Ruhezustand kein Strom durch die Primärwicklung von Transformator TR1 fließt. Transformator TR1 setzt die Spannung hoch (T1 schaltet den 12 V-An-

schluss), so dass der Piezo-Schallwandler BZ1 eine hohe Signalspannung erhält und entsprechend laut tönt. Der Autor hat hierfür einen Trafo 12 V/230 V mit 1,5 VA eingesetzt. Passende Piezo-Schallgeber gibt es zum Beispiel von Murata, die 28 in der Typenbezeichnung steht für den Durchmesser.

Um den Wirkungsgrad des Aufbaus zu optimieren, stelle man mit P1 den Oszillator auf die Resonanzfrequenz des Piezowandlers ein, dieser Punkt der größten Lautstärke ist deutlich zu hören.

Die Schaltung und die Batterien können in einem Recycling-Gehäuse (zum Beispiel einer Pralinenverpackung aus Kunststoff) untergebracht werden. Die Elektroden aus einfachem festem Kupferdraht werden durch das Gehäuse nach außen geführt und mit Epoxidharz abgedichtet.

Weblink

[1] www.elektor.de/110037

und R14 gelegt und der „Zapper“ mit einem Tastendruck (S2) eingeschaltet. Nun wartet man darauf, dass die LED dunkel wird (und die Krankheit verschwindet).

Warnung: Auch wenn der Zapper wie eine nette Spielerei aussieht, so ist er doch

in bestimmten Fällen gefährlich. Niemals mit Netzteil und niemals bei Menschen mit Herzschrittmachern oder Herzproblemen anwenden! Es gibt immerhin einen dokumentierten Fall von Herz-Rhythmusstörungen.

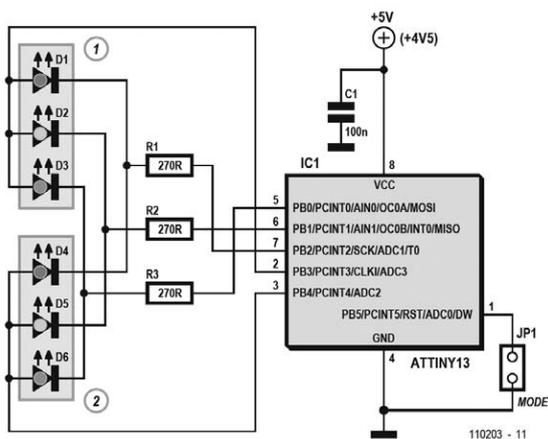
Baustellenampel für den Modellbau 215

Michael Gaus (D)

Wer die Straßen in seiner Modelllandschaft lebendiger gestalten will, der findet hier die passende Schaltung zur Steuerung einer Baustellenampelanlage. Mit wenigen Bauteilen ist diese Schaltung in der Lage, zwei Ampeln anzusteuern und realitätsgetreu zu schalten.

Jede Verkehrsampel besteht aus drei LEDs (rot, gelb und grün), bei denen je-

weils die Anoden zusammenschaltet sind. Die Ampeln können entweder selbst aufgebaut oder bereits fertig gekauft werden [1]. Die Steuerung der Ampelphasen übernimmt ein AVR-Mikrocontroller des Typ ATtiny13. Da die Software beide Ampeln nacheinander ansteuert (Multiplexing), kommt diese Schaltung mit insgesamt drei Vorwiderständen für die LEDs



und fünf Eingängen am Mikrocontroller aus.

Die Ampeln können in zwei verschiedenen Modi betrieben werden. Ist Jumper JP1 geschlossen, beinhaltet die Ampelsteuerung eine Rot-Gelb-Phase, wie sie beispielweise in Deutschland und Großbritannien üblich ist. Öffnet man JP1, so wird diese Phase übersprungen und die Ampel wechselt von Rot direkt auf Grün (wie zum Beispiel in Frankreich und den USA). Damit können zwei verschiedene Farbabfolgen realisiert werden.

Als Taktquelle dient der interne Oszillator des ATtiny13 mit einem Vorteiler durch 8, sodass die Taktfrequenz 1,2 MHz beträgt. Das Multiplexing wird softwareseitig durch einen Timer geregelt, dessen Interruptroutine alle 5 ms aufgerufen wird und abwechselnd eine der beiden Ampeln mit

dem jeweils aktuellen Farbmuster ansteuert. Die fabrikseitig eingestellten Fusebits des ATtiny13 passen bereits für diese Schaltung, sodass sie nicht umkonfiguriert werden müssen. Die Software für den Mikrocontroller steht auf [2] zum Download bereit. Der Quellcode wurde mit der Evaluationsversion des C-Compilers CodeVision AVR erstellt, welche für den privaten, nicht-kommerziellen Gebrauch kostenlos ist. Die Codelänge ist zwar auf 4 KB beschränkt, reicht jedoch für diese Anwendung aus [3].

Weblinks

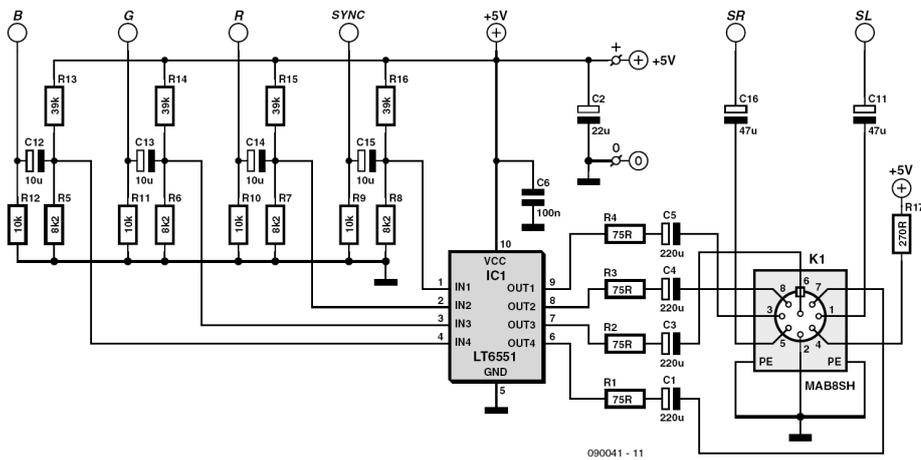
- [1] www.conrad.de/ce/de/product/210630/
- [2] www.elektor.de/110203
- [3] www.hpinfotech.ro/html/download.htm

216 RGB-Verstärker für PC-Engine

Marco Bettiol (B)

Die PC-Engine [1] ist ein von NEC und Hudson-Soft entwickelter Spielcomputer, der 1987 das Licht der Öffentlichkeit erblickte. Was die Anzahl der verkauften Exemplare betrifft, lässt die PC-Engine den legendären Famicom von Nintendo (bei uns „NES“ genannt) weit hinter sich. Leider haben die europäischen Freunde der PC-Engine mit dieser fantastischen Maschine ein Problem, es betrifft das Videosignal: Der NTSC-Ausgang ist nicht kompatibel mit unseren PAL/SECAM-

TV-Geräten. Die einzige Chance, mit der PC-Engine zu spielen und ein farbiges Bild zu betrachten, besteht im unmittelbaren Abgriff der Signale am Videoprozessor, einem HUC6260. Dort stehen die primären Farbsignale Rot, Grün und Blau sowie das Synchronisationssignal zur Verfügung. Diese Signale sind auf den Erweiterungsport geführt, der von der Geräterückseite zugänglich ist. Am Erweiterungsport liegen auch die Audiosignale und die Betriebsspannung +5 V an. Der Pegel der



RGB-Signale beträgt zwar normgemäß 0,7 V, trotzdem kann ein TV-Gerät nicht unmittelbar angeschlossen werden. Der Videoprozessor HUC6260 ist nicht in der Lage, Lasten mit der Impedanz 75 Ω zu treiben. Hier ist Eigeninitiative mit Lötcolben, Oszilloskop und Taschenrechner gefragt.

Der Umfang unseres RGB-Verstärkers hält sich in Grenzen, vorhanden ist nur ein IC, ein LT6551 von Linear Technology. Auf seinem Chip sind vier voneinander unabhängige Videoverstärker mit der festen Verstärkung 6 dB integriert. Das IC ist in einem Gehäuse der Bauform MSOP untergebracht, so dass die Schaltung recht kompakt aufgebaut werden kann. Am Schaltungseingang liegen die Signale Rot, Grün und Blau sowie das Synchronisationssignal, die Signale kommen vom Erweiterungsport der PC-Engine.

Der Eingangswiderstand unseres RGB-Verstärkers beträgt 10 k Ω (R9...R12), was den HUC6260 nicht übermäßig belastet. Zuerst werden die Eingangssignale von den Gleichspannungskomponenten 3,6 V

befreit (C12...C15), dann werden sie auf den erforderlichen Pegel gebracht. Würden die Signale unmittelbar verstärkt, wären unweigerlich Übersteuerungen des nachfolgenden LT6551 die Folge. Die korrekten Eingangssignalpegel sind die Voraussetzung für unverzerrte TV-Bilder. Um die korrekten Eingangssignalpegel einzustellen, ist ein Blick in das Datenblatt des LT6551 notwendig. Dort ist dokumentiert, dass die Eingangsspannung bei der Betriebsspannung +5 V maximal 2,5 V betragen darf. Die Widerstände R5 und R13 sowie die übrigen Widerstände gleicher Funktion bilden Spannungsteiler für die vier Signale. Mit der gewählten Dimensionierung 8,2 k Ω und 39 k Ω werden die Arbeitspunkte der Eingänge auf ungefähr 0,86 V eingestellt. Die Addition 0,7 V + 0,86 V ergibt als maximale Eingangsspannung 1,56 V.

Ferner müssen die Kondensatoren C12...C15 bezogen auf die Werte der zugehörigen Widerstände korrekt dimensioniert werden.

Anschlüsse SCART-Stecker [2]	
Masse	4, 5, 9, 13, 17, 18, 21, (14)
Rot (R)	15
Grün (G)	11
Blau (B)	7
Video/Sync	20
Audio Links	6
Audio Rechts	2
RGB-Steuersignal	16

Erweiterungsport der PC-Engine (nach DIN 41612) [3]	
A1	Audio Links (SL)
C1	Audio rechts (SR)
C2, 20	Masse
A2, 21	+5 V
A23	Rot (R)
B23	Grün (G)
C23	Blau (B)
C22	SYNC

Die Kondensatoren und Widerstände bilden Hochpässe, die niederfrequente Signalanteile blockieren. Für die Praxis gilt, dass die Eckfrequenz eines Hochpasses um den Faktor 10 niedriger sein muss als die niedrigste durchzulassende Frequenz. In diesem Fall beträgt die niedrigste Frequenz 30 Hz, es ist die Bildwiederholfrequenz nach NTSC-Standard (bei PAL/SECAM 25 Hz). Die Eckfrequenz muss deshalb 3 Hz betragen. Die rechnerische Beziehung für einen Hochpass erster Ordnung lautet $f_c = 1/(2\pi RC)$. Daraus ergibt sich mit $R = R5 // R13 = 6775 \Omega$ und $f_c = 3$ Hz die Kapazität $C = 3,9 \mu\text{F}$. Ein etwas höherer Wert, zum Beispiel $10 \mu\text{F}$, ist natürlich auch erlaubt.

Der LT6551 verstärkt die Videosignale und das Synchronisationssignal um den Faktor 2, was 6 dB entspricht, so dass an seinen Ausgängen nicht nur Signale mit dem Pegel 1,4 V, sondern auch Gleichspannungskomponenten liegen. Die Kondensatoren C1...C4 blockieren diese unerwünschten Gleichspannungskomponenten, und die Widerstände R1...R4 bringen die Ausgangsimpedanzen auf die Standardwerte 75Ω . Die Ausgangsimpedanzen liegen parallel zu den Eingangsimpedanzen des TV-Geräts, so dass die Signalpegel um den Faktor 2 abgeschwächt werden und so den Standardwert 0,7 V erhal-

ten. Aus diesem Grund ist eine Signalverstärkung um 6 dB notwendig. Damit der Schaltungsaufbau möglichst kompakt bleibt, ist anstelle einer SCART-Buchse eine 8-polige Mini-DIN-Buchse (K1) vorgesehen. An K1 liegen nicht nur die Signale Rot, Grün, Blau und das Synchronisationssignal, sondern auch die von C16 und C11 von ihren Gleichspannungskomponenten befreiten Audiosignale Rechts und Links. Das TV-Gerät gibt die RGB-Signale wieder, wenn an Anschluss 16 der SCART-Buchse eine Gleichspannung als Steuersignal liegt. Die Gleichspannung wird der SCART-Buchse über R17 und Anschluss 4 von K1 zugeführt. Wenn keine Steuerspannung an Anschluss 16 der SCART-Buchse liegt, schaltet das TV-Gerät auf den Composite-Eingang. Die Steuerspannung für den RGB-Modus darf 1...3 V betragen, hier beträgt sie $5 \text{ V} \cdot 75 \Omega / (75 \Omega + 270 \Omega) = 1 \text{ V}$.

Was noch zu tun ist, ist das Anfertigen eines Adapterkabels von 8-Pin-Mini-DIN nach SCART an Hand der Tabellen.

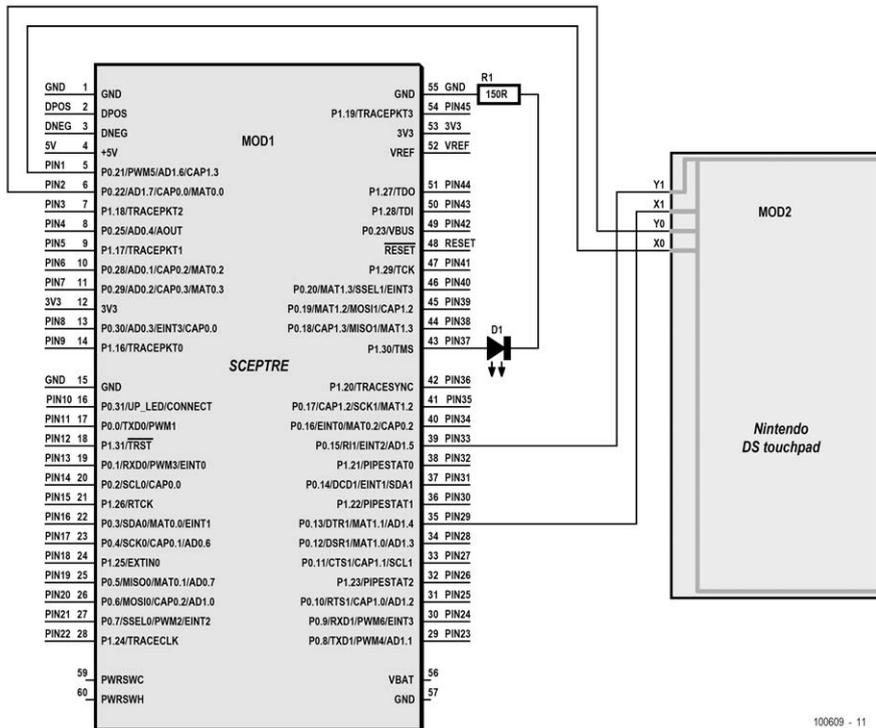
Weblinks

- [1] http://de.wikipedia.org/wiki/PC_Engine
- [2] <http://de.wikipedia.org/wiki/SCART>
- [3] <http://www.gamesx.com/miscotech/pcebp.php>

Clemens Valens (Redaktion F)

Im Internet werden resistive Touchscreens als Ersatzteile für die Spielkonsole Nintendo DS zu niedrigen Preisen gehandelt. Die Idee, einen Touchscreen in das Zepter-Mikrocontroller-System [1] zu integrieren, bestand von Anfang an. Der Platz für die Anschlussleitungen zwischen den Steckverbindern K6 und K7 deutet bereits

darauf hin. Während der Entwicklungsphase eines Mikrocontroller-Systems gibt es jedoch immer wieder Ideen, die aus unterschiedlichen Gründen vorerst nicht realisiert werden können. So stand auf der Liste der Planungen auch eine Bibliothek, die das Programmieren des Zepter-Systems nach Art des Arduino mit sketch,



loop und pins (dynamisch konfigurierbare Portleitungen) möglich macht. Weshalb also nicht zwei Fliegen mit einer Klappe schlagen und den Touchscreen nach Arduino-Manier programmieren?

Ein resistiver Touchscreen besteht aus zwei Potentiometern X und Y, wobei die Stellung der Läufer dem Ort der Berührung auf dem Schirm entspricht. Der Reihenschaltung nach wird an jedes Potentiometer Spannung gelegt, danach wird die zugehörige Spannung am Läufer gemessen. Zum Bestimmen der Berührungspunkt-Koordinaten x und y sind also zwei Messungen X und Y erforderlich. Real besitzt jedes Potentiometer zwei Läuferanschlüsse, der zweite Anschluss gehört zum anderen Potentiometer. Wenn Spannung an Potentiometer X liegt, wird die Spannung an einem Anschluss des anderen Potentiometers gemessen, und umgekehrt. Die Portleitungen, von denen die Potentiometer X und Y gesteuert werden, tauschen fortlaufend ihre Rollen. Zum Einen haben sie die Funktion von Ausgängen, die Spannung an die Potentiometer legen, zum Anderen haben sie die Funktion analoger Eingänge, über die Spannungen gemessen werden.

Wenn ein Touchscreen über nur vier Portleitungen mit dem Mikrocontroller-System verbunden sein soll, müssen die Portleitungen dynamisch konfigurierbar sein. Beim Zepter sind für den Touchscreen-Anschluss die Portleitungen P0.13, P0.15,

P0.21 und P0.22 vorgesehen, die auch zu den A/D-Wandlern AD1.4...AD1.7 gehören. Der elektrische Anschluss des Touchscreens an das Zepter-System ist nicht schwierig. Entweder wird der spezielle Steckverbinder des Nintendo DS verwendet (Angebote im Internet), oder an das Flachkabel des Touchscreens werden Leitungen gelötet, nachdem die Abschirmung des breiten Flachkabel-Teilstücks entfernt ist. Nun zum Programmieren nach Arduino-Manier. Zuerst erhalten die insgesamt 45 verfügbaren Portleitungen des Zepters als pins eine neue Nummerierung. Es folgt eine Tabelle, in der die möglichen Funktionen jedes Pins stehen. Zum Beispiel ist PIN4 als digitaler Eingang, digitaler Ausgang, analoger Ausgang oder analoger Eingang nutzbar. Jetzt kann im Programm mit pinMode(PIN37, OUTPUT) ein digitaler Ausgang deklariert werden, anschließend besitzt PIN37 diese Eigenschaft. Mit der Funktion digitalWrite(PIN37,HIGH) wird PIN37 auf High gelegt, und mit der Funktion digitalWrite(PIN37,LOW) geht PIN37 auf Low. Für den analogen Teil wird ebenso wie bei Arduino eine Portleitung als analoger Eingang oder als analoger Ausgang (falls möglich) konfiguriert. Danach kann die Portleitung gelesen oder ein Signal ausgegeben werden.

Das Abfragen der Berührungspunkt-Position auf dem Touchscreen ist nun nicht mehr schwierig:

```
pinMode(PIN2, INPUT);           // Y0 wird digitaler Eingang
pinMode(PIN1, OUTPUT);          // X0 wird digitaler Ausgang
pinMode(PIN29, OUTPUT);         // X1 wird digitaler Ausgang
digitalWrite(PIN29, HIGH);       // X1 wird High
digitalWrite(PIN1, LOW);         // X0 wird Low
wert = analogRead(PIN33);        // Lies die Spannung an Läufer Y1
```

Diese Instruktionen werden wiederholt, wobei PIN1 mit PIN2 und PIN29 mit PIN33 zu vertauschen sind, so dass die andere Koordinate gelesen wird. Wichtig ist noch, dass jeweils nur ein analoger Eingang (Y1) gelesen wird. Damit die Messung nicht verfälscht wird, muss der andere Potentiometer-Anschluss abgeschaltet werden. Das geschieht durch Deklarieren dieses Anschlusses als digitaler Eingang.

Analoge Ausgänge wie bei Arduino, also PWM-Ausgänge mit 490 Hz, lassen sich auf gleiche Weise realisieren. Mit den Funktionen `Serial_begin`, `Serial_write` und `Serial_write_int` kommuniziert das Zepter-System wie Arduino mit einem PC. Der Unterschied in der Schreibweise

kommt dadurch zustande, dass die Arduino-Bibliothek des Zepters in C programmiert wurde, nicht in C++.

Um ein Arduino-sketch (Programm) zu simulieren, wird zuerst aus main die Funktion `setup` aufgerufen. Anschließend ruft main zyklisch in einer Endlosschleife die Funktion `loop` auf. Der Code in der Datei `sketch.c` [2] zeigt, dass das Ergebnis einem Arduino-sketch recht nahe kommt.

Der Quellcode (`app_touchpad`) und die bearbeitete Zepter-Bibliothek können von [2] heruntergeladen werden.

Weblinks

[1] www.elektor.de/090559

[2] www.elektor.de/100609

Telefonklingel-Verstärker

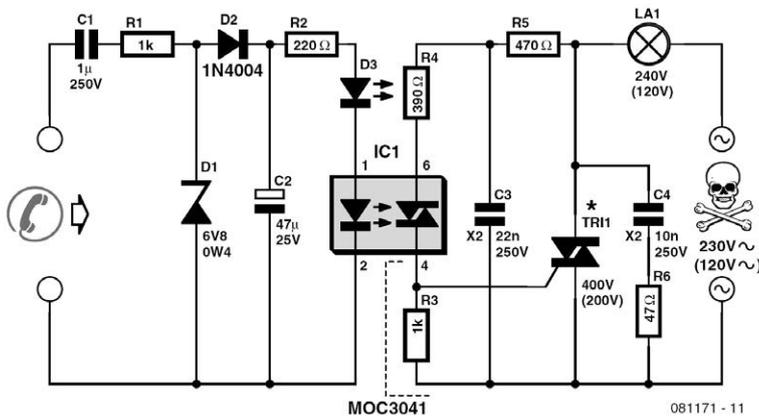
218

Christian Tavernier (F)

Schnurlose Telefone erfreuen sich hoher Beliebtheit, doch manchmal sind sie gerade dann außer Hörweite, wenn ein Anruf eintrifft. Ihre elektronischen Signaltöne durchdringen Wände schlechter als das grelle Läuten ihrer Vorgänger, bei denen noch die runde Wählscheibe gedreht werden musste. Abhilfe schafft dieser Telefonklingel-Verstärker, der an praktisch jede analoge Telefondose angeschlossen werden kann. Wenn das Telefon klingelt, wird gleichzeitig ein Netzspannungsverbraucher eingeschaltet, der den ankommenden Ruf signalisiert. Der Telefonklin-

gel-Verstärker ist so konstruiert, dass die geltenden Vorschriften hinsichtlich der elektrischen Sicherheit und der elektrischen Trennung vom Telefonnetz erfüllt sind. Geschaltet werden können zum Beispiel eine an Netzspannung betriebene Starkton-Klingel oder sogar eine laut heulende Sirene, die über das Grundstück schallt. Damit das Baby oder andere Hausbewohner nicht durch lautstarke akustische Signale aus dem Schlaf geschreckt werden, kann auch eine Lampe oder ein Spotlight den Anruf kundtun.

365



Die Schaltung wurde so entworfen, dass sie mit möglichst allen gebräuchlichen Telefonsystemen kompatibel ist. Auch in Ländern, in denen nur geprüfte und zugelassene Geräte an die Telefonnetze angeschlossen werden dürfen, ist der Telefonklingel-Verstärker gefahrlos einsetzbar. Das Rufsignal auf analogen Telefonleitungen, früher auch „Wechselspannung“, deren Höhe und Frequenz in den nationalen Telefonnetzen unterschiedlich sein kann. Die Größenordnungen sind jedoch miteinander vergleichbar. Im Ruhezustand oder während eines Gesprächs liegt eine Gleichspannung an der analogen Leitung. Die Rufwechselspannung gelangt über C1 und R1 zu Diode D2, wobei Zenerdiode D1 die Höhe begrenzt. Diode D2 richtet die Rufwechselspannung gleich, so dass Elko C2 aufgeladen werden kann. Die gleichgerichtete Spannung lässt LED D3 sowie die in Optokoppler IC1 befindliche LED aufleuchten. Optokoppler IC1 ist ein Foto-Triac mit integriertem Nulldurchgangsschalter, der Triac schaltet im Nulldurchgang der Netzspannung. Das hat den Vorteil, dass beim Schalten keine oder nur

geringe Spannungsspitzen auf der Netzspannung entstehen. Die Schaltleistung des in IC1 eingebauten Triac reicht nicht aus, um Netzspannungsverbraucher zu schalten. Deshalb steuert IC1 das Gate des externen Triac TRI1, ein Standard-400V-Triac, dessen Typ passend zu dem zu schaltenden Strom gewählt werden muss. Die RC-Glieder R6 und C4 sowie R5 und C3 unterdrücken die Spannungsspitzen, die trotz des Schaltens im Nulldurchgang der Wechselspannung auftreten können. Der Aufbau des Telefonklingel-Verstärkers ist nicht schwierig, doch an einige Bauelemente werden erhöhte Anforderungen gestellt. Kondensator C1, der die Verbindung mit dem Telefonnetz herstellt, muss ein MKT-Kondensator oder ein gleichwertiger Typ sein, seine Spannungsfestigkeit muss wegen der Höhe der Telefon-Rufspannung mindestens 250 V betragen. Für C3 und C4 dürfen wegen der elektrischen Sicherheit nur sogenannte „selbst heilende“ Typen verwendet werden, die für Wechselspannungen bis mindestens 250 V spannungsfest sind. Diese Eigenschaften haben spezielle Netzfilter-Kondensatoren der Klassen X

oder X2. Der Triac TRI1, Sperrspannung mindestens 400 V, muss dem Strom des zu schaltenden Verbrauchers gewachsen sein. Wenn eine 230-V-Zusatzklingel oder eine Lampe gesteuert werden sollen, reicht normalerweise ein 2-A-Typ aus. Der Triac muss nicht gekühlt werden, denn der Strom fließt durch den Triac nur kurzzeitig während des Telefonklingelns. Bauelemente, die eingestellt oder abgeglichen werden müssten, sind beim Telefonklingel-Verstärker nicht vorhanden. Die Schaltung wird normalerweise auf Anhieb ihren Dienst tun. Nur wenn das Rufsignal auf der Telefonleitung stark geschwächt ankommt, erkennbar am schwachen Aufleuchten der LED D3,

schaltet Triac TRI1 nicht korrekt durch. In diesem Fall wird empfohlen, den Wert von R1 herabzusetzen, so dass die Schaltung empfindlicher reagiert.

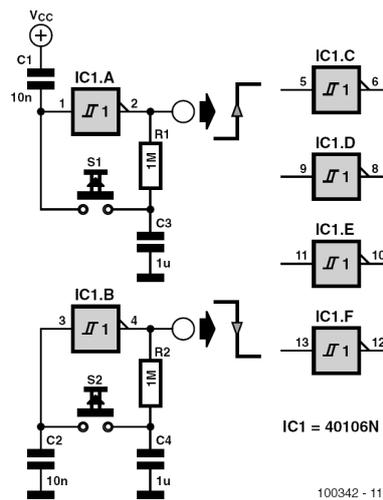
Der wichtigste Hinweis zum Schluss: Der rechte Teil der Schaltung einschließlich Optokoppler ist unmittelbar mit dem Stromnetz verbunden. Wegen der elektrischen Sicherheit und zum Schutz gegen lebensgefährliche elektrische Schläge muss dieser Teil der Schaltung in ein isolierendes, berührsicheres Kunststoffgehäuse eingebaut werden. Für die Netzspannungsleitungen sind Zugschellen obligatorisch, sie verhindern das versehentliche Herausreißen der Kabel.

Sechsfacher Umschalter

219

Kees van het Hoff (NL)

40106 lautet die Typenbezeichnung eines Standard-CMOS-ICs, in dem sich sechs Schmitt-Trigger befinden. Mit dem IC lassen sich sechs Umschalter realisieren, bei denen das Kontaktprellen durch externe Komponenten unterdrückt wird. Die externe Beschaltung eines Schmitt-Triggers besteht aus einem Taster, einem Widerstand und zwei Kondensatoren. Der über den 1-M Ω -Widerstand am Ausgang liegende Kondensator wird abhängig vom Schaltzustand des Schmitt-Triggers geladen oder entladen. Wenn der Taster gedrückt wird, ändert sich der Zustand des Eingangssignals, so dass das Ausgangs-



367

signal seinen Zustand ebenfalls ändert. Der Schaltzustand nach Einschalten der Betriebsspannung hängt davon ab, ob der am Eingang liegende 10-nF-Kondensator mit der Betriebsspannung oder mit Masse verbunden ist.

Bei längerem Drücken des Tasters erscheint am Ausgang ein Rechtecksignal, dessen RC-Zeitkonstante etwa 1 s beträgt. Die Werte aller Bauelemente sind variierbar.

220 Trennender Netzschalter

Joost Waegebaert (B)

Der Standby-Betrieb von Geräten kostet Energie. Dieser Netzschalter trennt ein Gerät vollständig vom Stromnetz, die Funktion der Bereitschaft bleibt trotzdem erhalten.

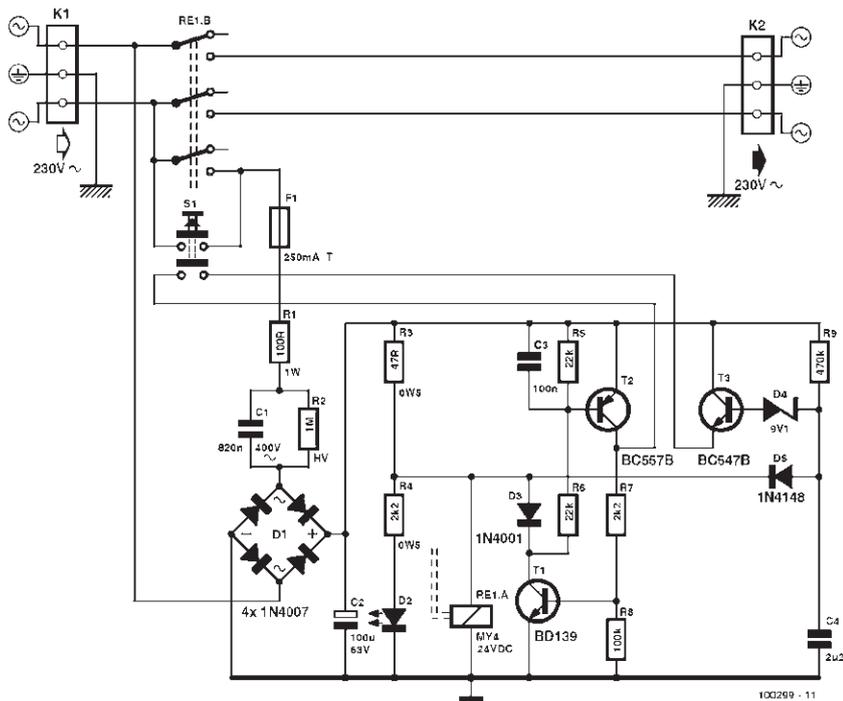
Wenn Taster S1 gedrückt wird, erhält die Schaltung über den aus R1, C1 und R2 bestehenden Spannungsteiler ihre Betriebsspannung. R1, der C1 und R2 vorgeschaltet ist, begrenzt den Einschaltstrom. Die gleichgerichtete und von C2 geglättete Spannung gelangt über R3 zur Wicklung des Relais RE1, gleichzeitig leuchtet LED D2 auf. Ein Relaiskontakt liegt parallel zu S1, so dass das Relais sich selbst hält. Die übrigen Bauelemente haben auf das Einschalten keinen Einfluss. Unmittelbar nach dem Einschalten verzögert C3 das Sperren von T2, und C4 ist noch nicht geladen. Beides gemeinsam hat zur Folge, dass T1 sperrt. Das Relais kann die Netzspannung unbeeinflusst zum Gerät durchschalten.

Nach etwa 0,25 s ist die Spannung an C4 so weit gestiegen, dass T3 über die Zenerdiode D4 in den Leitzustand gesteuert

wird und an seinem Emitter Spannung liegt. Wird der Taster S1 gedrückt, kann Strom über den zweiten Kontakt von S1 und von dort über T3 zur Basis von T1 fließen. T1 leitet und schießt die Relaiswicklung kurz, das Relais fällt ab. Diesen Zustand behält T1 auch dann bei, wenn S1 sofort losgelassen wird, denn über R6 fließt Strom zur Basis von T2. Da T2 im Leitzustand ist, erhält T1 über R7 Basisstrom, T1 und T2 verriegeln sich gegenseitig. Nachdem die Betriebsspannung weggefallen ist, sperren T1 und T2. Inzwischen hat sich auch C4, zuständig für das Timing, über D5 entladen. Die Schaltung ist nun bereit für den nächsten Einschaltvorgang. Im ausgeschalteten Zustand ist die Verbindung mit dem Stromnetz vollständig unterbrochen, die Stromaufnahme ist tatsächlich Null!

Der für C1 erforderliche Wert hängt hauptsächlich von den Eigenschaften des Relais ab.

Das Relais MY4-24VDC von Omron [1] ist ein Typ, dessen Wicklung für 24 V / 40



mA ausgelegt ist, die Kontakte sind bis 5 A belastbar. Wenn am Relais 24 V liegen, beträgt der Strom durch die LED D2 ungefähr 10 mA, insgesamt fließen folglich etwa 50 mA. Der Wert von C1 lässt sich näherungsweise wie folgt berechnen:

$$X_{C1} = U_{C1} / I_{C1} = (230 \text{ V} - 24 \text{ V}) / 50 \text{ mA} = 4,12 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = 1 / (2\pi f X_{C1}) = 1 / (2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 4120) = 773 \text{ nF}$$

Der nächste Wert in der Normreihe ist 820 nF. Dieser Kondensator muss der Netzwechselspannung absolut standhalten, er muss mindestens bis 250 V_{AC} spannungsfest sein. Empfohlen wird ein Typ der Klasse X2, beispielsweise aus der Reihe

MKP 336 2 von Vishay [2]. Der Kondensator C1 begrenzt den von der Schaltung aufgenommenen Strom. Wenn T1 in den Leitzustand übergeht, beträgt der Strom etwa 50 mA. Aus dem Strom lässt sich die von der Schaltung aufgenommene Scheinleistung berechnen:

$$P_S = U \cdot I = 230 \text{ V} \cdot 50 \text{ mA} = 11,5 \text{ VA}$$

Die Wirkleistung liegt niedriger, denn der Faktor cos f ist deutlich kleiner als 1.

Nach dem Ausschalten entlädt sich C1 über R2. Auch R2 muss ein spannungsfester Typ sein, der mindestens 250 V_{AC} verträgt. Genügend spannungsfest sind beispielsweise die Widerstände der Reihe MBE/SMA 0414 von Vishay [3]. Notfalls kann R2 durch zwei in Reihe geschaltete

Widerstände üblicher Bauart ($2 \cdot 470 \text{ k}\Omega$) nachgebildet werden. Wichtig ist ferner, dass Taster S1 für die Netzspannung 230 V zugelassen ist. Jedes Berühren der Netzspannung muss ausgeschlossen sein!

Schaltungen mit Netzspannung dürfen nur von einer ausgebildeten Elektrofachkraft gebaut und installiert werden!

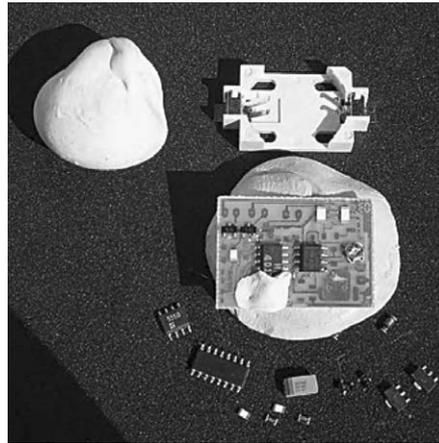
- [1] www.ia.omron.com/data_pdf/data_sheet/my_dsheets_gwj111-e1-03.pdf
- [2] www.vishay.com/docs/28120/mkp3362.pdf
- [3] www.vishay.com/docs/28767/28767.pdf

221 Entspannte SMD-Bestückung

Leo Szumylowycz (D)

Zweifelsohne haben die „dritte Hand“, der Vakuumschraubstock oder der kleine Schraubstock zum Festklemmen an der Tischkante ihren Nutzen, wenn es um das Fixieren von Platinen beim Bestücken geht. Für das Bestücken von SMD-Platinen ist die dritte Hand aber eher suboptimal. Die ruhigste Hand hilft nichts, wenn einem beim kleinsten Ausrutscher die Platine aus der Krokoklemme hüpfet oder die Hände bei dieser Arbeit nicht ruhig auf dem Tisch aufliegen können und daher schnell ermüden.

Der Autor hat eine bessere – wenn auch ungewöhnliche – Lösung gefunden: Eine spezielle Knetmasse, die eigentlich zur Typenschnellreinigung bei den guten alten Typenhebelschreibmaschinen verwendet wird. Man erhält diese auch heute noch in gut sortierten Schreibwarenfachgeschäften. Falls nicht, kann man als „Notlösung“ auch die zum Aufhängen von Postern erhältlichen Klebepads als Knetmasse verwenden. Diese „dicken“



Klebestreifen zeichnen sich dadurch aus, dass sie sich beim Abnehmen des Posters rückstandslos von der Wand entfernen lassen. Für eine ausreichende „Knetmenge“ benötigt man etwa 45 Pads, die man durch eifriges Kneten zu einer homogenen Knetmasse verarbeitet. Wenn die Knetmasse die richtige (elastische) Konsistenz hat, kann man sie auf die eigentliche Arbeitsunterlage drücken und die Platine aufsetzen (siehe Foto). Die Unterlage sollte

quadratisch oder kreisrund sein und einen Durchmesser von etwa 20 bis 25 cm aufweisen. So kann man sie während der Bestückung der SMD-Platine jederzeit in die günstigste Position drehen und mit den beiden aufgelegten Händen festhalten. Ein leitendes Material als Unterlage erlaubt eine Erdung zur Ableitung statischer Ladungen. Geeignet ist zum Beispiel ein Mousepad, das mit der leitenden Fläche nach oben verwendet wird.

Als Knetmasse könnten sich auch andere Materialien wie Plastilin oder eventuell

auch Kaugummi eignen, allerdings hat der Autor keine dahingehenden Versuche unternommen. Einige Praktiker werden jetzt darauf verweisen, dass sich SMD-Platinen auch mit doppelseitigem Klebeband zum Bestücken ruhig stellen lassen. Die Knetmasse hat aber den Vorteil, dass man damit auch einzelne Bauteile vor dem Verlöten sauber und winkeltgerecht auf der Platine fixieren kann, so dass man beide Hände zum Löten frei hat.

Elex-Experimentierplatine

222

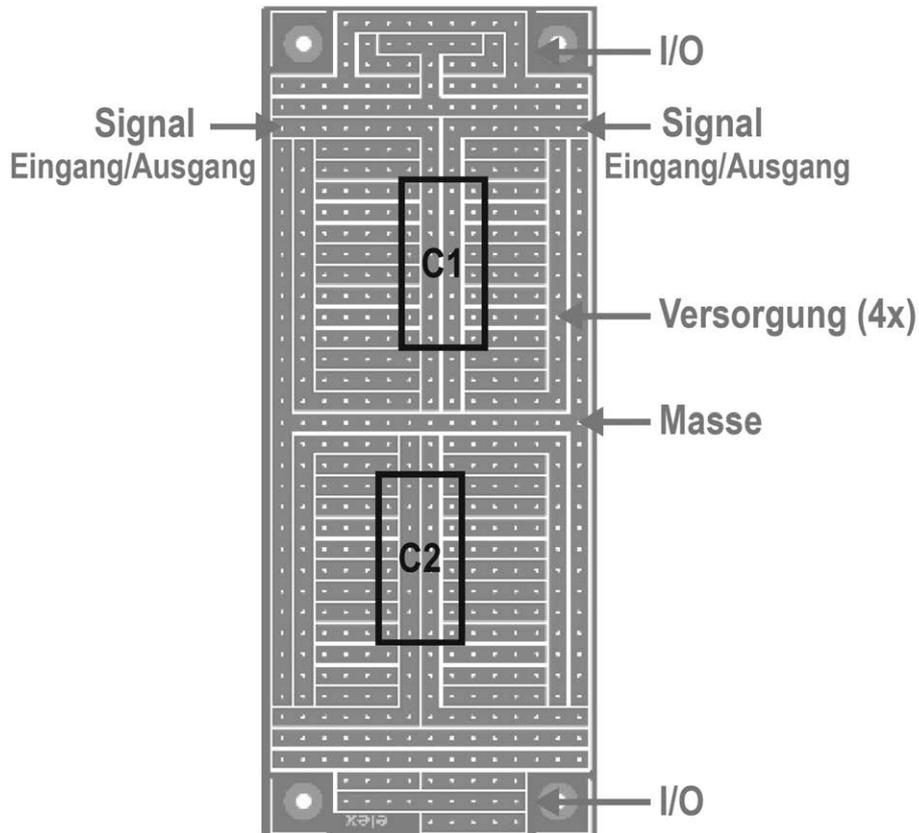
Luc Lemmens (Elektor-Labor)

Die Zeitschrift Elex (nach Titelländerung ESM) erschien von Januar 1983 bis Dezember 1992 als eine Art kleine Schwester von Elektor. In Elex drehte sich alles um Elektronik auf einem grundlegenden Niveau. Einige heutige Elektor-Leser machten ihre ersten Erfahrungen mit Elektronik als Leser von Elex. Und selbst heute erreichen uns immer noch Fragen zu alten Elex-Artikeln. Auch die DVD mit allen 58 Elex/ESM-Ausgaben wird immer noch nachgefragt. Letzteres ist für eine schon vor 18 Jahren vom Markt verschwundene Zeitschrift außergewöhnlich.

Verschwunden? Naja, nicht ganz. Ein kleines Stückchen Elex lebt tapfer bis zum heutigen Tag und erleichtert noch immer

das Elektronikerleben. Schon zur ersten Ausgabe von Elex wurden spezielle Elex-Platinen eingeführt. In Elex erschienen viele kleine und einfachere Schaltungen. Spezifische Platinen hätten nicht gepasst, denn die hätten einfache Elektronik-Projekte verteuert und für jede Schaltung wäre eine andere Platine nötig gewesen. Deshalb wurde eine universelle Platine entwickelt. Inspiration gaben dabei die bekannten VERO-Streifenplatinen im Euro-Karten-Format mit längs durchlaufenden Kupferstreifen. Elex-Platinen sollten allerdings kleiner ausfallen und zudem praktischer sein, indem spezielle Streifen zur Stromversorgung und für Ein- und Ausgänge vorgesehen waren. Die Abbildung macht klar, wie ein IC sehr einfach

371



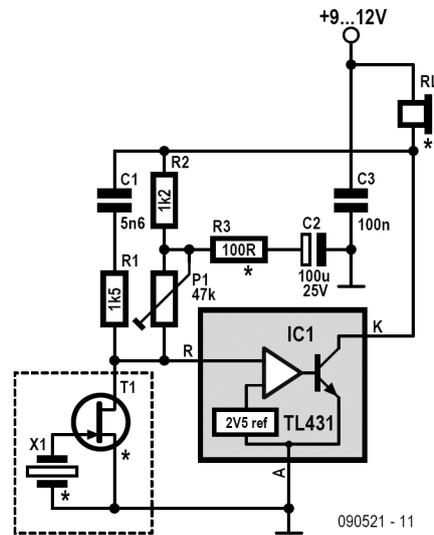
110446 - 11

über kleine Drahtbrücken mit den Schienen zur Stromversorgung verbunden werden kann. Außerdem verlaufen zwei Leiterbahnen zwischen den IC-Beinen, über die Signale oder auch Versorgungsspannungen an die richtigen Pins geführt werden können. An den Kopfenden sitzen Bahnen für Signal-Ein- und Ausgänge. Die Platinen eignen sich nicht nur für DIL-ICs, sondern auch für den Aufbau von Schaltungen mit diskreten Halbleitern wie Transistoren.

Das Beste daran ist, dass diese praktischen kleinen Platinen bis zum heutigen Tage lieferbar sind. Es gibt sie in den unterschiedlich großen Varianten ELEX-1, -2 und -4 mit einem, zwei oder vier Feldern. Damit man sehen kann, wie einfach sich damit Schaltungen aufbauen lassen, gibt es für einige Projekte in diesem Buch Bestückungspläne für Elex-Platinen.

Ian Field (UK)

Wer nur lange genug im (englischsprachigen) Internet sucht, kann auf so verrückte Dinge wie Audio-Verstärker mit TL431 stoßen. Dass so etwas überhaupt funktioniert, liegt daran, dass jeder Verstärker in einen recht linearen Betrieb gezwungen werden kann, wenn die Gegenkopplung groß genug ist. Der TL431 wird normalerweise als einstellbare Z-Diode verwendet. Er enthält eine 2,5-V-Spannungsreferenz und einen Verstärker für die Spannungsregelung in einem dreipoligen Gehäuse. Ein Problem bei TL431-Verstärkern aus dem Internet ist, dass die Gegenkopplung groß und somit die Verstärkung klein ist – von anderen Unschönheiten einmal abgesehen. Die hier gezeigte Schaltung erhöht die Verstärkung für Wechselspannungen durch den Spannungsteiler aus R2 und R3 (plus C2), so dass sich die Schaltung für den direkten Anschluss eines Elektretmikrofons eignet. Die sich im Gegenkopplungszweig ebenfalls einstellende Referenzspannung von 2,5 V ist sehr gut als Phantomspeisung für solche Mikros geeignet. Der erste Prototyp arbeitete mit einem 35- Ω -Lautsprecher als Last (R_L). Das funktionierte prima, doch IC1 wurde beim Betrieb an 12 V recht heiß. Die Hörkapsel eines alten Telefons mit 130 Ω ergibt eine besser tolerierbare Belastung. Für C2 sollte man ein Exemplar mit niedrigem ESR wählen. Die Verstärkung hoher Frequenzen kann durch eine Spule (100...220 μ H) in Reihe zu R3 reduziert und somit die Sta-



bilität erhöht werden. Auch C1 und R1 dämpfen hohe Frequenzen, sie sind aber nicht unbedingt erforderlich.

Als geeignete Last eignen sich Lautsprecher mit Gleichstrom-Widerständen von 200...2.000 Ω sehr gut. Mit P1 kann man – abhängig von der Impedanz des Mikros – den Arbeitspunkt am Pin „K“ bzw. den Spannungsabfall an R_L einstellen. Im Falle eines dynamischen Lautsprechers muss man einen Kompromiss eingehen, da der Gleichstrom die Spule etwas aus ihrer Ruhelage verschiebt. Ideal für den Aussteuerbereich ist die halbe Betriebsspannung an Pin „K“. Eventuell kann man nach Einstellung des Arbeitspunktes P1 durch ei-

nen entsprechenden Festwiderstand ersetzen.

Die Schaltung eignet sich gut zum Experimentieren. Man kann sie am Ende einer Zweidrahtleitung (twisted pair) verwenden, wobei das Ausgangssignal am Schleifer eines Potis abgegriffen wird, das als R_L am Einspeisepunkt der Betriebsspannung dient.

Nicht jedes Elektretmikrofon arbeitet in dieser Schaltung gleich gut. Piezo-Schallwandler eignen sich als Mikro und sogar als Lautsprecher, wenn man ohmsche Widerstände parallel schaltet. Die Lautstärke lässt sich durch ein Poti in Serie zum Laut-

sprecher einstellen. Auch Uhrenquarze und Kristall-Tonabnehmersysteme von alten Plattenspielern sowie die Piezo-Keramikteile aus Einwegfeuerzeugen lassen sich zur Schallwandlung heranziehen.

Besonders interessant ist es, die Mikrofonie-Eigenschaften von Kondensatoren zu testen. Gerade Keramik-Kondensatoren muss man nicht sehr heftig anschlagen, damit Geräusche aus dem Lautsprecher kommen. Selbst Metallfolienkondensatoren sind gegenüber Schall und Vibrationen nicht völlig immun.

224 1-Watt-LED-Treiber mit PR4401

T.A. Babu (Indien)

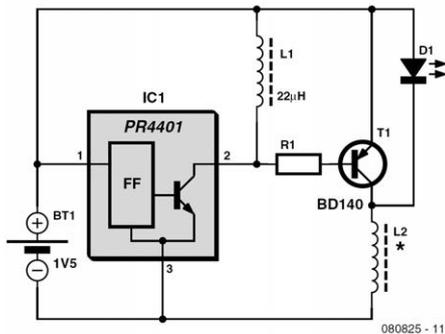
Das IC PR4401 von Prema ist zwar explizit dazu gedacht, eine (weiße) LED an niedrigen Spannungen (maximal 1,9 V) zu betreiben, aber eben keine Power-Ausführungen wie die handelsüblichen 1-Watt-Typen. Die hier vorgestellte Schaltung verstärkt das Ausgangssignal an Pin 2 des ICs, indem einfach ein PNP-Schalttransistor mittlerer Leistung angesteuert wird. Wenn nun T1 über R1 durchgesteuert wird, speichert L1 magnetische Energie, die beim Abschalten zur Polaritätsumkehr an L1 und somit zum schnellen Abschalten von T1 führt. Über den Kollektor von T1 wird gleichzeitig Energie in der zusätzlichen Spule L2 gespeichert, die beim Ausschalten durch Polari-

tätsumkehr zu einer erhöhten Spannung über D1 führt und damit diese LED zum Leuchten bringt. Das so erzeugte Mehr an Energie reicht zum Betrieb einer 1-W-LED aus. Während der Einschaltzeit von T1 steigt der Strom in L2 linear an nach der Gleichung:

$$I_{L2(s)} = [(V_{\text{batt}} - V_{\text{CEsat}}) \times T_{\text{on}}] / L2$$

wobei V_{CEsat} der Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung von T1 entspricht.

Wenn T1 ausgeschaltet wird, dreht sich die Polarität der Spannung über L2, die sich somit zur Batteriespannung hinzuaddiert. Die resultierende Spannung wird durch die Flussspannung der LED be-



$$I_{LED(MW)} = 1/2 \times I_{L2(s)} \times [T_{dis} / (T_{on} + T_{off})]$$

wobei T_{dis} der Entladezeit von L2 entspricht.

Die Helligkeit der LED bzw. der fließende Strom hängt direkt von der Induktivität von L2 ab. Je kleiner der Wert, desto heller die LED. Für 1-W-Ausführungen eignen sich Spulen im Bereich von 2,2...4,7 μ H. L1 ist mit 47 μ H ausreichend dimensioniert. Um den maximalen Stromfluss zu begrenzen und T1 nicht zu stark zu sättigen, ist ein kleiner Basiswiderstand im zweistelligen Ohmbereich erforderlich, den man so anpassen sollte, dass T1 auch beim Spitzenstrom in die Sättigung gefahren wird.

Im Sinne besten Wirkungsgrads ist es sinnvoll, einen schnellen Transistor mit hoher Stromverstärkung und niedriger Sättigungsspannung einzusetzen.

grenzt. Folglich entlädt sich die gespeicherte Energie nun über einen Strom durch D1. Durch die hohe Schaltfrequenz von 500 kHz leuchtet die LED für das menschliche Auge absolut gleichmäßig. Der Strom durch die LED entspricht einer Folge von (abfallenden) Sägezahnimpulsen mit dazwischen liegenden Pausen. Sein Mittelwert errechnet sich zu

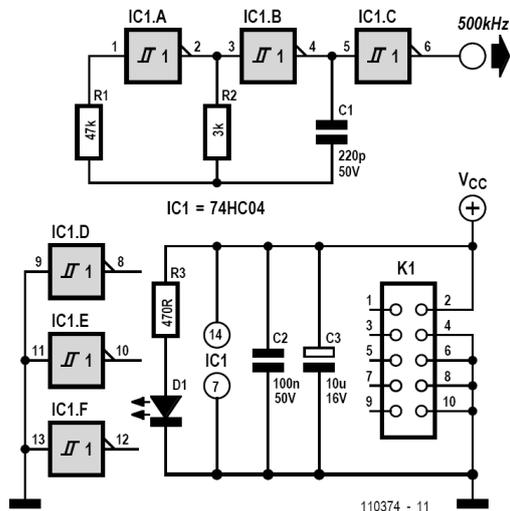
Rettung für AVR-Controller 225

P. Rondane (Frankreich)

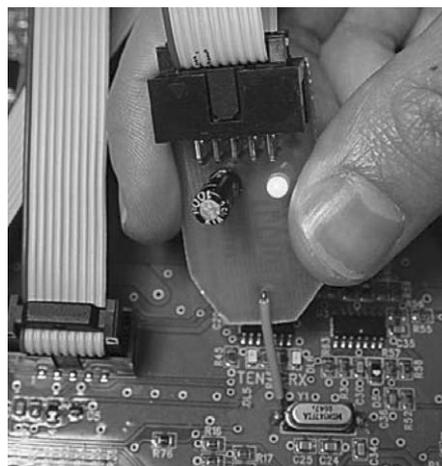
„AVR device not responding“. Mit dieser Meldung fangen die Schwierigkeiten bei der Programmierung eines Atmel-Mikrocontrollers so richtig an! Das Problem ist die Folge einer fehlerhaften Programmierung der „fuse bits“. Genau für solche Fälle ist die vorgestellte Rettungselektronik gedacht.

Um einem „toten“ Controller wieder etwas Leben einzuhauchen, verbindet man den Ausgang dieser Schaltung mit dem Pin XTAL1 des Mikrocontrollers. Dann startet man den normalerweise verwendeten Programmer bzw. dessen Software, womit man die Fuse-Einstellungen korrigiert. Schon ist der sich zuvor störrisch verweigernde Mikrocontroller gezähmt.

375



Die Elektronik mit Rettungsqualitäten ist super einfach gehalten: Sie besteht aus einem mit dem IC 74HC04 realisierten Rechteck-Generator, der ein Signal von etwa 500 kHz liefert. Im Prinzip funktioniert die Schaltung auch mit einem 74HC14, doch abhängig vom Hersteller liegt die Taktfrequenz dann eher bei 50 kHz. Aber auch damit kann man einen Controller wieder zum Leben erwecken. Das Platinchen mit der Retter-Elektronik wird über ein Stück Flachbandkabel mit insgesamt drei aufgequetschten 2x5-poligen Pfostensteckern mit der Mikrocontroller-Elektronik verbunden. Das Kabel wird dazu auf den für AVR-Mikrocontroller üblichen Stecker zur In-Circuit-Programmierung gesteckt und ist auch an 6-polige ISP-Stecker anpassbar. An den dritten Anschluss kommt der ISP-Programmer (kompatibel mit STK200). Die erzeugte Frequenz kann entweder über eine Prüfspitze, einen Draht oder eine



passend angelötete Litze eingespeist werden. Ein eventuell vorhandener Quarz muss dazu nicht ausgelötet werden. Das Platinen-Layout findet sich im Eagle-Format unter [1].

Weblink
 [1] www.elektor.de/110374

F in Hz	Oktave								
Note	1	2	3	4	5	6	7	8	9
A	27,5	55,0	110,0	220,0	440,0	880,0	1.760,0	3.520,0	7.040,0
A#/Bb	29,1	58,3	116,5	233,1	466,2	932,4	1.864,7	3.729,4	7.458,9
B	30,9	61,7	123,5	247,0	493,9	987,8	1.975,7	3.951,3	7.902,7
C	32,7	65,4	130,8	261,6	523,3	1.046,6	2.093,2	4.186,5	8.372,9
C#/Db	34,6	69,3	138,6	277,2	554,4	1.108,8	2.217,7	4.435,5	8.871,1
D	36,7	73,4	146,8	293,7	587,4	1.174,8	2.349,7	4.699,5	9.398,9
D#/Eb	38,9	77,8	155,6	311,2	622,4	1.244,8	2.489,5	4.979,1	9.958,1
E	41,2	82,4	164,9	329,7	659,4	1.318,8	2.637,7	5.275,3	10.550,6
F	43,7	87,3	174,7	349,3	698,7	1.397,3	2.794,6	5.589,2	11.178,4
F#/Gb	46,2	92,5	185,1	370,1	740,2	1.480,4	2.960,8	5.921,8	11.843,5
G	49,0	98,0	196,1	392,1	784,3	1.568,2	3.137,1	6.274,1	12.548,2
G#/Ab	51,9	103,9	207,7	415,5	830,9	1.661,9	3.323,7	6.647,4	13.294,8

ten in einem 4/4-Takt. Ein Schlag (englisch „beat“) ist die Basis-Zeiteinheit der Musik. Die faktische Zeit dieser relativen Dauer bezieht sich auf das „Tempo“, das in moderner Pop-Musik gerne anglophon in BPM (Beats Per Minute) angegeben wird.

Im RTTTL-Format besteht ein Musikstück aus einem String mit den drei durch Doppelpunkte getrennten Segmenten Name, Standardwerte und Daten. Der Name im String steht für den Namen des Klingeltons. Die (typischerweise drei) Standardwerte sind durch Kommas getrennt. Diese Werte werden verwendet, wenn zu den einzelnen Tönen keine spezifischeren Angaben gemacht werden. Standardwerte sind d (Dauer), b (Tempo), o (Oktave). Im Datenteil kommen dann die durch Kommas getrennten Noten. Jede Note kann die Informationen Dauer, Note, Oktave und gegebenenfalls einen zusätzlichen Punkt enthalten, der die Dauer dieser Note um 50 % erhöht. Eine Pause hat den Notenwert „p“. Hier der String für den Klingelton nach dem nun 199 Jahre alten Stück „Für Elise“ von Beethoven:

FuerElise:d=4,o=6,b=125:
8e,8d#,8e,8d#,8e,8b5,8d,8c,a5,8p,8c5,8e

5,8a5,b5,8p,8e5,8g#5,8b5,c,p,8e5,8e,8d#
,8e,8d#,8e,8b5,8d,8c,a5,8p,8c5,8e5,8a5,
b5,8p,8e5,8c,8b5,2a5

Im ersten Teil steht „FuerElise“ (wir entschuldigen uns bei Herrn Beethoven stellvertretend fuer Herrn ASCII fuer dessen Ignoranz gegenueber Umlauten;-) Der zweite Teil mit „d=4“ bedeutet, dass ohne weitere Spezifikation jede folgende Note die Dauer einer Viertelnote erhält. Der Eintrag „o=6“ setzt die Standard-Oktave und „b=125“ legt das Tempo in BPM fest. Dann endlich kommen die Noten im dritten Teil. Eine vollständig spezifizierte Angabe enthält den Wert der Dauer, die eigentliche Note, ihre Oktave und optional einen Punkt. Wenn keine Dauer oder Oktave angegeben wird, treten die Standardwerte in Kraft.

Die Schaltung enthält einen ATtiny13-Mikrocontroller, der für das Lesen von Daten im (leicht modifizierten) RTTTL-Format programmiert wurde. In seinem Speicher stecken die Strings mit den Klingeltönen. Diese werden in Rechteck-Signale umgesetzt, mit T1 verstärkt und mit einem Lautsprecher hörbar gemacht. Die den Noten und Oktaven entsprechenden Frequenzen werden aus einer im Controller-Speicher

abgelegten Tabelle ausgelesen und die Dauern berechnet. Die Elektronik verarbeitet die hauptsächlich verwendeten Töne im Bereich der Oktaven 3...7 (110 Hz – 3.323,7 Hz).

Der Atmel-Mikrocontroller vom Typ ATtiny13 kommt im 8-poligen Gehäuse daher und verfügt über einen internen Taktgenerator. Das am Pin PB0 produzierte Rechtecksignal gelangt nach Tiefpassfilterung an einen Emitterfolger, der genügend Strom für einen Lautsprecher liefert. Und da das Programm den Mikrocontroller eigentlich unterfordert, stehen noch genügend Ressourcen zur Verfügung, um die übrigen Pins mit anderen Funktionen zu belegen. Das eine Kilobyte an Programmspeicher reicht locker zur Ablage von gut 20 Klingeltönen. Wenn man Controller mit größerem Speicher verwendet, steht noch mehr Platz für Musik zur Verfügung. Als minimale Hardware-Ausstattung sollte ein Mikrocontroller einen 8-bit-Timer mit Compare/Match-Funktionen mitbringen.

Zur Programmierung des Mikrocontrollers gehe man wie folgt vor:

1. Man konvertiere Musik im RTTTL-Format mit der angegebenen „Converter“-Utility.
2. Man kompiliere die herunter geladene ASM-Datei mit einem AVR-

Assembler wie dem AVRStudio von Atmel.

3. Die resultierende HEX-Datei wird dann mit einem geeigneten Programmier in den Mikrocontroller gebrannt.

Die Software „Converter“ (siehe Bild) wurde mit Visual Basic unter Windows erstellt. Man kopiert oder tippt den zu konvertierenden String in das Fenster, gibt die Taktfrequenz des Ziel-Controllers in MHz an und klickt dann auf „Convert“. Der interne Taktgenerator eines ATtiny13 läuft mit 9,6 MHz. Die Software legt los und erzeugt eine Datei namens „ringtones.inc“. Nun wird ein Compilerlauf des Assemblers mit den Dateien „rtttl.asm“ und „ringtones.inc“ gestartet. Der Assembler erzeugt die Dateien „rtttl.hex“ und „rtttl.eep“. Beide werden dann in den Programmspeicher (oder in das EEPROM) des Controllers mit Hilfe eines Programmers übertragen.

Weblink

[1] www.elektor.de/090243

Downloads & Produkte

Programmierer Controller

090243-41 (enthält das Stück „Popcorn“)

[1]

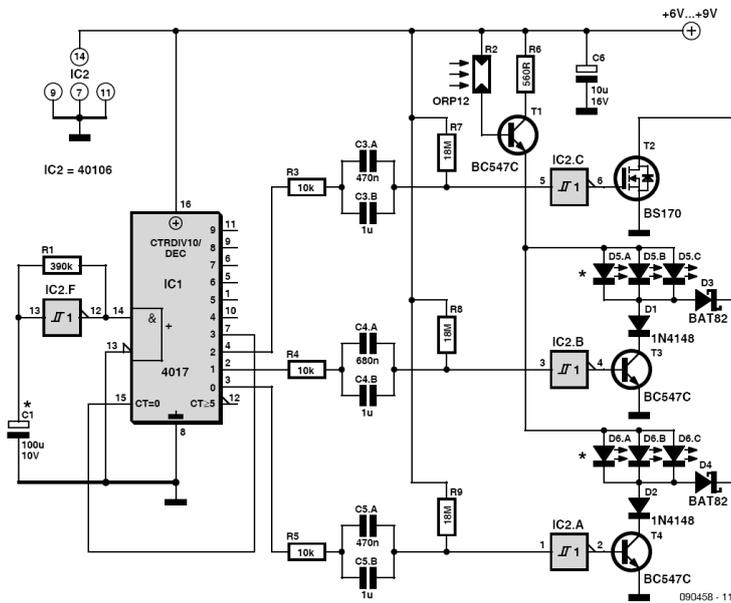
Software

090243-11.zip Source- & Hex-Dateien sowie Converter-Utility [1]

Ken Barry (UK)

Diese Schaltung erzeugt interessante und ästhetische Lichteffekte – und das lediglich mit Hilfe einiger roter und grüner LEDs. Einer dieser Effekte besteht darin, dass die roten und grünen LEDs zuerst im Wechsel und dann gleichzeitig blinken. Außer wenn man hoch effiziente LEDs einsetzt, dürften alle Bauteile sehr preiswert und eventuell schon im Bauteilvorrat vorhanden sein. Die Werte der RC-Glieder $R3/C3$, $R4/C4$ und $R5/C5$ bestimmen die Dauer der Lichtblitze. Mit den angegebenen Werten kommt man auf etwa 18 s mit einer Pause von rund 0,5 s. Weil die verwendeten Lichtfarben ungleiche Hellig-

keiten (in mCd) aufweisen, werden für D1 und D2 Dioden aus Silizium und für D3 und D4 Dioden aus Germanium eingesetzt. Ersatzweise kann man für Letztere auch Schottky-Dioden vom Typ BAT82 verwenden, da diese einen ähnlichen Spannungsabfall von knapp 0,3 V verursachen. Wer noch Germanium-Antiquitäten wie OA91, OA85 oder AA119 hütet, kann sie hier sinnvoll einsetzen. Ohne D1 und D2 leuchten grüne und rote LEDs einzeln heller als gemeinsam. MOSFET T2 schaltet beide LEDs gemeinsam. Der LDR sorgt dafür, dass die Leuchtstärke der LEDs automatisch an die



Umgebungshelligkeit angepasst wird. Die Schaltung bietet sich dazu an, um mit ihr zu experimentieren oder sie zu erweitern. Zum Beispiel ist C1 für die Blinkdauer zuständig, während die Verbindung zwischen dem Reset-Eingang (Pin 15) des Zählers und dem Ausgang 3 (Pin 7) für die Pause nach dem Blitz verantwortlich ist.

Besondere Lichteffekte erreicht man, wenn man RGB-LEDs mit gemeinsamer Anode einsetzt.

Die erforderliche Spannungsversorgung hängt stark vom verwendeten LED-Typ ab. Mit normalen LEDs beträgt die Stromaufnahme an 6 V etwa 70 mA.

Variables Quarzfilter

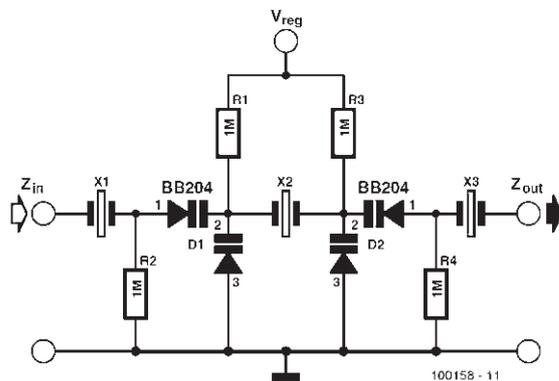
228

Gert Baars (NL)

In Überlagerungsempfängern werden häufig Quarzfilter als ZF-Bandfilter eingesetzt. Vom Durchlassverhalten des Quarzfilters hängt die Selektivität des Empfängers ab. Die Besonderheit dieses Quarzfilters liegt darin, dass die Bandbreite variabel ist.

Das Filter ist ein so genanntes Kettenfilter, aufgebaut mit drei Quarzen gleicher Frequenz. Da die Eigenschaften der drei

Quarze identisch sein müssen, wird empfohlen, drei Exemplare aus gleicher Produktion zu nehmen. Das trifft fast immer zu, wenn die Quarze gleichzeitig beschafft werden. Wenn die steuernde Spannung U_r im Bereich 0...12 V einstellbar ist, kann die Bandbreite (-3 dB) zwischen 2 kHz und 6 kHz variieren. Damit sind die für den Empfang von CW, SSB und AM gebräuchlichen Bandbreiten abgedeckt. Die



381

Welligkeit hängt in hohem Maß von den Eingangs- und Ausgangsimpedanzen Z_{in} und Z_{out} ab. Bei niedrigen Impedanzen sind sowohl die Welligkeit als auch die Flankensteilheit stärker ausgeprägt als bei hohen Impedanzen.

Ein praktikabler Kompromiss ist $Z_{in} = Z_{out} = 330 \Omega$, die Welligkeit liegt dann unter 3 dB. Bei anderen Filterfrequenzen (beispielsweise 9 MHz oder 10,7 MHz) hat das variable Quarzfilter nahezu gleiche Eigenschaften.

U_r (V)	Bandbreite (kHz)		
	-3 dB	-20 dB	-40 dB
0	2	6,2	17,9
0,5	2,7	7,0	20,6
1	3,2	7,7	22,0
2	4,0	8,5	24,4
4	4,6	9,6	29,9
8	5,5	10,7	33,2
16	6,4	12,1	38,5
30	7,3	13,6	40,2
Gemessen mit $Z_{in} = Z_{out} = 330 \Omega$			

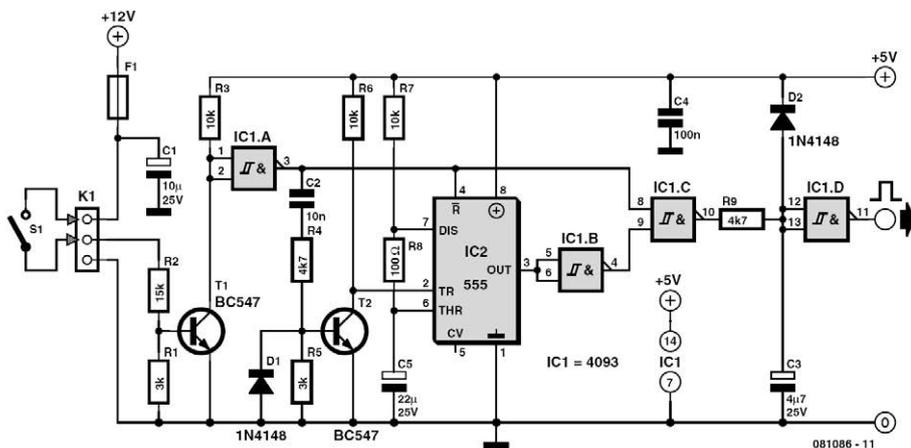
Thorsten Steurich (D)

Die folgende Schaltung wurde als Zusatzmodul für einen fernbedienten Garagentüröffner entwickelt. Dass ein kurzer, unbeabsichtigter Impuls – etwa durch ein Gewitter oder eine Netzstörung – die Garage öffnen könnte, war dem Autor zu heikel. Dank der Zusatzschaltung spricht das Empfangsmodul nun erst an, wenn die Fernbedienung für einen längeren Augenblick (ca. 0,5 s) gedrückt wird. Natürlich kann die Schaltung auch in vielen anderen Anwendungen eingesetzt werden, so zum Beispiel in Rollladensteuerungen, Alarmanlagen und dergleichen mehr.

Das „Herzstück“ der Schaltung ist das NAND-Gatter IC1.C. Der Ausgang der Schaltung (hinter dem Inverter IC1.D) geht nur dann auf High-Pegel, wenn beide

Eingänge von IC1.C auf High-Pegel liegen. Beim Auslösen der Schaltung wird T1 leitend, so dass der Ausgang des Inverters IC1.A – und somit auch Pin 8 von IC1.C – high werden. Wenn man nun aber dafür sorgt, dass für eine bestimmte Zeit der andere Eingang von IC1.C auf Low-Pegel liegt, gelangt das Auslösesignal erst nach dieser Zeitdauer auf den Ausgang. Im Fall des Garagentüröffners also dann, wenn die Fernbedienung immer noch gedrückt ist.

Für diese zeitliche „Verriegelung“ von IC1.C hat der Autor einen 555er eingesetzt, der als Monoflop beschaltet ist (zum Vergleich kann man sich einmal den funktionell sehr ähnlichen „Öko-Timer“ in diesem Buch ansehen). Beim Auslösen der Schaltung wird T2 aufgrund der positiven



Flanke am Ausgang von IC1.A kurz leitend, was den Timer triggert. Am Timer-Ausgang liegt nun High-Pegel, und damit an Pin 9 von IC1.C Low-Pegel. Aufgrund der Gatterlaufzeiten erscheint beim Auslösen der Schaltung am Ausgang von IC1.C zwar ein kurzer Low-Impuls, was sich aber aufgrund der RC-Beschaltung von IC1.D nicht auf den Schaltungsausgang auswirkt. Wenn der Timer IC2 nach Ablauf der mittels R7 und C5 eingestellten

Zeit Low-Pegel ausgibt, ist IC1.C wieder entriegelt. Wurde die Fernbedienung vorher losgelassen, passiert gar nichts.

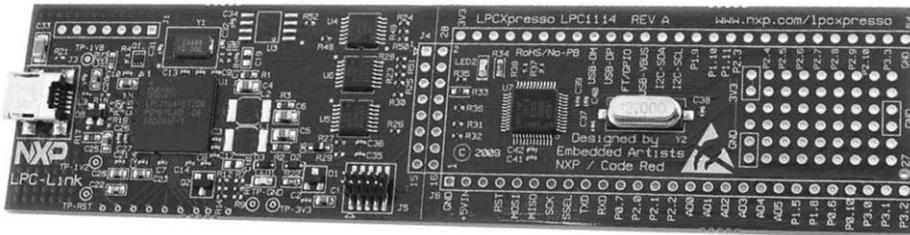
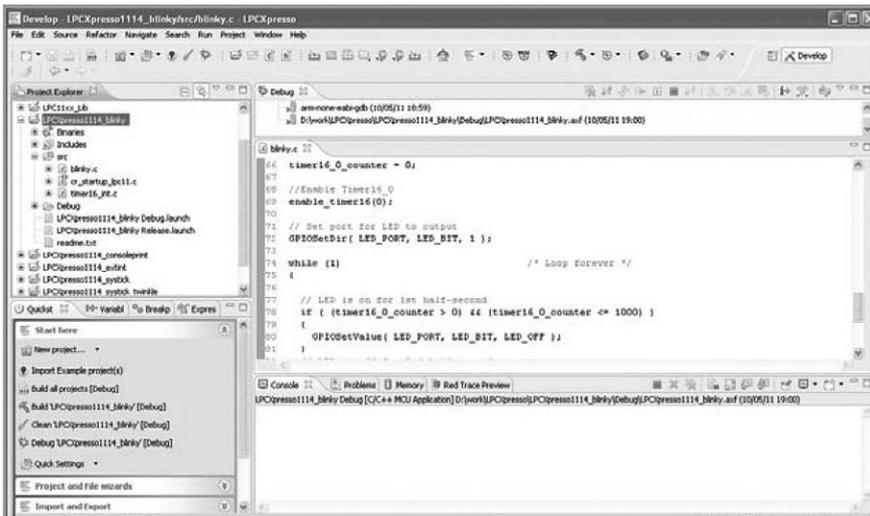
Nach dem Loslassen der Fernbedienung ist die Schaltung wieder betriebsbereit, denn beim Loslassen erscheint hinter IC1.A ein Low-Pegel, der den Timer resettet (der Reset-Eingang des 555ers ist wie auch der Trigger-Eingang low-aktiv).

LPCXpresso für Anfänger 230

Clemens Valens (Redaktion F)

Alle Autoren unserer Halbleiterhefte (und damit auch von 311 Schaltungen) erhalten traditionell ein kleines Präsent, das sich zum Entwickeln weiterer schöner Anwen-

dungen eignet. Diesmal konnten wir kompakte Boards namens LPCXpresso verteilen, die uns NXP zur Verfügung gestellt hatte.



Bei LPCXpresso handelt es sich um eine gemeinsame Entwicklung des Controller-Herstellers NXP [1], Embedded Artists (Hardware) [2] und Code Red Technologies (Software) [3]. Faktisch hat man damit eine preiswerte Entwicklungsumgebung für die neuen ARM Cortex-M0- und -M3-Mikrocontroller von NXP vor sich. Die kleinen Abmessungen täuschen: Es handelt sich um ein leistungsfähiges System mit 32-bit-Mikrocontroller, Flash-Speicher, RAM und etlicher zusätzlicher Peripherie. Der Controller selbst steckt zusammen mit einem Quarz und einer

LED auf einer Hälfte einer schlanken blauen Platine, die sogar noch Platz für (mbed-kompatible!) Steckverbinder für Erweiterungen bietet. Die andere Hälfte beherbergt einen Steckplatz für einen Programmer/Debugger, der via Mini-USB-Stecker an einen PC angeschlossen werden kann. Dieser Teil der Platine kann nach Abschluss der Entwicklung einfach und unproblematisch abgetrennt werden.

Es gibt mehrere Varianten der Platine, die sich lediglich im bestückten Controller-Typ unterscheiden. Auf der von Elektor

gelieferten Platine ist mit dem Chip LPC1114 ein Cortex-M0-Controller mit 32 KB Flash-Speicher, 8 KB RAM, UART, SPI, I²C, ADC & Timern verbaut. Interessanterweise ist der UART RS485-kompatibel, womit er auch gut mit dem ElektorBus-System harmoniert.

LPCXpresso ist mehr als nur eine kleine Controller-Platine, da sie auch kostenlose Entwicklungs-Werkzeuge für Linux und Windows mit sich bringt. Letzteres ist eher abstrakt gemeint, da sich diese Tools alle „im Internet“ befinden. Die Software besteht aus einer modernen, auf Eclipse basierenden IDE mit leistungsfähigem Editor und GCC-Compiler, Linker und Debugger „for ARM“. Nach Download des Installers kann man das Entwicklungssystem installieren und die vielen Code-Beispiele ausprobieren. Vor dem Download muss man einen Account anlegen und sich nach der Installation mit der per E-Mail erhaltenen Seriennummer registrieren. Bei der Registrierung wird man auch gleich mit den neuesten Updates versorgt.

LPCXpresso braucht ein Weilchen für den Start. Dann aber bietet es das vielsagende Menü „Start here“, über das man an die vielen Funktionen wie zum Beispiel „new project“ oder „build & debug“ herankommt. Hier lassen sich auch Projekt-Optionen konfigurieren, darüber hinaus geht es zu den Beispiel-Projekten. Über den Import-Dialog und den Eintrag „Browse...“ navigiert man zum Archiv „PCX-presso-1114.zip“ im Verzeichnis „examples/NXP/LPC1000/LPX11xx“. Nach Auswahl der Datei und einem Klick auf „Open“ klickt man auf „Next“. Jetzt kann man sich aus-

suchen, welche Beispiele man importieren möchte (alle?) und auf „Finish“ klicken.

Bei „LPCXpresso1114_blinky“ handelt es sich um das einfachste Projekt. Nach dessen Auswahl kann man via „Start here“-Menü einen Build losretten. Das klappt sogar für alle gewählten Projekte gemeinsam mit einem einzigen Klick, aber es braucht dann schon etwas Zeit. Nach einem Projekt-Build inspiziert man die Meldungen in der Konsole. Es sollten keine Fehler oder Warnungen auftauchen. Wenn dies doch passieren sollte, verhilft ein Klick auf den „Problems“-Tab zu mehr Information. Falls man dort auf eine Zeile klickt, wird man direkt zur entsprechenden Stelle im Code-Fenster geführt.

Nach einem erfolgreichen Build kann man das resultierende Programm auf dem LPCX-presso-Board laufen lassen. Hierzu verbindet man das Board mit dem PC und klickt auf „Debug LPCXpresso1114_blinky“. Das funktioniert jedoch nur, wenn zuvor die LPC-Link-Treiber (im Unterverzeichnis „Drivers\LPC-Link“ der LPCXpresso-Installation) installiert wurden. Die IDE startet dann die LPC-Link-Treiber, lädt den ausführbaren Maschinen-Code auf den Controller und springt zum ersten Befehl von „main“. Außerdem wird automatisch der zugehörige C-Code geöffnet und angezeigt. Ein Klick auf „Resume“ (das kleine grüne Dreieck) startet die Software. Nun sollte die kleine rote LED neben dem Controller mit einer Frequenz von 1 Hz blinken. Wenn das klappt – und dagegen spricht ja nichts – dann ist alles in Ordnung. Jetzt kann man beruhigt das erste eigene Projekt in Angriff nehmen!

Wenn Sie ein interessantes Projekt ausgetüftelt haben, sollten Sie nicht zögern und Elektor informieren. Wir sind immer daran interessiert, gute Ideen zu veröffentlichen. Vielleicht im nächsten Halbleiterheft? Dies würde Ihnen zu einem weiteren Board verhelfen...

Ein LPCXpresso-Board ist natürlich auch

bei einschlägigen Versendern und direkt bei [2] erhältlich.

Weblinks

- [1] <http://ics.nxp.com/lpcxpresso/>
- [2] www.embeddedartists.com/products/lpcxpresso/
- [3] <http://lpcxpresso.code-red-tech.com/LPCXpresso/Home>
- [4] <http://elektorembdedded.blogspot.com>

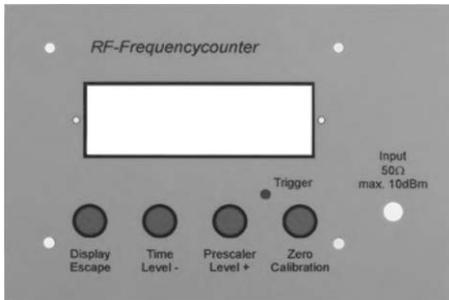
231 Frontplatten mit Mousepad-Folie

Kai Riedel (D)

Eine professionell aussehende Beschriftung von Frontplatten stellt viele Elektroniker vor ein Problem. Übliche Transparentfolien sind nur bedingt geeignet, da sie meist eine glatte Oberfläche besitzen. Geeignete Folien sollten auf der Bedienerseite leicht strukturiert sein, denn dadurch werden mögliche Lichtreflexionen verhindert. Im professionellen Bereich kommen häufig die „Autotex InkJet“ Folien des Herstellers MacDermid zum Einsatz [1], die in Deutschland über die Firma Gabler Siebdruck Service vertrieben wer-

den. Wenn man nur kleine Mengen abnehmen kann, sind die Preise aber recht hoch.

Eine günstigere Alternative stellen Mousepad-Folien dar (zum Beispiel von Pearl, Best.-Nr. VM-5123-913, 2 Folien à 4,90 € [2]). Mit diesen Spezialfolien (die auf einer Seite leicht strukturiert sind) lassen sich relativ schnell gut aussehende Frontplattenfolien herstellen. Für die Anfertigung einer solchen Frontplattenfolie hat sich beim Autor folgender Ablauf bewährt:



- Design der Frontplatte (Layout) in einem Grafikprogramm (z.B. Corel Draw).
- Ausdruck des gespiegelten Layouts auf die Rückseite der Spezialfolie.
- Besprühen der kompletten Rückseite mit einer hellgrauen Grundierung (Universalgrundierung als Spray, lösemittelhaltig, erhältlich im Baumarkt).

- Nach dem Trocknen erfolgt das Aufkleben einer doppelseitigen Klebefolie (z.B. Conrad Best.-Nr. 529478-62) auf die Rückseite der bedruckten Folie.
- Einbringen von Durchbrüchen und Löchern für Anzeige- und Bedienelemente mittels Cuttermesser und Locheisen (industriell mit Schneidplotter oder Laser).
- Aufkleben der Folie auf die Frontplatte

Auf diese Weise lassen sich auch im Prototypen-Bereich professionell aussehende Frontplattenbeschriftungen herstellen.

- [1] www.macdermidautotype.com/autotype.nsf/webfamilieseurope/AUTOTEX
 [2] www.pearl.de/a-VM5123-2411.shtml

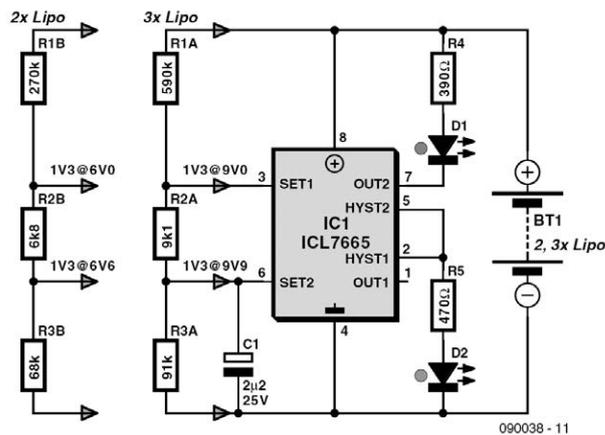
LipoMonitor

232

Werner Ludwig (D)

Der „LipoMonitor“ dient zur Überwachung der Spannung von LiPo-Akkus beim Entladen. Dabei soll zum einen eine zu tiefe Entladung vermieden werden und zum anderen ist auch eine Warnung erwünscht, wenn das Ende der zulässigen Entladung näher rückt. Eine grüne LED leuchtet, so lange die Akkuspannung im

grünen Bereich, das heißt, ausreichend hoch ist. Sinkt die Spannung auf die Entladeschluss-Spannung ab, leuchtet eine rote LED und signalisiert, dass eine weitere Entladung dem Akku schadet und daher nicht zulässig ist. Im unteren, noch zulässigen Spannungsbereich leuchten beide LEDs und warnen vor dem bevorstehen-



387

ICL7665 Wahrheitstabelle

SET1/SET2	OUT1/OUT2	HYST1/HYST2
USET1 > 1,3 V	OUT1 = ON = LOW	HYST1 = ON = HIGH
USET1 < 1,3 V	OUT1 = OFF = hochohmig	HYST1 = OFF = hochohmig
USET2 > 1,3 V	OUT2 = OFF = hochohmig	HYST2 = ON = HIGH
USET2 < 1,3 V	OUT2 = ON = LOW	HYST2 = OFF = hochohmig

den (Entlade-) Ende. Die Schaltung eignet sich zur Überwachung des LiPo-Antriebsakkus von ferngesteuerten Modellen, die vornehmlich im Nahbereich betrieben werden, wie zum Beispiel Indoor-Modellhubschrauber.

Der für die Schaltung verwendete ICL7665 enthält zwei Komparatoren und eine interne 1,3-V-Spannungsreferenz. Jeder Komparator hat zwei Ausgänge (OUT und HYST). Damit kann man an jedem der beiden Eingänge SET1 und SET2 eine Spannung auf Über- und Unterspannung überwachen.

OUT1 ist ein invertierender Ausgang, die anderen drei sind nichtinvertierend. Der maximale Strom beträgt 25 mA pro Ausgang. OUT1 und OUT2 sind Stromsenken (Open-drain-Ausgänge von N-Kanal-MOSFETS, Source an Masse), HYST1

und HYST2 sind Stromquellen (Open-drain-Ausgänge von P-Kanal-MOSFETS, Source an +U_B) Die abgebildete Wahrheitstabelle gibt Auskunft über das Schaltverhalten des ICL7665.

Für den LipoMonitor bilden die beiden Komparatoren einen Fensterdiskriminator. Die überwachte Akkuspannung wird über einen Spannungsteiler an die beiden Eingänge gelegt. Im Schaltplan ist die Dimensionierung des Spannungsteilers für die Verwendung mit zwei oder drei LiPo-Zellen angegeben.

Die Spannungsteiler sind so ausgelegt, dass der Warnbereich, in dem beide LEDs leuchten, zwischen 3 und 3,3 Volt pro Zelle liegt. Das ermöglicht bei Modellflugzeugen noch ein rechtzeitiges Landen und vermeidet tiefentladene Antriebsakkus.

233 Diebstahlschutz über OBD

Florian Schäffer (Deutschland)

Bei modernen Fahrzeugen – PKW wie LKW – soll eine integrierte Wegfahrsperrden Fahrzeugdiebstahl verhindern.

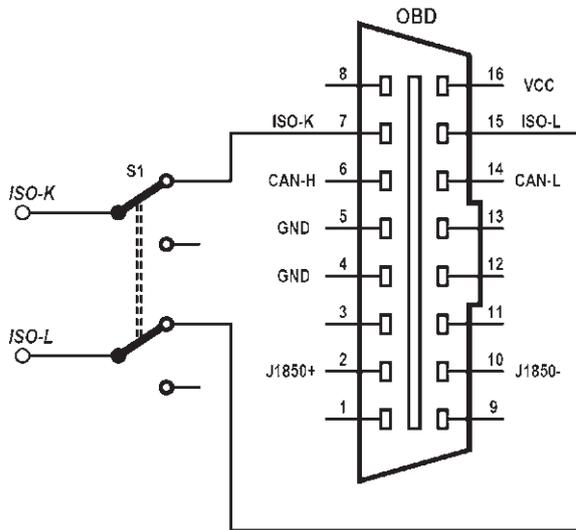
Doch auch Langfinger gehen mit der Zeit. Der moderne Autodieb verbindet ein elektronisches Tool zur Deaktivierung der

Wegfahrsperrung mit dem Fahrzeug und startet dann mit einem Blankoschlüssel. In vielen Fällen wird die Verbindung zur Deaktivierung der Wegfahrsperrung über die heutzutage serienmäßige OBD-2-Buchse hergestellt.

Zwar bieten die OBD-2-Protokolle selbst keinen Zugriff auf die Wegfahrsperrung, aber dem Fahrzeughersteller steht es offen, die Schnittstelle auch für andere Aufgaben zu nutzen – entweder über die genormten OBD-2-Signalleitungen oder über zusätzliche Verbindungen an den in der Norm nicht genutzten Pins der OBD-Buchse.

Dadurch gibt es dann doch noch Möglichkeiten, die Wegfahrsperrung auf elektronischem Wege auszuhebeln. Elektor-Lesern sei aber hier verraten, wie man für ein paar Euro ein viele tausend Euro teures Fahrzeug vor technologisch hochgerüsteten Diebstahlprofis schützt. Die Idee ist bestechend einfach: Wenn man die Signale der OBD-Buchse abschaltet, lässt sich garantiert kein schädliches Tool mehr andocken.

Dazu werden die Signaladern in der Zuleitung zur Buchse (welche sich im Fahrgastraum im Bereich des Fahrers befindet) mit einem Schalter unterbrochen. Der Schalter wird dabei möglichst unauffällig (verdeckt) angeordnet. Im normalen Fahrbetrieb sorgt der Schalter dafür, dass die Signalleitungen zur OBD-Buchse immer unterbrochen sind. Wenn Sie selbst eine Fahrzeugdiagnose durchführen wollen oder das Auto in die Werkstatt geben, kön-



110287 - 11

nen Sie die OBD-Buchse mit dem Schalter wieder aktivieren.

In dem in der Zeichnung gezeigten Beispiel werden nur die ISO-K- und L-Leitungen unterbrochen. Es empfiehlt sich aber, alle vorhandenen Signalleitungen zu deaktivieren, da man nicht weiß, über welche Leitungen die Freigabe der Wegfahrsperrung abgewickelt wird. Lediglich die Masseverbindungen an Pin 4 und Pin 5 sowie die Batteriespannung an Pin 16 sollten erhalten bleiben. Auf diese Weise wird erreicht, dass die Maßnahme bei allen Protokollen (auch CAN-Bus) und unter allen Umständen funktioniert und für den Dieb nicht ohne Weiteres zu durchschauen ist.

Sein Deaktivierungstool wird beim Diebstahlversuch mit Spannung versorgt und scheint somit betriebsbereit zu sein, es kann aber wider Erwarten und „unerklärlicherweise“ keine Kommunikation mit der Elektronik des Fahrzeugs aufbauen.

W.G. Jansen (NL)

Schrittmotoren gibt es in vielen Varianten [1]. Für Exemplare, die aus ausgemusterten Geräten stammen, sind Datenblätter oder Dokumentationen nur selten greifbar. Meistens bleibt nichts anderes übrig, als die Wicklungen messtechnisch zu identifizieren. Dazu sind zwei Dinge nötig: Ein Multimeter und ein Netztrafo, der eine Spannung zwischen 2 V und 6 V abgibt.

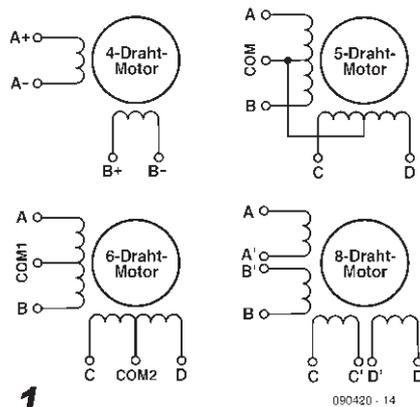
In den meisten Schrittmotoren befinden sich zwei oder vier Wicklungen, die Anschlüsse sind über vier, fünf, sechs oder acht farbige Leitungen nach außen geführt (Bild 1).

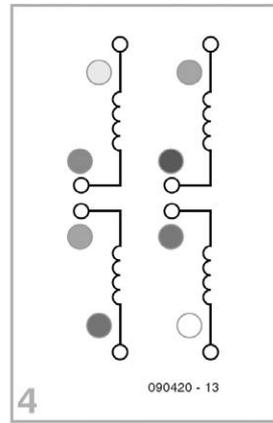
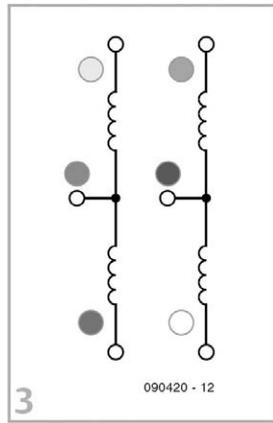
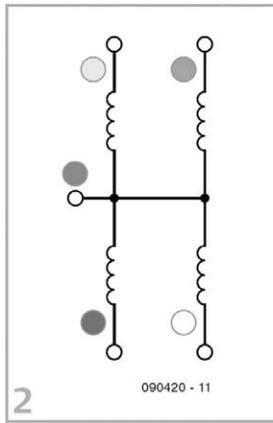
Hat der Motor vier Anschlussleitungen, werden die Leitungspaare bestimmt, an denen endliche Widerstände messbar sind. Die Werte und Aderfarben werden notiert. Damit sind die Anschlüsse der beiden Wicklungen bekannt, es handelt sich um einen bipolaren Motor.

Bei Motoren mit fünf Anschlussleitungen (unipolare Motoren) ist das Identifizieren der vier Wicklungen schwierig. Zuerst werden die Widerstände zwischen den Leitungen gemessen und in einer Liste notiert (Bild 2). Wichtig sind nur die Leitungen, zwischen denen niedrige Werte gemessen werden. Die Liste kann beispielsweise so aussehen:

Gelb - Rot = Rx ... Ω
 Blau - Rot = Rx ... Ω
 Weiß - Rot = Rx ... Ω
 Braun - Rot = Rx ... Ω

In diesem Beispiel ist die rote Leitung der gemeinsame Anschluss. Zwei Wicklungen bilden zusammen die Phasen A-B und C-D. Um herauszufinden, welche Wicklungen zusammengehören, wird an eine Wicklung die Trafospannung gelegt, eventuell über einen Vorwiderstand. Im folgenden Beispiel sind dies die gelbe und die rote Ader. An den anderen Wicklungen werden die Spannungen gemessen. Die Wicklung, an der die höchste Spannung messbar ist, bildet zusammen mit der Wicklung, an der die Trafospannung liegt, eine Phase. Es ist nicht von Bedeutung, ob die Phase „A-B“ oder „C-D“ genannt wird.





Bei Motoren mit sechs Anschlussleitungen (sowohl bipolar als auch unipolar) lassen sich die Wicklungen leicht identifizieren. Auch hier werden die gemessenen Widerstandswerte in einer Liste zusammengefasst:

- Gelb - Rot = $R_x \dots \Omega$
- Rot - Braun = $R_x \dots \Omega$
- Blau - Schwarz = $R_x \dots \Omega$
- Weiß - Schwarz = $R_x \dots \Omega$
- Gelb - Braun = $2R_x \dots \Omega$
- Blau - Weiß = $2R_x \dots \Omega$

Messbar sind hier vier Mal ein niedriger Widerstand $R_x \dots \Omega$ und zwei Mal ein hoher Widerstand $2R_x \dots \Omega$. Zwischen den beiden Paaren besteht keine Verbindung (Bild 3). In bipolaren Anwendungen werden nur die Anschlüsse $2R_x$ benutzt, die Mittenanschlüsse bleiben frei.

Bei Motoren mit acht Anschlussleitungen (sowohl bipolar als auch unipolar) ist das Feststellen der Wicklungsreihenfolge und der beiden Phasen schwierig. Zuerst werden wieder die Widerstände gemessen und aufgelistet, so dass die Wicklungsan-

schlüsse bekannt sind (Bild 4). Um die Wicklungen paarweise in der richtigen Phasenfolge ordnen zu können, muss die Wickelrichtung jeder einzelnen Wicklung bestimmt werden. Dazu wird die Trafospaltung an eine Wicklung gelegt, und mit dem Voltmeter werden die Spannungen an den anderen Wicklungen gemessen. Die Wicklung, an der die höchste Spannung messbar ist, bildet mit der am Trafo liegenden Wicklung eine Phase. Die Wickelrichtung lässt sich feststellen, wenn zusammengehörige Wicklungen in Reihe geschaltet werden und die Trafospaltung an nur einer der beiden Wicklungen liegt. Zuerst wird die Trafospaltung und dann die gesamte Spannung an den beiden in Reihe liegenden Wicklungen gemessen.

Zwei Ergebnisse sind möglich: Die gesamte Spannung beträgt ungefähr das Doppelte der Trafospaltung, oder diese Spannung ist nahezu Null. Die richtige Konfiguration ist die Reihenschaltung, bei der die gemessene Spannung hoch ist. Bei bipolarer Anwendung müssen für jede Phase zwei Wicklungen in Reihe oder

parallel geschaltet werden, weil dann die Kopplung im Motor maximal ist.

[1] „Schrittmotoren in der Praxis“,
Elektor Dezember 2003,
www.elektor.de/020127

235 Drahtlose S/PDIF-Verbindung

Ton Giesberts (Elektor)

Nach Erscheinen des Artikels „Drahtlose Audio-Übertragung“ im Dezember 2008 [1] wurden wir wiederholt gefragt, weshalb wir nicht eine drahtlose S/PDIF-Verbindung realisiert haben. Das wäre natürlich eine noch bessere Lösung gewesen. Im Originalbeitrag wird beschrieben, dass das analoge Signal im Sender digitalisiert und digital übertragen wird, um anschließend im Empfänger in ein analoges Signal rückgewandelt zu werden.

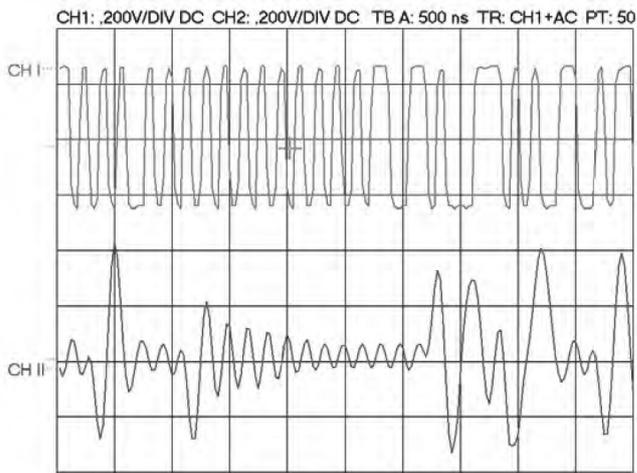
Wenn zwei Audiosysteme drahtlos ohne den Umweg über analoge Signale miteinander verbunden sind, treten keine Qualitätseinbußen auf. Im Beitrag vom Dezember 2008 waren wir einen Kompromiss eingegangen, indem wir den Sender auch mit einem S/PDIF-Eingang ausgestattet haben. In dieser Konfiguration hängt die Übertragungsqualität maßgeblich vom D/A-Wandler im Empfänger ab, was eigentlich nicht erwünscht ist.

Im Internet fanden wir einen Lösungsvorschlag, der uns vielversprechend erschien. Für die drahtlose Übertragung werden Audio/Video-Sende- und Empfänger-Module eingesetzt, der Audio-Kanal bleibt jedoch unbenutzt. Das S/PDIF-

Signal wird unmittelbar auf den Video-Eingang des Senders gegeben, so dass am Video-Ausgang des Empfängers das S/PDIF-Signal erscheint. Das ist jedenfalls die Idee.

Die Bandbreite der von uns getesteten Module reicht gerade aus, um S/PDIF-Signale in CD-Audio-Qualität zu übertragen. Zu diesem Ergebnis sind wir bei Versuchen mit dem Modul-Typ „Gigavideo 30“ von Marmitek gekommen. Für die Übertragung des S/PDIF-Signals eines CD-Players ist eine Bandbreite von 6 MHz oder mehr wünschenswert. Die kleinste Impulsbreite eines 44,1-kHz-S/PDIF-Signals beträgt 177 ns. Die Video-Bandbreite 5,5 MHz (sie hängt in nicht geringem Maß von den Eigenschaften des verwendeten Moduls ab) erwies sich für eine zuverlässige Verbindung als ausreichend.

Das Signal am Empfängerausgang ist nicht mehr rechteckförmig, es gleicht eher einem Sinussignal. Der Grund für die Verzerrung ist natürlich die eingeschränkte Bandbreite des Übertragungssystems. Die Übertragung des Nutzsignals wird dadurch aber nicht beeinträchtigt, solange



die Lage der Nulldurchgänge erhalten bleibt. Die Nulldurchgänge sind die Punkte, an denen sich im Originalsignal die Rechteckflanken befinden. Die Nulldurchgänge dürfen nicht verschoben sein, weil im S/PDIF-Empfänger das Taktsignal mit Hilfe einer PLL aus dem übertragenen Signal gewonnen wird. Wegen der weniger steilen Flanken muss der Empfänger mehr Rauschen verarbeiten, und außerdem wird der Jitter-Effekt verstärkt. Die drahtlose Verbindung ist folglich nicht mit einem Koaxkabel gleichsetzbar, für das schnelle und unkomplizierte Überbrücken kurzer Distanzen ist sie jedoch eine kostengünstige Alternative. Zu bedenken ist allerdings, dass Gebäudeelemente wie massive Mauern und Stahlbeton-Konstruktionen den überbrückbaren Abstand beträchtlich verkürzen können. Zwei Räume des Elektor-Labors werden durch eine teilweise einen Meter (!) dicke Ziegelmauer voneinander getrennt. Durch diese Mauer hindurch betrug die überbrückbare Distanz nur noch rund zwei Meter. Unsere Versuche haben wir auch mit S/PDIF-Sig-

nalen durchgeführt, deren Sample-Frequenz 96 kHz betrug (DVD mit 24 bit Audio). Bei solchen Signalen beträgt die kleinste Impulsbreite 81 ns. Für die Übertragung mit den getesteten Sender- und Empfänger-Modulen erwies sich dieser Wert als zu kurz. Die Abbildung stellt das Signal am Sendereingang (oben) und am Empfängerausgang (unten) einander gegenüber. Es ist deutlich erkennbar, dass die kürzeren Impulse stark abgeschwächt werden (das untere Diagramm ist gegenüber dem oberen Diagramm um 40 ns verschoben). Wir haben versucht, die begrenzte Bandbreite mit einem nachgeschalteten frequenzanhebenden Verstärker zu kompensieren. Die Amplituden der meisten deformierten Impulse reichte jedoch nicht aus, um eine Kompensation ohne Phasenverschiebung zu erreichen. Der S/PDIF-Empfänger war nicht annähernd in der Lage, das „aufbereitete“ Signal zu verarbeiten.

Weblinks

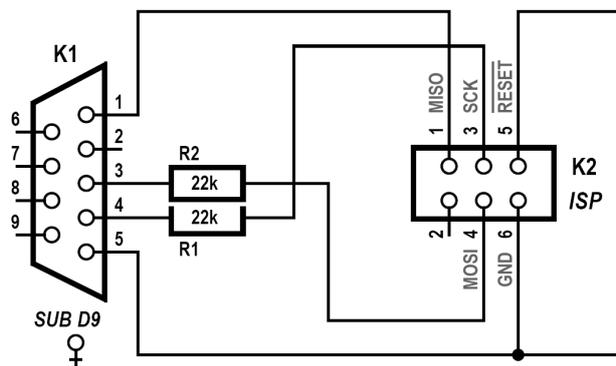
[1] www.elektor.de/080232

Michael Gaus (D)

Viele AVR-Einsteiger würden gerne einen kostengünstigen eigenen Programmer bauen, haben jedoch oft das Henne-Ei-Problem: Der zu bauende AVR-Programmer verwendet selbst einen AVR-Controller, der natürlich zunächst mit einer Firmware programmiert werden muss, wofür man aber erst einmal einen Programmer braucht...

Hier kann der SCAP (Serial Cheap AVR Programmer) helfen: ein sehr einfach aufzubauender AVR-Programmer mit minimalem Bauteil Aufwand zum Anschluss an die RS232-Schnittstelle des PCs oder – über einen USB-RS232-Konverter – an die USB-Schnittstelle. Am Eingang der Schaltung befindet sich eine 9-polige SUB-D-Buchse (K1), die an die serielle Schnittstelle des PCs (RS232 oder USB-RS232-Konverter) angeschlossen wird. Da in dieser Schaltung die intern im AVR

an den I/O-Pins vorhandenen Schutzdioden nach VCC und GND ausgenutzt werden, müssen die beiden Widerstände R1 und R2 für eine Strombegrenzung sorgen. Der über die Schutzdioden fließende Strom sollte auf jeden Fall kleiner als 1 mA sein. Die RS232-Schnittstelle liefert Pegel von bis zu ± 15 V. Bei -15 V begrenzt die AVR-interne Schutzdiode gegen GND die Spannung am I/O-Pin auf einen Wert größer als -0,7 V. Bei +15 V begrenzt die AVR-interne Schutzdiode gegen VCC die Spannung am I/O-Pin auf einen Wert kleiner als $(V_{CC} + 0,7$ V). Aufgrund der relativ hochohmigen Serienwiderstände R1 und R2 dauert der Umladevorgang der internen Eingangskapazitäten an den AVR-Pins länger als bei direkten Push-Pull-Signalen, somit sollte die Frequenz an der Taktleitung SCK nicht zu hoch gewählt werden, um Störungen zu vermei-



110087 - 11

```

# -----
# Serial Cheap AVR Programmer (SCAP)
# reset=rts sck=dtr mosi=txd miso=dcd

programmer
  id = "scap";
  desc = "Serial Cheap AVR Programmer, reset=rts sck=dtr mosi=txd miso=dcd";
  type = serbb;
  reset = 7;
  sck = 4;
  mosi = 3;
  miso = 1;
;
# -----

```

den. Die Belegung von K2 entspricht dem 6-poligen Standard-ISP-Stecker von Atmel.

Ein ziemlich universelles Programmier-tool, das sich sehr einfach für die Steuerung des SCAP anpassen lässt, steht mit der bekannten Open-Source Software AVRDUDE bereit (siehe [1] und [2]). In die Konfigurationsdatei avrdude.conf fügt man hierzu den folgenden Abschnitt ein:

Dadurch wird ein Programmierer namens „scap“ hinzugefügt, der über den Kommandozeilenparameter „-c scap“ ausgewählt werden kann.

Der Reset-Pin muss zwar für AVRDUDE definiert werden, ist in der Schaltung aber fix auf GND gelegt. Falls AVRDUDE einmal keine Verbindung mehr zum angeschlossenen AVR bekommt, dann muss die Versorgungsspannung des zu programmierenden AVR kurz aus- und wieder eingeschaltet werden, damit der AVR einen Power-on-Reset erhält.

Hier ein Beispielaufruf für AVRDUDE, um über den an COM1 angeschlossenen

SCAP den Flashspeicher eines ATmega8 (mit Kommandozeilenparameter -p m8) mit der Hexdatei test.hex zu programmieren:

```

avrdude -P com1 -p m8 -c scap
        -i 300 -U flash:w:test.hex:i

```

Der Delay für den Takt auf SCK wurde hier über den Kommandozeilenparameter „-i 300“ auf 300 µs gesetzt. Dadurch dauert die Programmierung relativ lang. Je nach verwendeter Schnittstelle (herkömmliche RS232 oder USB-RS232-Wandler) kann der Wert eventuell bis hinunter auf 50 verringert werden, so dass die Programmierung schneller erfolgt. Wenn der SCAP als Henne-Ei-Lösung eingesetzt wird, dann spielt es ohnehin keine große Rolle, wenn der Programmiervorgang etwas länger dauert.

Links:

- [1] AVRDUDE: www.nongnu.org/avrdude/
- [2] AVRDUDE Version für Windows: www.mikrocontroller.net/attachment/69851/avrdude-5.10.zip

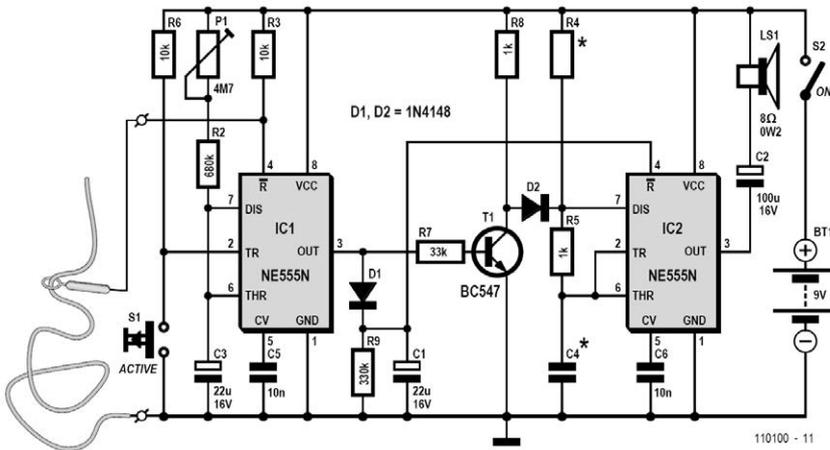
Andreas Binner (D)

Bei dem Geschicklichkeitsspiel „Der heiße Draht“ gilt es, eine Metall-Öse entlang eines gebogenen Drahtes zu führen, ohne dass sich Draht und Öse berühren. Oft beschränkt sich die Elektronik darauf, diese Berührung akustisch zu signalisieren. Die hier vorgestellte Schaltung macht das Spiel durch einige Zusatzfunktionen interessanter, wie beispielsweise eine einstellbare Spieldauer und ein Ticken während des Spiels.

Zwei Timer-ICs des Typs NE555 realisieren diese Funktionen. IC1 wird als Monoflop betrieben und steuert die für ein Spiel verfügbare Zeit, welche sich über P1 einstellen lässt. IC2 ist als Multivibrator für das Ticken und den Dauerton, der die Berührung von Draht und Öse signalisiert, zuständig.

Ist das Monoflop inaktiv, liegt der Ausgang von IC1 (Pin 3) auf Low. T1 fungiert als Inverter. D2 arbeitet so in Durchlassrichtung und R8 bildet mit R4 eine Parallelschaltung, welche für den durch IC2 erzeugten Ton verantwortlich ist. R4 sollte wesentlich größer gewählt werden als R8. R8 bestimmt daher das Verhalten von IC2, ein tiefer Dauerton ist die Folge.

Ist das Monoflop aktiv, wird das High-Signal am Ausgang von IC1 ebenfalls durch T1 invertiert. D2 sperrt daraufhin, so dass R8 unwirksam wird. Für IC2 ist jetzt der wesentlich größere Widerstand R4 maßgeblich. Das Verhältnis von R4 zu R5 sowie die Dimensionierung von C4 bestimmt in diesem Fall die Impuls- und Pausendauer des Multivibrators und führt



zum typischen Ticken mit kurzen Impulsen und langen Pausen.

Ob überhaupt ein Ton erzeugt wird, hängt jedoch von dem Potenzial an Pin 4 von IC2 ab. Wird die Betriebsspannung von 9 V angelegt, ist das Monoflop zunächst inaktiv und C1 ohne Spannung. Pin 4 (Reset) von IC2 liegt damit auf Low und es wird kein Ton erzeugt. IC1 lässt sich aktivieren, indem man dessen Triggereingang mit einem Taster kurzzeitig auf Masse legt (Spielstart). C1 lädt sich dann über D1 auf und IC2 wird für den Tick-Betrieb freigegeben.

Die Impulsdauer des Monoflops bestimmt die Spieldauer, sie lässt sich durch P1 einstellen. Ist die Spielzeit abgelaufen oder wurde der Reset-Eingang von IC1 auf Masse gelegt (Berührung von Öse und Draht), geht das Monoflop in den inakti-

ven Zustand über. Dies veranlasst IC2 den tiefen Dauerton zu generieren. Gleichzeitig sperrt D1, so dass sich C1 nur über den hochohmigen Widerstand R9 entladen kann. Ist die Spannung dort nach einigen Sekunden hinreichend abgeklungen, verstummt der Ton wieder und die Schaltung ist bereit für die nächste Spielrunde.

Die Schaltung sollte zum Test erst auf einer Steckplatine aufgebaut werden, um Zeiten und Tonhöhen anpassen zu können. Ist alles richtig dimensioniert, kann der Aufbau auf einer Platine folgen. Für die mechanische Konstruktion hat der Autor ein Sperrholzbrett als Basis verwendet. Der „heiße Draht“ wird auf der Platine montiert und mit der unterhalb befestigten Elektronik verdrahtet.

Uhr mit Schlag

238

G. van Zeijts (NL)

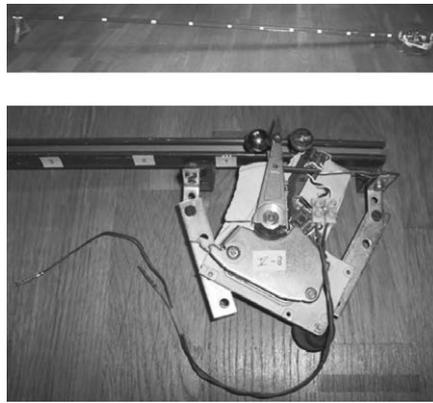
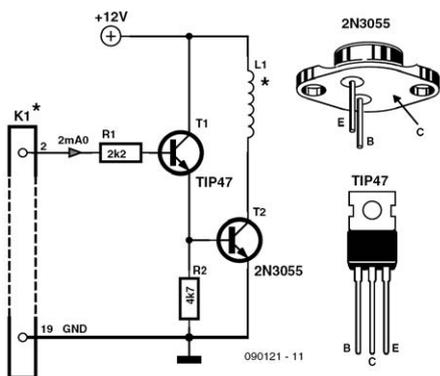
In Computer-Festplatten bewegt ein so genannter Linearmotor die Lese- und Schreibköpfe über die Magnetplatten. Dieser „Motor“ dreht nicht rund, der bewegliche Teil wird vielmehr von einem starken magnetischen Feld vor- und zurückgeschoben. Ein komplexer Chip steuert das Magnetfeld so, dass die Lese- und Schreibköpfe auf den Magnetplatten mit hohen Geschwindigkeiten die Positionen der Daten anfahren.

Im Lauf der Jahre wurden so viele Festplatten ausgemustert, dass es schon längst

an der Zeit ist, über alternative oder zweckentfremdende Einsatzmöglichkeiten nachzudenken. Da der Kopfantrieb relativ lange Wege zurücklegt und gleichzeitig hohe Kräfte entfaltet, kam der Autor auf die Idee, mit ihm eine nicht alltägliche Uhr zu realisieren.

Durch einfaches Anlegen einer Gleichspannung klappt der Kopfträgerarm zur Seite, und beim Umpolen der Gleichspannung bewegt er sich in entgegengesetzte Richtung. Die Spannung wird, wie das

397



Schaltbild zeigt, über die als Darlington geschalteten Transistoren T1 und T2 von einem PC gesteuert. Als Schnittstelle dient der parallele Druckerport des PCs (K1 in der Schaltung). Das steuernde Signal liegt an Pin 2 des Parallelports, dieser Pin ist normalerweise mit Bit 0 der PC-I/O-Adresse hex 378 identisch. Pin 19 ist Masse, er wird mit Masse der Schaltung verbunden. Die Stromversorgung für die Schaltung und den Linearmotor muss so leistungsstark sein, dass sie kurzzeitig mindestens 2 A liefern kann.

abgelesen werden. Die Kugel erhält den Schlag von dem aus einer Festplatte ausgebauten Linearmotor. Am niedrigsten Punkt der Gardinenschiene liegt die Kugel am Arm des Linearmotors an. Der PC berechnet die Breite des Stromimpulses in Abhängigkeit von der Tageszeit und steuert über die Transistoren den Linearmotor.

Das Nichtalltägliche dieser Uhr ist zweifellos ihr mechanischer Aufbau. Auf einer Gardinenschiene, die wie eine Rampe leicht schräg gestellt ist, wird eine aus einem Kugellager stammende Stahlkugel nach oben bewegt. Anschließend rollt die Kugel durch die Schwerkraft nach unten. Unten angekommen erhält die Kugel einen mechanischen Schlag, dessen Intensität von der Tageszeit abhängt. Die Kugel legt daraufhin eine bestimmte Strecke auf der schräg gestellten Gardinenschiene zurück. Auf einer Skala, die an der Gardinenschiene angebracht ist, kann beim Verfolgen der Kugel (ungefähr) die Uhrzeit

Das zugehörige PC-Programm wurde in Visual Basic geschrieben, es ist einfach aufgebaut und ausführlich kommentiert. Hier noch einige Daten, die für den Aufbau wichtig sind:

- Länge der Gardinenschiene: 160 cm
- Höhendifferenz zwischen Schienenanfang und Schienenende: 10 cm
- Durchmesser der Stahlkugel: 17 mm
- Widerstand des Linearmotors: 5...15 Ω (abhängig vom Festplatten-Typ)
- Betriebsspannung des Linearmotors: 5...12 V (abhängig vom Widerstand)

Die Zeitskala auf der Gardinenschiene muss experimentell ermittelt werden. Zuvor wird der Impuls für die Zeit „12 Uhr“ so eingestellt, dass die Kugel fast das Ende der Gardinenschiene erreicht.

PIC/C oder VHDL/FPGA für den

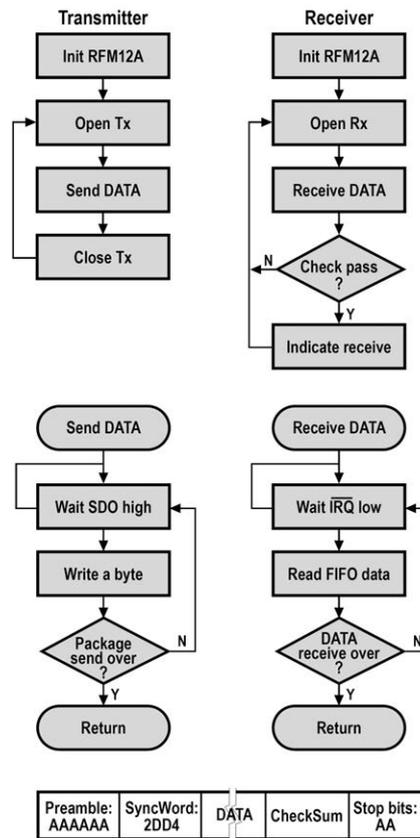
RFM12-TX/RX

239

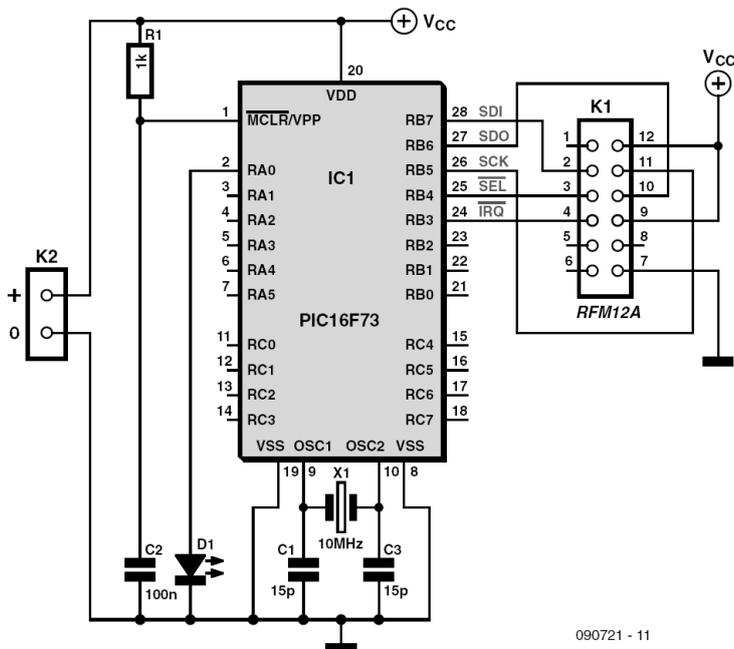
Bojan Jovanovic und Milun Jevtic (Serbien)

Der Einsatz der preiswerten 868-MHz-Transceiver-Module RFM12 an Mikrocontrollern wie ATmega oder R8C13 ist einfach, wenn man die dazu in Elektor bereits erschienenen Beiträge ([1] [2] [3]) kennt. Hier wird jedoch anstelle des RFM12-868-S das RFM12-434-D [4] verwendet. Es arbeitet auf 434 MHz und benötigt daher eine auf 17 cm verlängerte Antenne.

Die Autoren benutzen einen PIC16F73, um das RFM12-Modul anzusteuern. Die Firmware für den Mikrocontroller wurde in C geschrieben, wobei ein EasyPIC4-Entwicklungssystem mit mikro C PRO für PIC von MikroElektronika (www.mikro-e.com) zum Einsatz kamen. Parallel dazu wurde die Software auch in VHDL für die Cyclone-II-FPGA-Familie programmiert (mit einem Altera-DE2-Entwicklungssystem und Quartus II). Das Flowchart bezieht sich auf die in C programmierte Steuerung der Sende- und Empfangs-Algorithmen durch den PIC16F73.



090721 - 12



090721 - 11

Betriebsspannung und High-Logikpegel liegen beide bei +5 V. Beim PIC ist die serielle SPI-Schnittstelle mittels Software realisiert. Die Datenrate beträgt 4,8 kBaud und der Frequenzhub ± 90 kHz. Während der Datenübertragung beobachtet der Mikrocontroller den SDO-Anschluss, um festzustellen, ob das Tx-Register bereit ist ($SDO = 1$), das nächste Byte zu laden. Dieses Byte wird mit dem MSB zuerst seriell übertragen. Wenn Daten empfangen werden, erzeugt der Empfänger einen Interrupt, indem er den nIRQ-Anschluss auf 0 zieht, wenn das FIFO-Register Daten enthält. Die Datenbits werden wiederum mit dem MSB zuerst seriell zum Mikrocontroller geschickt. Geringfügig andere Algorithmen und Kommunikationsprotokolle wurden beim

Cyc-lone-II-FPGA benutzt, um es an das RFM12-Transceiver-Modul anzubinden. Hier sind Betriebsspannung und High-Logikpegel beide +3,3 V.

Der von den Autoren entwickelte Sourcecode und die ausführbaren Dateien in C für den PIC bzw. in VHDL für den FPGA sind auf der Elektor-Projektseite [5] kostenlos verfügbar.

Das RFM12-868-S-Transceiver-Modul ist im Elektor-Shop erhältlich (Bestellnummer 071125-71).

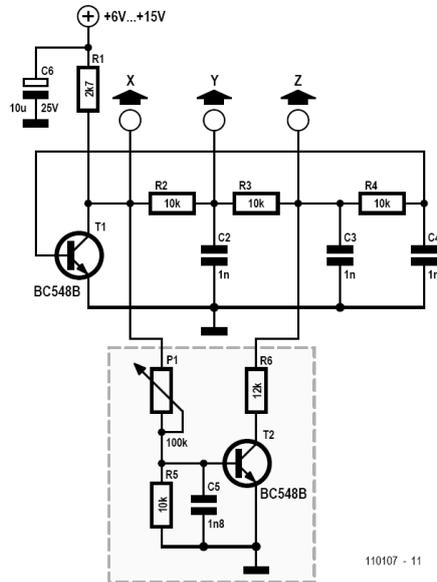
- [1] www.elektor.de/080852
- [2] www.elektor.de/071125
- [3] www.elektor.de/090372
- [4] www.hoperf.com
- [5] www.elektor.de/090721

Lars Keuninckx, Freie Universität Brüssel (B)

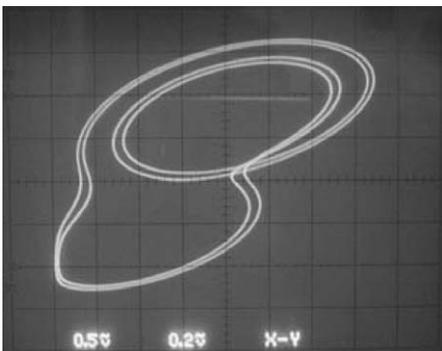
Diese Schaltung ist eine Variante des klassischen Phasenschieber-Oszillators, der Aufbau ist völlig unkritisch.

Ohne die im Bild umrandeten Bauelemente schwingt der Oszillator kontinuierlich, am Kollektor von T1 liegt ein (leicht verformtes) Sinus-Signal. Die drei RC-Glieder zwischen Kollektor und Basis bewirken eine Phasendrehung um 180° , so dass zusammen mit der 180° -Phasendrehung des Transistors T1 die Schwing-Bedingung erfüllt ist.

Nach Hinzufügen der umrandeten Bauelemente verhält sich die Schaltung völlig anders. Wenn beim Anschwingen die Amplitude steigt, beginnt T2 zu einem bestimmten Zeitpunkt zu leiten. Jetzt wird Widerstand R6 zum Rückkopplungszweig zugeschaltet, so dass die bis dahin vorhandene Phasenbeziehung gestört ist. Die Schaltung versucht, ein neues Gleichgewicht herzustellen, was aber nicht ohne Weiteres gelingt. Unter den gegebenen



Voraussetzungen ist kein stabiler Zustand möglich. Stattdessen werden zahlreiche instabile Zustände durchlaufen, die sehr nahe beieinander liegen – das Chaos ist perfekt!



Die instabilen Zustände bilden einen sogenannten „Attraktor“, er lässt sich mit einem Oszilloskop im XY-Betrieb sichtbar machen: Kanal 1 steuert die X-Achse, hier werden AC und $0,5 \text{ V/div}$ eingestellt, Kanal 2 steuert die Y-Achse, die Einstellungen sind AC und 20 mV/div . Durch Verstellen des Potentiometers P1 und Variie-

ren der Betriebsspannung (6...16 V) kann der Übergang vom stabilen Schwingen zum Chaos durch Periodenverdopplung erzwungen werden. Das Ändern der Betriebsspannung und der Werte von P1, R6, C5 beeinflusst die Gestalt des Attraktors in erheblichem Maß.

In der Oszillator-Schaltung befinden sich vier Elemente, die Energie speichern, der

Phasenraum ist deshalb vierdimensional. Auf dem Bildschirm des Oszilloskops erscheint lediglich eine zweidimensionale Projektion des vierdimensionalen Phasenraums. Andere zweidimensionale Projektionen werden sichtbar, wenn die Oszilloskop-Eingänge statt mit den Punkten X und Y beispielsweise mit den Punkten Y und Z verbunden werden.

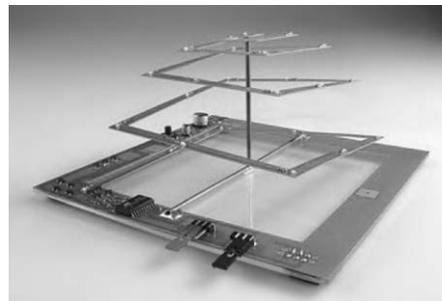
241

3D-LED-Pyramide

Lothar Göde (D)

Eigentlich wollte der Autor „nur mal einen Mikrocontroller programmieren“. Heraus kam diese optisch ansprechende Pyramide, zur der man ihn nur beglückwünschen kann. Das Projekt besteht im Kern aus einer speziell mit einer Säge bearbeiteten Platine, 23 LEDs und einem Mikrocontroller. Und obwohl es sich bei diesem Controller um den preiswerten ATtiny2313 von Atmel handelt, passen in dessen 2-kB-Flash-Speicher immerhin 16 unterschiedliche Leuchtsequenzen.

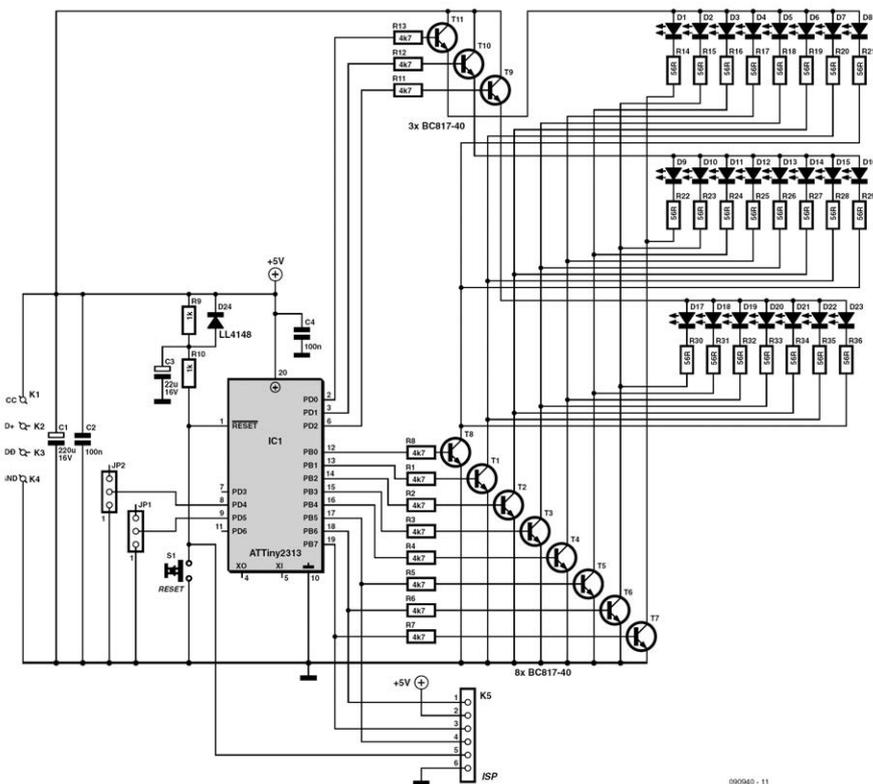
Die 23 LEDs sind in drei Gruppen aufgeteilt: je acht LEDs unten und in der Mitte sowie sieben LEDs im oberen Segment. Dadurch müssen die LEDs nicht einzeln angesteuert werden, was mit 20 Pins auch nicht möglich wäre. Mit Multiplexing aber benötigt der Controller nur 11 Ausgänge. Für entsprechend große Ströme



werden die Controllerausgänge von Transistoren gepuffert.

Die Software mit den 16 Sequenzen wurde in Assembler erstellt und kann wie immer über die Elektor-Webseite zu diesem Artikel [1] sowohl als Source-Code als auch in Form einer Hex-Datei heruntergeladen werden. Die Dateien mit den Platinen-Layouts gibt es aus der gleichen Quelle, außerdem findet man auf der Seite

402



090940 - 11

eine Bestellmöglichkeit für die fertige Platine. Ein programmierter Controller kann ebenfalls geordert werden.

Die Bestückung der Platine ist einfach, es sind zwar SMD-Bauteile zu verlöten, aber es gibt viel Platz. Lediglich zu den LEDs ein Hinweis: Man verwende Exemplare mit möglichst großem Sichtwinkel, damit man die Pyramide auch gut von der Seite aus betrachten kann. Der Autor hat den orangefarbenen Typ LO L296 von Osram eingesetzt, der mit immerhin 160° aufwarten kann. Zum Flashen des Controller ist ein sechspoliger ISP-Anschluss vorhanden. Per Fuse wurde ein interner Takt von

4 MHz gewählt, der durch einen internen Vorteiler /8 noch auf 0,5 MHz gesenkt wird. Dies sollte man beim Brennen der Fuses beachten, sonst laufen die Sequenzen zu schnell, zu langsam oder gar nicht.

Wenn alles funktioniert, wird auf einen 11 cm langen Kupferdraht in der Mitte ein kurzes Stück Draht von 5,5 cm gelötet (beide 1,5 mm²). Zuerst zieht man die Spirale der Platine ein Stück auseinander, damit die T-förmige Drahtkonstruktion darunter passt. Dann wird der T-Draht auf den beiden Pads wie im Foto festgelötet. Statt Draht kann man auch dünne Messingröhrchen verwenden.

Neben dem ISP-Anschluss ist auch noch ein USB-Anschluss vorhanden, der nichts anderes macht als 5 V zu liefern. Ein externes 5-V-Netzteil eignet sich ebenso. Mit zwei Jumpern kann man das Verhalten der Leucht-Pyramide beeinflussen. JP1 legt fest, ob die 16 Sequenzen nacheinander oder in zufälliger Reihenfolge abgespielt

werden. Mit JP2 kann man einstellen, ob überhaupt Lichtmuster angezeigt werden oder ob einfach alle LEDs dauernd leuchten. S1 ist ein Reset-Taster, der für eigene Software-Experimente hilfreich sein kann.

[1] www.elektor.de/090940

242

Gesangsadapter für Gitarren & Bassverstärker

Jérémie Hinterreiter (F)

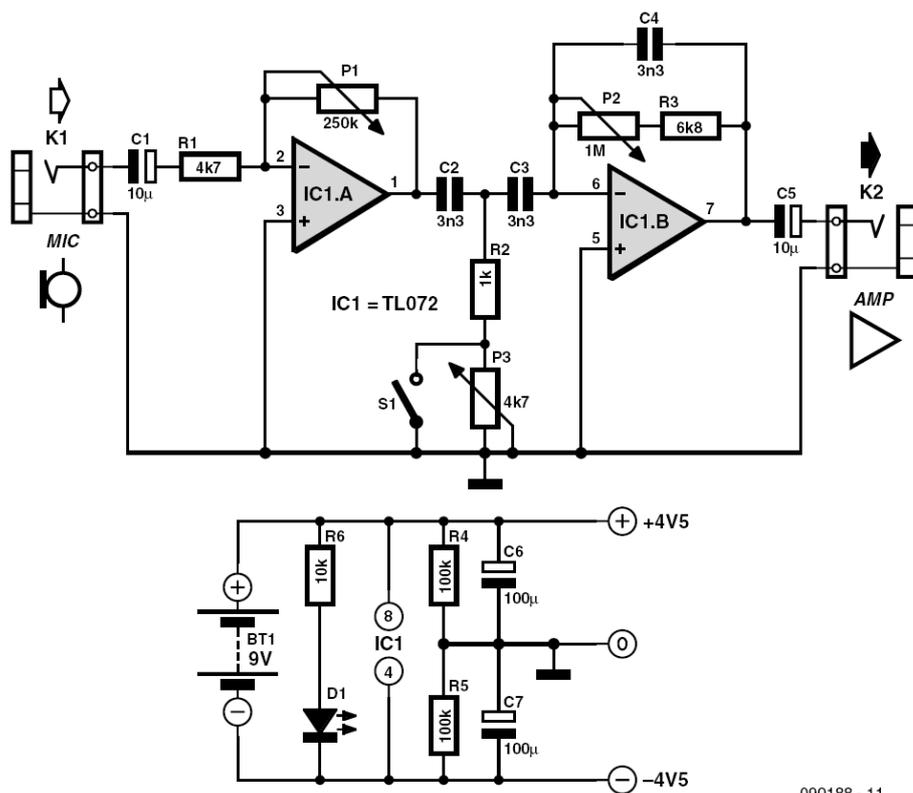
Nicht nur das Hören, sondern gerade das Selbermachen von Musik ist nach wie vor eine beliebte Freizeitbeschäftigung. Ein Problem von musikalischen Freizeitkünstlern ist es aber, dass das dazu nötige Equipment jenseits von Akustik-Gitarre im heimischen Wohnzimmer gar heftig ins Geld gehen kann. Was für einen Profi passt, ist für Amateurzwecke manchmal nicht mehr angemessen. Von daher nutzen etliche Amateur-Vokalisten den Verstärker von Kollege Gitarrist oder Bassist mit und sparen sich so einen eigenen Gesangsverstärker.

Leider bringt diese elegante Ausweichlösung Probleme mit sich, was die Qualität der Gesangsübertragung angeht. Oft kann man den Gesang kaum hören geschweige denn den Text verstehen, denn so ein Verstärker scheint im Gesangsbereich viel weniger dB als im Instrumentalkanal zu

liefern. Einfach lauter aufdrehen macht nicht unbedingt Sinn, denn dann riskiert man schnell eine Rückkoppelung über das Mikro, die nicht nur unangenehm klingt, sondern auch Lautsprecher und Verstärker gefährdet.

Ein Gitarrenverstärker ist verständlicherweise vor allem dafür da, ein Gitarrensiegel so gut wie möglich zu verstärken. Von daher ist dessen Bandbreite nicht so hoch und der Frequenzgang gerade im höheren Bereich nicht so flach wie bei einem HiFi-Verstärker. Die menschliche Stimme wird daher nicht optimal wiedergegeben. Doch mit etwas Vorschaltel Elektronik könnte man den begrenzten Frequenzgang und die Bandbreite wieder ein Stück kompensieren, indem die Anteile etwas stärker verstärkt werden, die der eigentliche Verstärker absenkt. Und mit genau dieser Me-

404



090188 - 11

thode arbeitet der hier beschriebene Klangverbesserer für Gesang.

Der Adapter basiert auf einem rauscharmen Doppel-FET-Opamp vom Typ TL072, der zudem auch noch sehr preiswert ist. Man könnte auch den Typ NE5532 einsetzen, der aber nicht viel mehr bringt, sondern nur mehr kostet. Die erste Stufe um IC1.A verstärkt das Mikrofonsignal mit P1 einstellbar bis Faktor 50. Die zweite Stufe mit IC1.B verstärkt die vom nachfolgenden Verstärker benachteiligten Frequenzen intensiver. Die Wirkung ist mit P2 und P3 einstellbar. Damit lässt sich der Klang der Vocals nun so ein-

stellen, dass die Stimme hell und klar vernehmbar ist. Man sollte also mit den Einstellmöglichkeiten und dem Zielverstärker etwas experimentieren, bis die richtigen Einstellungen feststehen. Zusätzlich kann man auch die Werte von C2...C4 variieren, um den Einstellbereich zu erweitern.

Dank des niedrigen Stromverbrauchs von unter 4 mA reicht eine 9-V-Blockbatterie zur Stromversorgung aus. R4 und R5 sorgen für die virtuelle Masse einer symmetrischen Speisung von IC1. D1 sollte eine Low-Current-Ausführung sein.

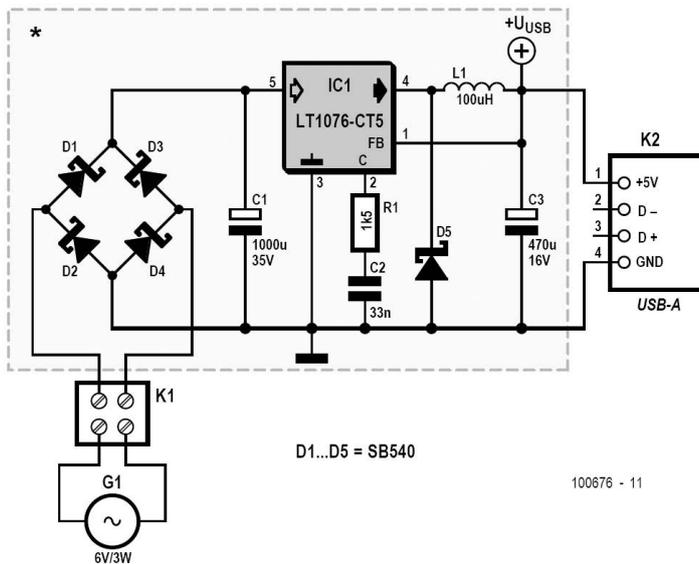
243 Pedalgetriebenes USB-Ladegerät

Werner Wille (D)

Wer öfter mit dem Fahrrad auf Tour ist, der hat vielleicht schon einmal überlegt, seine mobilen Geräte wie Handy oder Navi mit „Bordstrom“ vom Fahrraddynamo aufzuladen. Wie die hier vorgestellte Schaltung zeigt, ist das dank der Verwendung eines integrierten Schaltreglers von der elektronischen Seite her nicht allzu aufwendig.

Die vom Fahrraddynamo gelieferte Wechselspannung wird durch einen Brückengleichrichter (D1-D4) mit Ladeelko (C1) in eine Gleichspannung umgewandelt. Für den Brückengleichrichter werden Schottky-Dioden verwendet, an denen nur etwa halb so viel Spannung verloren

geht wie an normalen Siliziumdioden (ca. 0,3 V statt 0,75 V pro Diode bei 1 A). Das ist auch nötig, weil der verwendete Schaltregler LT1076-CT5 an seinem Eingang etwa 8 V benötigt, um am Ausgang geregelte 5 V für alle mobilen Geräte zu liefern, die über einen USB-Anschluss versorgt beziehungsweise geladen werden. Der Ladeelko C1 lädt sich über den Brückengleichrichter bis auf den Scheitelwert der Wechselspannung auf, die insbesondere bei einem Nabendynamo deutlich über 10 V liegen kann. Bei Belastung ist die mittlere Spannung natürlich niedriger, aber für den LT1076-CT5 immer noch ausreichend – jedenfalls, wenn man



Schottkydioden für den Gleichrichter und 1000 μF (oder auch mehr) für C1 verwendet.

Der LT1076-CT5 ist ein integrierter 2-A-Step-down-Konverter, dessen Ausgangsspannung intern auf 5 V eingestellt ist, wenn man den Feedback-Anschluss FB (Pin 1 des ICs) direkt mit der Ausgangsspannung am Elko C3 verbindet. Da es sich um einen Schaltregler handelt, muss C3 ein Low-ESR-Typ (z.B. Panasonic Serie FC) sein. Die Beschaltung des ICs entspricht im Übrigen der Standard-Anwendungsschaltung aus dem Datenblatt [1] von Linear Technology. Die für L1 verwendete 100- μH -Induktivität sollte

für minimal 1 A DC ausgelegt sein (DC-R kleiner 0,3 Ω).

Die Schaltung lässt sich einfach auf Lochrasterplatine aufbauen. Als USB-Kabel am Ausgang wird ein USB-Verlängerungskabel zweigeteilt und das Kabelstück mit der USB-Kupplung (Buchse) an die beiden Lötstifte am Ausgang der Platine gelötet. Dabei muss man natürlich auf die richtige Polarität achten. Zum Schutz vor Witterungseinflüssen empfiehlt es sich, die Platine nach dem Anlöten der (zum Beispiel mit Kabelschellen) zugentlasteten Kabel am Eingang und Ausgang in Kunstharz einzugießen.

[1] www.linear.com/product/LT1076-5

Phasenkopplung

für Powerline-Netzwerke

244

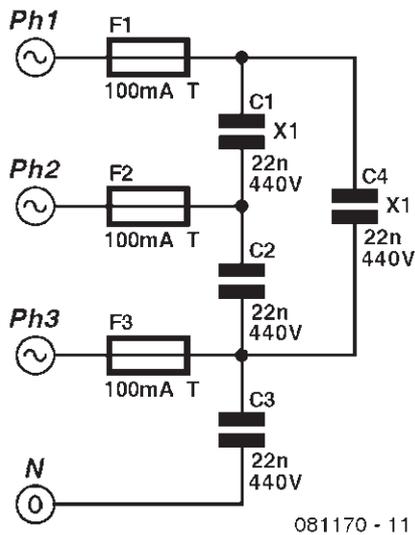
Christian Tavernier (F)

In einer störungsarmen 230-V-Installation lassen sich Daten durch Powerline-Modems sehr gut von einer Steckdose zur anderen übertragen – wenn die Steckdosen an einer Phase hängen. Bei den verbreiteten dreiphasigen Elektroinstallationen gibt es Probleme, wenn zum Beispiel ein PC im Arbeitszimmer an eine andere Phase als der Internet-Router im Flur angeschlossen ist. Die Phasen sind dann HF-mäßig erst im nächsten Trafo-Häuschen

gekoppelt. Da hochfrequente Signale sinnvollerweise durch die Induktivität des Stromzählers geblockt werden, ist diese Kopplung unwirksam. In solchen Fällen muss eine zusätzliche Kopplung der Phasen hinter dem Stromzähler vorgenommen werden.

Eine solche Phasenkopplung ist einfach herzustellen: Wie die Schaltung zeigt, genügen vier Kondensatoren für die HF-Kopplung. Der Aufbau ist trivial,

407



wenn man davon absieht, dass man unbedingt Folienkondensatoren vom Typ X1 verwenden sollte, die für den Dauerbetrieb an 440 V Wechselspannung spezifiziert sind. Gut geeignet ist beispielsweise der Typ 1166428 von Farnell. Die Sicherungen sind zwar nicht wirklich notwendig, schützen aber, wenn ein Kondensator

trotz der X1-Spezifizierung durchschlägt.

Die vorgeschlagene Platine [1] passt genau in ein Gehäuse für DIN-Hutschienen. Hierdurch kann die Schaltung einfach und sicher in einen bestehenden Sicherungskasten integriert werden. Ein passendes Gehäuse ist der Typ BE350/605T von Boss (Farnell 1171699).

Die Installation der Phasenkopplung darf nur von ausgebildeten Elektrofachkräften vorgenommen werden. Dass dabei vor dem Einbau die Hauptsicherungen zu entfernen sind, versteht sich von selbst. Ein Problem kann sich möglicherweise ergeben, wenn der Sender eines Powerline-Modems an Phase 3 angeschlossen ist: Hier kann es passieren, dass C3 die HF-Signale zu stark belastet. In diesem Fall wird C3 entfernt. Wer ganz sicher gehen will, dass die Phasenkopplung auf allen Phasen funktioniert, wird C3 daher gleich von vorneherein weglassen.

[1] www.elektor.de/081170

245 Einstellbare Niederspannungsquelle

Vladimir Mitrovic (Kroatien)

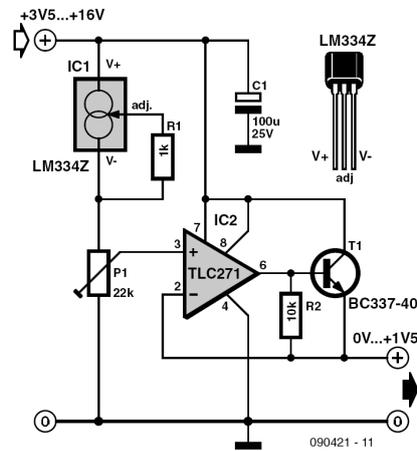
Diese Spannungsreglerschaltung ist beim Testen von Schaltungen bei kleinen Spannungen hilfreich. Bei 3,5 bis 16 V Gleichspannung am Eingang stellt sie eine stabile Ausgangsspannung zwischen 0 und 1,5

V zur Verfügung, die sich mit dem Spindeltrimmer P1 sehr fein einstellen lässt.

Der Transistor BC337-40 erhöht den Ausgangsstrom auf rund 200 mA (bei mi-

nimal 3,5 V am Eingang). Die maximal erlaubte Verlustleistung des Transistors von 675 mW muss beachtet und gegebenenfalls ein Transistor mit höherer Verlustleistung verwendet werden.

T1 kann man weglassen und R2 dann durch eine Drahtbrücke ersetzen, wenn man mit 3 mA bei 3 V, 10 mA bei 6 V oder 20 bis 30 mA bei 10 bis 16 V Eingangsspannung zufrieden ist (das ist der jeweilige maximale Ausgangsstrom des TLC 271). Ohne T1 beträgt die minimale Eingangsspannung 3,0 V.



Sender und Empfänger für Funk-Alarm 246

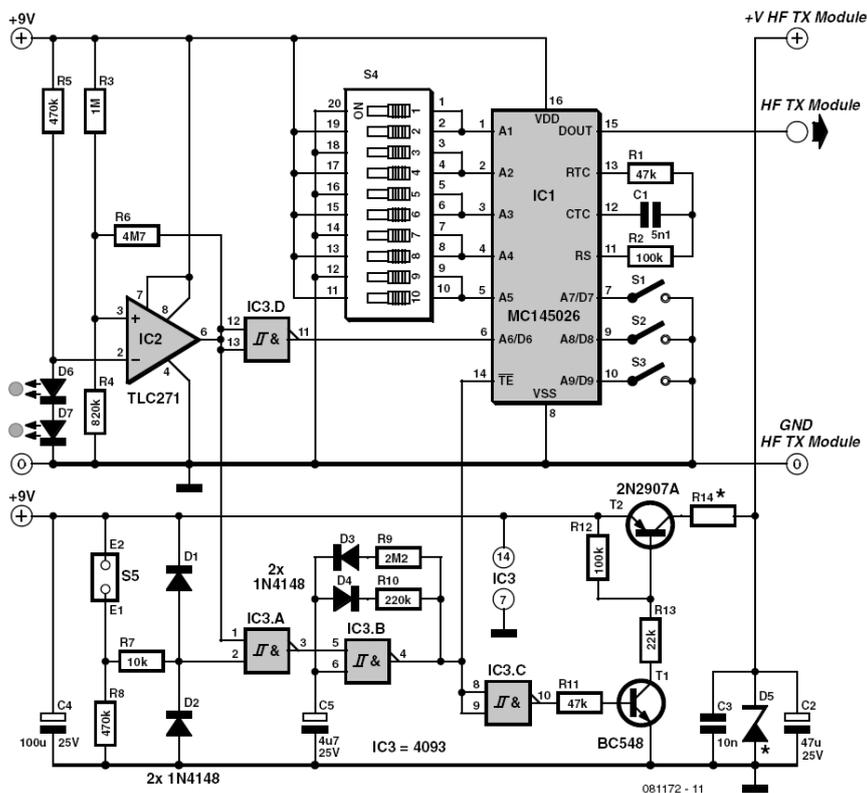
Christian Tavernier (F)

Mit diesen beiden Schaltungen können maximal acht Sensoren per Funk in ein schon bestehendes Alarmsystem integriert werden, ohne ein einziges Kabel zu verlegen. Jeder Sender hat einen besonderen Code, der im Alarmfall zum Empfänger übertragen wird. Auch der Zustand von Akku oder Batterie wird überwacht. Die Funkverbindung (in Europa mit 433,92 MHz oder 868 MHz) zwischen den Sendern und der Zentrale ist codiert.

Bei der Schaltung des Senders (erstes Bild) fehlt das eigentliche HF-Modul, da die Elektronik mit jedem beliebigen Sender mit Digitaleingang kompatibel ist. Wichtigstes Bauteil ist der digitale Encoder IC1. An Pin DOUT wird ein Daten-Frame ausgegeben. Die enthaltenen

Daten hängen vom Zustand der Eingänge ab. An A1...A5 wird eine Art „Haus-Code“ eingestellt. An A6/D6 liegt das Signal von IC2/IC3.D an (Batteriestatus). Mit den Schaltern an A7/D7...A9/D9 kann man binär die Nummer des Senders von 0 bis 7 festlegen.

Der an S5 angeschlossene Sensor muss einen Öffnerkontakt haben. Solange die Akkuspannung groß genug ist und kein Alarm vorliegt, bleibt der Ausgang von IC3.A „Low“, wodurch der Ausgang von IC3.B „High“ ist. Dies blockiert via Eingang TE den Encoder IC1 und verhindert über T2, dass das HF-Modul Strom erhält. Die Schaltung ist dann im Ruhezustand und verbraucht nur sehr wenig Strom.



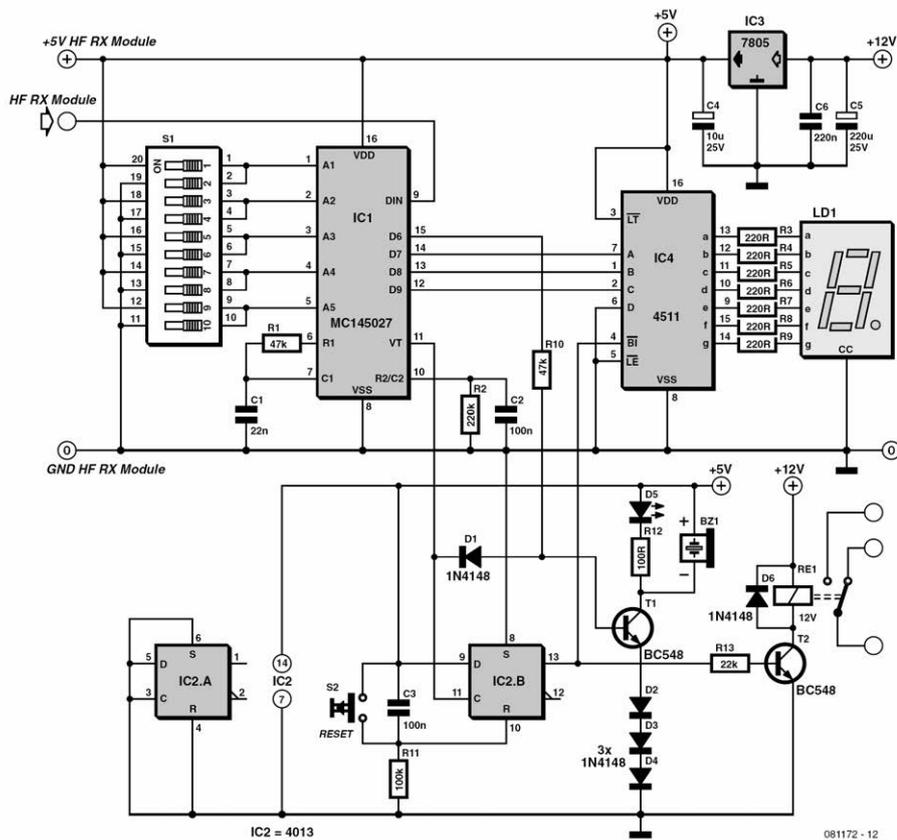
Falls ein Alarm auftritt (der Sensor-Kontakt öffnet) oder die Batteriespannung zu niedrig wird, wechselt der Ausgang von IC3.A den Pegel, wodurch IC3.B als Multivibrator fungiert und ein Rechtecksignal liefert, dessen Tastverhältnis und Frequenz von R9/R10 und C5 abhängt. In der Folge wird IC1 zusammen mit dem HF-Modul rhythmisch aktiviert und so lange ein Signal gesendet, bis der Alarm zurückgesetzt wird oder die Batterie leer ist.

Das Verhältnis von R9 und R10 ist so gewählt, dass sich kurze Sendepulse mit langen Pausen ergeben, um den Stromverbrauch niedrig zu halten. Außerdem ist so

die Wahrscheinlichkeit klein, dass ein anderer Sensor zur gleichen Zeit sendet.

R14 und die Spannung der Z-Diode sind an die Erfordernisse des angeschlossenen HF-Moduls anzupassen. Bei einem typischen 5-V-Modul mit 10 mA Stromaufnahme muss D5 eine 5,1-V-Z-Diode sein und R14 einen Wert von 180 Ω haben. Im Sinne einer langen Betriebsdauer wird für IC2 der Opamp TLC271 verwendet, der mit 50 μW auskommt.

A1...A5 von IC1 sind Tri-State-Eingänge. Daher kann ein solcher Eingang nicht nur „Low“ oder „High“ sein, sondern auch „schwebend“ (hochohmig). Das ist zu beachten, da man allen Sendern und dem



Empfänger die gleiche Adresse zuweisen muss. Nur die binären Daten an A7/D7...A9/D9 sollten für jeden Sender einen anderen Wert haben. Wie beim Sender ist auch in der Schaltung des Empfängers (zweites Bild) kein bestimmtes HF-Modul angegeben. Das vom HF-Empfängermodul gelieferte digitale Signal gelangt an den Eingang des Decoders IC1. Seine Ausgänge liefern an D6 den Batteriestatus und an D7...D9 die Nummer des Senders, die von IC4 decodiert wird. Diese Pegel entsprechen exakt denen von A7/D7...A9/D9 eines Senders. Außerdem

wird das VT-Signal „High“, wenn ein gültiges Daten-Frame empfangen wurde. IC4 ist ein BCD- nach 7-Segment-Decoder. An seinem Ausgang kann direkt eine 7-Segment-LED-Anzeige angeschlossen werden, um die Nummer des Sensors optisch zu signalisieren. Diese Anzeige erfolgt nur dann, wenn ein Alarm vorliegt und somit der Pegel an seinem Eingang BI „High“ ist. Da das Signal für BI von einem D-Flipflop (IC2.B) stammt, bleibt die Anzeige aktiv, bis der empfangene Alarm mit S2 zurückgesetzt wird. IC2.B wird vom Ausgang VT von IC1 getriggert und ent-

hält daher den Alarmstatus. Beim Einschalten der Betriebsspannung wird das Flipflop automatisch über C3 und R11 zurückgesetzt (Power-up-Reset). Es ist aber auch möglich, die Schaltung bei Bedarf von Hand mit S2 zurückzusetzen. Das im Alarmfall über T2 aktivierte Relais bietet an seinen Kontakten einen potentialfreien Alarmausgang.

Sinkt die Akkuspannung eines Senders unter das eingestellte Minimum, dann wird Ausgang D6 von IC1 „High“. T1 schaltet dann einen Summer und die LED D5 ein. Wenn also nicht nur RE1 angezogen ist, sondern auch der Summer tönt und die LED leuchtet, ist kein normaler Alarm ausgelöst worden, sondern lediglich eine Akkuwarnung. In beiden Fällen wird die Sendernummer via LD1 angezeigt. Falls gleichzeitig von mehreren Sendern

ein Alarm eintrifft, zeigt LD1 die Sendernummern nacheinander an. Bei mehr als zwei gleichzeitigen Alarmmeldungen kann das Ablesen etwas schwierig werden.

Die Schaltung wird bis auf das Relais mit einer geregelten 5-V-Spannung betrieben. Die Stromversorgung kann durch ein Steckernetzteil erfolgen, besser ist aber eine Versorgung über die vorhandene Alarmzentrale, da diese bei Stromausfall in der Regel durch einen Akku gesichert ist. An dieser Stelle nochmals der Hinweis, dass an A1...A5 die gleichen Pegel eingestellt sein müssen wie bei den Sendern. BZ1 muss ein 5-V-Gleichstromsummer sein. Der Ausgang des Relais wird mit einem der Eingänge des vorhandenen Alarm-Systems verbunden.

247 Netzwerk-Kabeltester

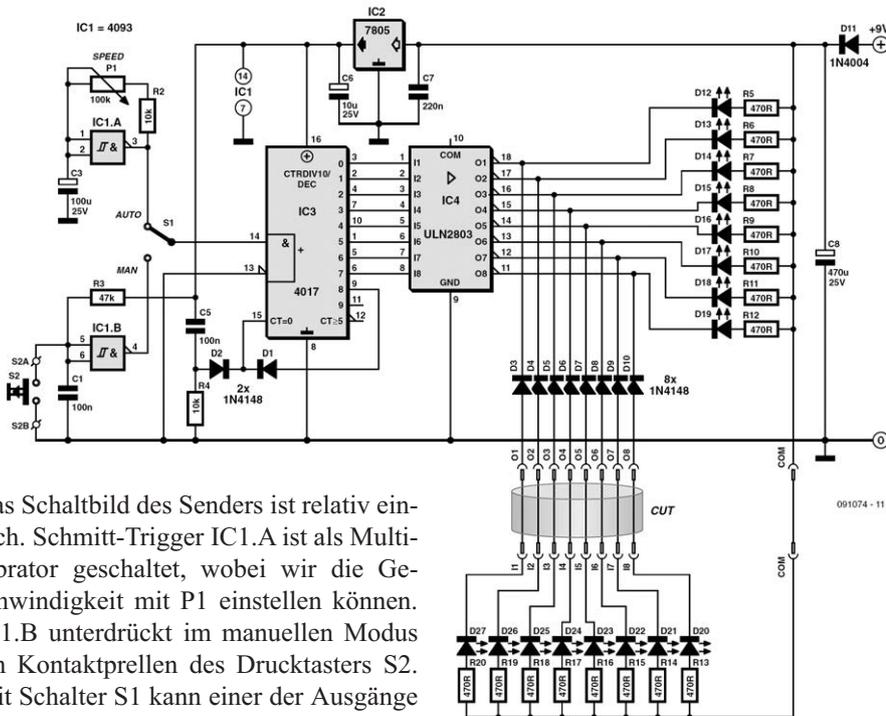
Christian Tavernier (F)

Wie ähnliche Lösungen besteht auch dieser Netzwerk-Kabeltester aus zwei Teilen, nämlich einem Kästchen mit dem Sender, der am Anfang des Netzwerks angeordnet wird und mit einer Stromversorgung ausgestattet ist, und einem passiven Kästchen, das an einen Stecker des Netzwerks angeschlossen wird. Beide Kästchen enthalten acht LEDs.

Nach dem Drücken einer Taste im manuellen Modus (oder im Rhythmus eines Os-

zillators im automatischen Betrieb), leuchten die acht LEDs des Senders nacheinander auf. Am Empfänger muss simultan das gleiche Muster sichtbar sein. Durch einen Vergleich der Muster kommt nicht nur gnadenlos jeder Verdrahtungsfehler ans Licht, sondern auch jeder Drahtbruch (die betreffende LED leuchtet dann nicht) und Kurzschluss (zwei oder mehr LEDs leuchten dann gleichzeitig).

412



Das Schaltbild des Senders ist relativ einfach. Schmitt-Trigger IC1.A ist als Multivibrator geschaltet, wobei wir die Geschwindigkeit mit P1 einstellen können. IC1.B unterdrückt im manuellen Modus ein Kontaktprellen des Drucktasters S2. Mit Schalter S1 kann einer der Ausgänge mit dem Eingang von IC3 verbunden werden. Dies ist ein 10-Zähler, der in diesem Aufbau nicht weiter als acht zählt, weil Ausgang Q8 mit dem Reset-Eingang des ICs verbunden ist. Aus Gründen der Sicherheit (z.B. Kurzschluss im Netzwerk) wurde entschieden, mit den Ausgängen die LEDs nicht direkt anzusteuern. Daher wurde ein ULN2803 hinzugefügt. Dieser Chip, der acht Darlington-Transistoren enthält, die jeweils bis zu 500 mA verarbeiten können, steuert die acht LEDs am Sender an (D12 bis D19). Außerdem gibt er dieselben Signale an die Kontakte O1 bis O8 des Steckers weiter, in den das zu testende Kabel eingesteckt werden muss. Am Ende des Kabels befindet sich der Empfänger mit einem Stecker (Kontakte I1 bis I8) und acht LEDs (D20 bis D27) mit zugehörigen Strombegrenzungswi-

derständen. Um die LEDs auch wirklich leuchten zu lassen, muss allerdings eine „Common“-Verbindung zwischen Sender und Empfänger bestehen. Im Falle eines abgeschirmten Netzwerkes kann die Abschirmung diese Aufgabe übernehmen. Gelingt das nicht, gibt es keinen anderen Weg, als einen einzelnen Draht als Common-Leitung zu verlegen.

Der Sender kann aus einem 9-V-Netzadapter versorgt werden, der etwa 100 mA liefern muss. Die Versorgung für IC1 und IC3 ist über einen Spannungsregler auf 5 V stabilisiert, obwohl das genau genommen nicht erforderlich ist. Bei einem einmaligen oder kurzzeitigen Einsatz können wir auch eine 9-V-Batterie verwenden.

Wenn die Schaltung lediglich zum Testen von Netzkabeln verwendet wird, kann man die Anschlüsse O1 bis O8 und I1 bis I8 mit zwei RJ45-Konnektoren versehen (mit einem separaten Anschluss für die Common-Leitung).

Achten Sie gut auf eine übereinstimmende Nummerierung und Anordnung der LEDs des Senders und des Empfängers. Im automatischen Modus wird dann ein tadelloses Lauflicht zu sehen sein, wenn alles in Ordnung ist.

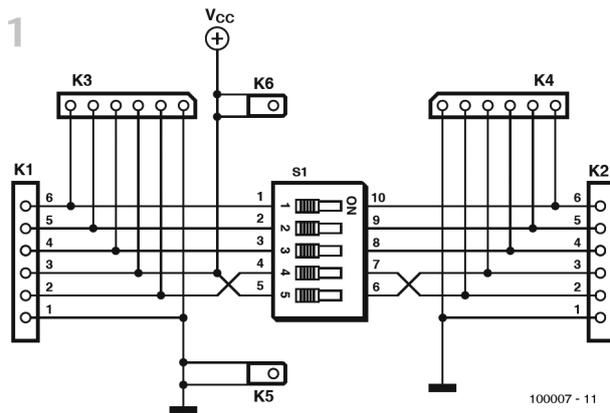
248 Erweiterung und Zusatzfunktion für USB-TTL-Kabel

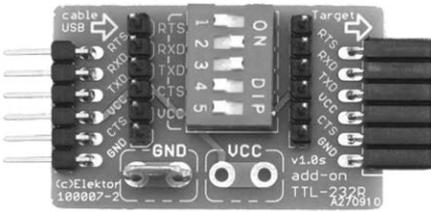
Antoine Authier (Elektor-Labor)

Vor zwei Jahren habe ich in Elektor die USB-TTL-UART-Schnittstellenkabel von FTDI [1][2] vorgestellt. Wegen der vermehrten Verwendung von ARM-Cores in unseren Schaltungen (wie beispielsweise dem Zepter, dem Batteriomonitor und dem Prüfstand für Modellmotoren) benutzen wir eine 3,3-V-Version, um die Ein- und Ausgänge des ARM zu schonen, die für

3,3 V ausgelegt sind (soweit nicht anders angegeben; die Datenblätter lassen hierzu eine klare Aussage vermissen, und vorsorgen ist besser als heilen).

Die 3,3-V-Version des USB-TTL-Kabels ist mittlerweile im Elektor-Shop unter der Bestellnummer 080213-72 erhältlich. Die 5-V-Version kann nach wie vor unter der Bestellnummer 080213-71 bezogen wer-



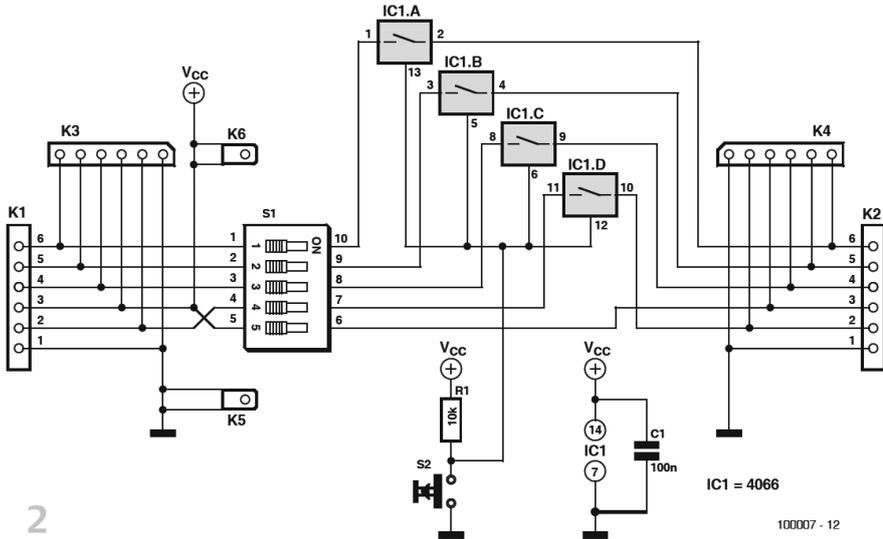


den. Während der Arbeit an verschiedenen Projekten (speziell beim Einsatz der Kabel zur Fehlersuche in Software für Embedded-Systeme) stellte ich fest, dass es nützlich war, einige der Signale zu unterbrechen oder sie mit dem Oszilloskop zu beobachten. Deshalb habe ich die kleine Schaltung in Bild 1 entwickelt. Die Steckerleisten K3 und K4 bieten einen einfachen Zugang zu jedem der Signale. Der 5-polige DIP-Schalter S1 erlaubt es, jedes der am Ende des Kabels verfügbaren Signale TX, RX, CTS und RTS zu unterbrechen. Er ermöglicht es auch, die vom USB-Kabel kommende 5-V-Versorgung

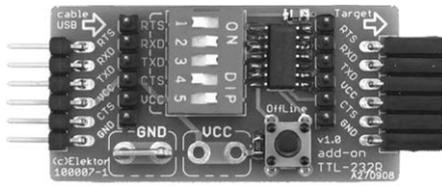
abzuschalten. So können Sie Ihre eventuell batteriebetriebenen Schaltungen von dieser Spannung trennen und eine Beschädigung oder gar eine Explosion der Batterien vermeiden.

Die Masseverbindung bleibt bestehen. Das 0-V-Potential an der FASTON-Flachsteckerzunge bietet eine praktische Möglichkeit, um die Krokodilklemmen der Tastköpfe von Oszilloskopen und von Multimeter-Messschnüren zu befestigen. Eine zweite Flachsteckerzunge ist mit der USB-Versorgungsspannung (5 V) verbunden, ich habe sie aber nicht bestückt.

Beachten Sie, dass die Reihenfolge der Signale am DIP-Schalter so verändert wurde, dass die 5 V ganz am Rand liegen, was die Bedienung des Schalters mit dem Fingernagel erleichtert. Im Schaltbild der in Bild 2 dargestellten „Luxusversion“ ist zu erkennen, dass ein Analogschalter vom Typ 4066 (IC 1) eingefügt wurde. Durch



2



Hier kommt der Miniaturtaster zum Einsatz und erlaubt einfaches Debuggen, ohne das Kabel entfernen oder die DIP-Schalter betätigen zu müssen.

Die Platinen kann man im Elektor-Shop bestellen [3].

einfachen Druck auf den Miniaturtaster S2 lassen sich alle logischen Signale der seriellen Schnittstelle auf einmal trennen. Ich hatte nämlich festgestellt, dass die Spannung auf der TX-Leitung ausreichend war, um einen ATmega324PA (Low-Power-Version) zu versorgen und so einen Neustart des Mikrocontrollers zu verhindern, selbst wenn dessen Versorgungsspannung kurz unterbrochen wurde.

[1] www.elektor.de/080213

[2] www.elektor.de/080470

[3] www.elektor.de/100007

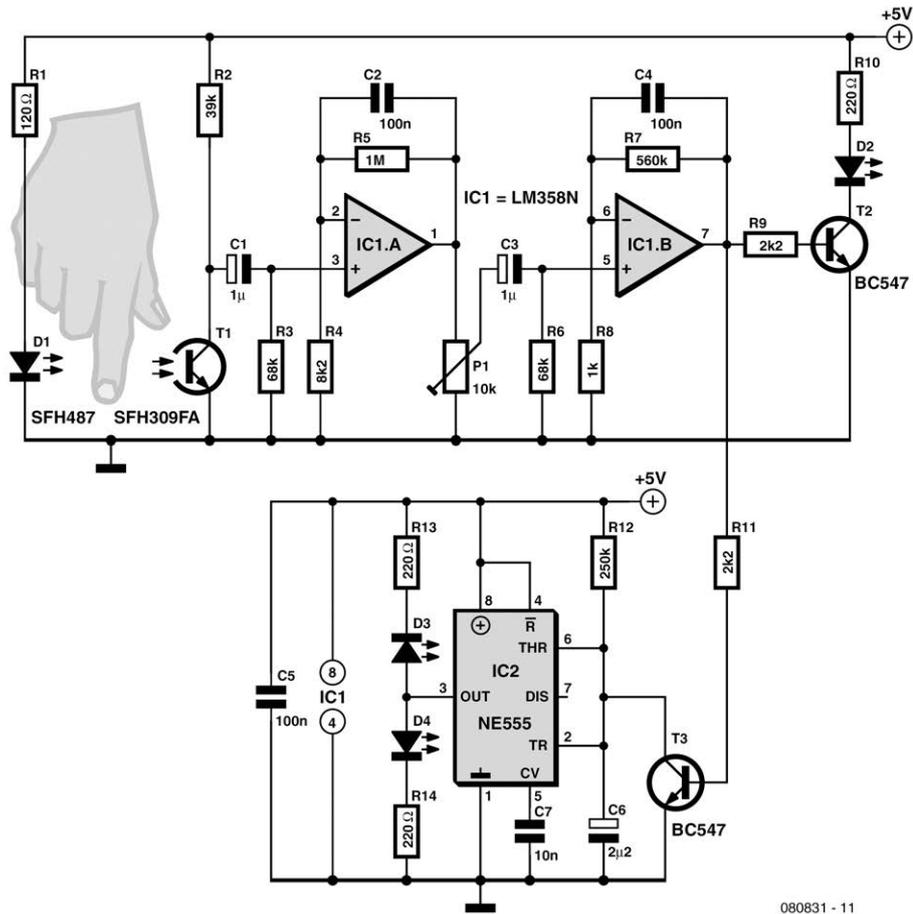
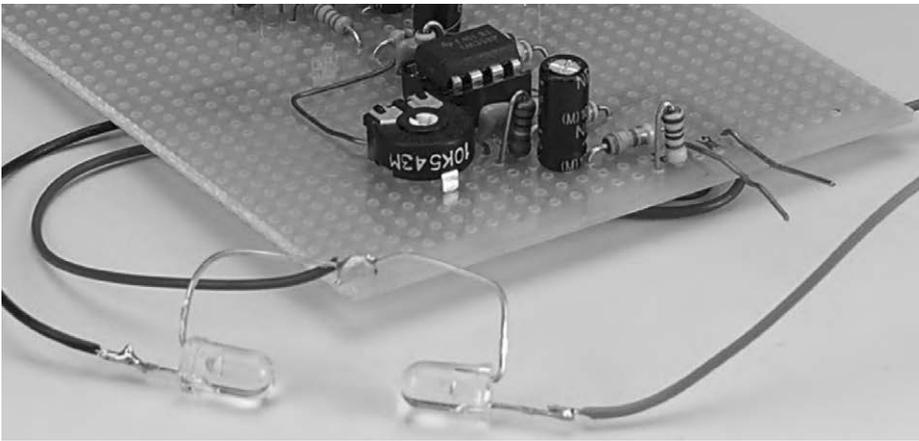
Markus Bindhammer (D)

Was landläufig unter Stress verstanden wird, unterscheidet sich deutlich von dem, was Spezialisten meinen – und selbst die streiten sich. Einen Eindruck dieser Komplexität bietet der entsprechende Wikipedia-Eintrag [1]. Von daher ist es eine berechtigte Frage, ob man Stress überhaupt messen kann. Was man aber auf jeden Fall messen kann, das sind körperliche Reaktionen!

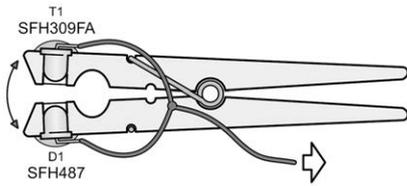
Egal ob etwas besonders angenehm ist, Angst oder Aggression auslöst: Wenn der Reiz intensiv ist, wird der Körper auf entsprechende Handlungen vorbereitet. So-

wohl Aufspringen und Jauchzen vor Freude als auch Abhauen oder Angreifen kosten schließlich eine Menge Energie. Eine der vielen Folgen ist dann die Erhöhung der Herzfrequenz – dies lässt sich von allen körperlichen Stressreaktionen wohl am leichtesten erfassen.

Beim gesunden Menschen beträgt der Puls in Ruhe 50...100 Schläge pro Minute oder bpm (beats per minute). Messbar ist der Puls entweder elektrisch wie beim EKG oder aber durch die rhythmischen Durchblutungsschwankungen von Gewebe. Ersteres erfordert galvanischen Kon-



080831 - 11



takt von Elektroden mit Haut, was für Selbstbau-Elektronik eher nicht empfehlenswert ist. Durchblutungsänderungen hingegen kann man einfach mittels Durchleuchtung erfassen. Licht wird nämlich durch den rhythmischen Blutfluss auch rhythmisch schwankend absorbiert. Finger oder Ohrfläppchen lassen sich besonders einfach durchleuchten.

Der Autor baute eine gewöhnliche Wäscheklammer aus Kunststoff zum Finger- bzw. Ohrclip um. Dazu bohrte er vorne jeweils ein 5-mm-Loch, in das gegenüber liegend je eine IR-LED vom Typ SFH487 und ein Fototransistor vom Typ SFH309FA geklebt wurden (siehe Skizze). Statt der IR-LED tut es auch ein helles rotes Exemplar und sogar eine weiße LED funktionierte. Selbst ein LDR als Fotosensor klappt. Man kann fertige Clips auch als Medizin-Zubehör (teuer) oder für Ergometer (preiswert) und ähnliche Sportgeräte kaufen.

Bei 5-V-Versorgung fließen rund 30 mA durch die IR-LED. Die kleinen Spannungsschwankungen gelangen über den Hochpass aus C1 und R3, der langsame Drift entfernt, an den nichtinvertierenden Eingang von Opamp IC1.A. C2 bildet mit R5 einen Tiefpass zur Entfernung hochfrequenter Störungen. Das durchgelasse-

ne Frequenzband um 100 bpm wird mit IC1.A etwa um den Faktor 100 verstärkt. Mit IC1.B ist ein ähnlich filternder Verstärker aufgebaut, nur dass dieser fast 500-fach verstärkt. Der Dual-OpAmp LM358 eignet sich in dieser Schaltung besonders, da er auch unsymmetrisch gespeist mit kleinen Eingangssignalen um 0 V arbeitet. Die Gesamtverstärkung beider Stufen lässt sich mit P1 einstellen. Der Ausgang von IC1.B steuert parallel T2 und T3, so dass D2 im Rhythmus der Durchblutung des zwischen D1 und T1 befindlichen Fingers oder Ohrs blinkt. Mit IC2, einem gewöhnlichen 555-Timer, wird „Überfrequenz“ bzw. Stress angezeigt. Während D2 leuchtet, schließt T3 den Kondensator C6 kurz. Damit wird das interne RS-Flip-Flop des 555 zurückgesetzt und an Pin 3 liegt High-Pegel, was D4 leuchten lässt. Erlischt D2, kann sich C6 in dieser Zeit über R12 aufladen. Reicht diese Zeit aus, um die Spannung an C6 auf 2/3 der Versorgungsspannung ansteigen zu lassen, kippt der Ausgang des 555, die LED D4 erlischt und D3 blitzt kurz auf. Solange D3 also rhythmisch blinkt, ist der Puls niedrig. C6 und R12 sind so gewählt, dass D3 bei einer Herzfrequenz ab 100 bpm dunkel bleibt.

Zur Stromversorgung sollte sicherheits- halber kein Netzteil verwendet werden. Die Schaltung arbeitet gut mit 4,5 V bis 7 V, so dass vier Alkali, NiCd- oder NiMh-Zellen vollkommen ausreichen.

Weblinks

[1] <http://de.wikipedia.org/wiki/Stress>

Grégory Ester (F)

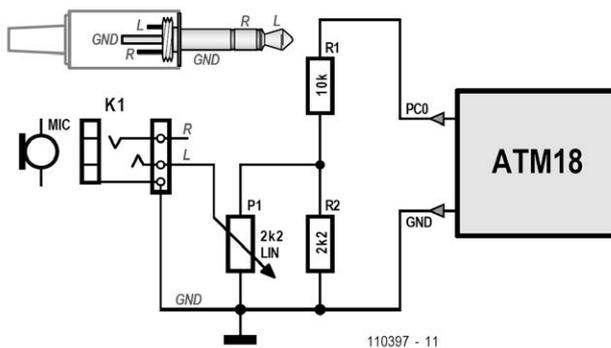
Wenn der Elektroniker eine Mikrocontroller-Applikation entwickelt, verwendet er gerne Standard-Hard- und Software, die er bereits kennt. Bei nicht wenigen Elektor-Lesern können das zum Beispiel die AVR-Familie von Atmel und die Programmiersprache BASCOM-AVR sein. Doch manchmal müssen auch Elektroniker neue Pfade betreten...

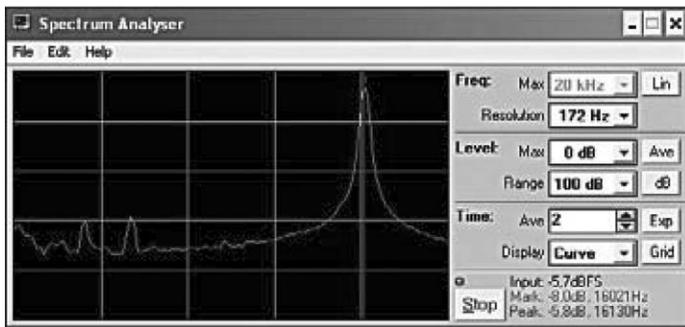
In dem empfehlenswerten Buch „PIC-Mikrocontroller – 50 Projekte für Anfänger und Fortgeschrittene“ [1] legt Autor Bert van Dam sehr strukturiert und detailliert dar, wie in der Sprache JAL Programme für PIC16- und PIC18-Mikrocontroller geschrieben werden.

Doch hat es Sinn, dass wir uns für neue Applikationen eine neue Programmiersprache aneignen und Geld in einen neuen Programmierer investieren? Weshalb lassen wir uns nicht von den Ideen des Autors

inspirieren, bleiben aber trotzdem unserer vertrauten Hard- und Software-Umgebung treu?

Das Projekt, um das es hier geht, hat ein kommerzielles Vorbild: „The Mosquito“ [2] ist ein in Großbritannien entwickelter Ultraschall-Störsender, der Lärm verursachende „herumlungernde Jugendliche“ vertreiben soll, ohne gleichzeitig ältere Menschen zu stören, weil diese so hohe Töne nicht mehr hören. Während man in Großbritannien und anderen Ländern offenbar keine Einwände gegen eine solche „Ultraschall-Teenagerscheuche“ hat, gibt es in Deutschland erhebliche Bedenken aus juristischer und medizinischer Sicht, da auch Kleinkinder und Säuglinge von einem solchen Hochtonsender belästigt und sogar geschädigt werden können. Dies gilt es in jedem Fall zu berücksichtigen.





Der Autor verwendet ein ATM-18-Mikrocontrollerboard [3], um einen 16-kHz-Ton zu erzeugen. An den Ausgang PC0 wird über einen 100-Ω-Widerstand ein leistungsstarker akustischer Signalgeber angeschlossen – fertig ist die Hardware. Was noch fehlt, ist ein kurzes Programm in BASCOM-AVR, und das war’s auch schon!

Der piezoelektrische akustische Signalgeber ist ein so genannter elektroakustischer Wandler. Er setzt das vom Mikrocontroller erzeugte 16-kHz-Signal in Schallwellen dieser Frequenz um. Das Erzeugen eines kontinuierlichen Rechtecksignals mit dem Mikrocontroller ist nicht allzu schwierig. Im Programm wird Timer 0 hochgezählt, er löst bei jedem Überlauf einen Interrupt aus. In das Timer-Register kann ein Vorgabewert (preload_value) geschrieben werden, so dass der Timer bei diesem Wert zu zählen beginnt. Über den Vorgabewert kann man die Frequenz des erzeugten Signals in weiten Grenzen festlegen. Die Interrupt-Routine, die der Mikrocontroller nach dem Timer-Überlauf abarbeitet, muss den Vorgabewert jedes mal wieder neu in das Timer-Register schreiben. Die 16-MHz-Taktfrequenz des Mikrocontrollers muss heruntergeteilt werden, bevor sie den Timer steuern kann.

Wird diese Frequenz durch 8 geteilt, gilt für die Frequenz des erzeugten Signals die Beziehung $f = 16 \cdot 10^6 / (8 \cdot \text{Vorgabewert} \cdot 2)$. Für den Vorgabewert 62 ergibt sich rechnerisch die Frequenz 16,129 kHz. Die übrigen Aufgaben, die der Mikrocontroller erledigen muss, beanspruchen jedoch ebenfalls Zeit. Deshalb beträgt die Frequenz ungefähr 16,1 kHz, wenn der Vorgabewert auf 55 gesetzt wird.

Wie können Sie das Anti-Jugendlärm-Gerät testen, wenn Sie nicht mehr zu den ganz jungen Mitmenschen zählen und akustische Signale dieser Frequenz nicht mehr hören?

Buchautor Bert van Dam hat dafür ein kleines PC-Programm geschrieben, das mit der Soundkarte des PCs zusammenarbeitet und den PC zu einem Spektrum-Analyser macht. Die Schaltung, die Bert van Dam vorschlägt, schwächt das Signal so ab, dass es gefahrlos dem Line-Eingang des PCs oder Notebooks zugeführt werden kann. Doch Vorsicht, Verdrahtungsfehler oder Wackelkontakte können den Line-Eingang irreparabel beschädigen! Das Software-Paket, das zum erwähnten Buch gehört, kann frei von der Elektor-Website (siehe [1]) heruntergeladen werden. Nach dem Entpacken

muss die Datei VBRUN300.DLL aus dem Ordner Signal Generator in den Ordner Frequency Analyser kopiert werden. Wenn im PC-Betriebssystem der Line-Eingang aktiviert ist, steht der PC nach dem Programmstart in der Funktion eines Spektrum-Analysers bereit.

Bevor Sie Betriebsspannung an die ATM-18-Platine legen und den Ausgang PC0 über die Abschwächer-Schaltung (!) mit dem Line-Eingang verbinden, drehen Sie das Potentiometer so, dass der Schleifer an Masse liegt. Starten Sie dann das Programm Analyser.exe. Stellen Sie das Eingangssignal mit dem Potentiometer vorsichtig so ein, dass im Frequenzverlauf eine Spitze erscheint. Klicken Sie mit

der Maus in unmittelbarer Nähe der Spitze, um dort die blaue senkrechte Linie zu positionieren. Die kleine rote Linie findet ihren Platz selbstständig über der höchsten Spitze nahe der blauen Linie. Die zugehörigen Zahlenwerte erscheinen unten rechts neben der Schaltfläche „Stop“.

Weblinks

- [1] www.elektor.de/products/books/micro-controllers/pic-mikrocontroller.930548.lynkx
- [2] http://de.wikipedia.org/wiki/The_Mosquito
- [3] www.elektor.de/071035
- [4] www.elektor.de/110397

Lichtsteuerung für RC-Autos 251

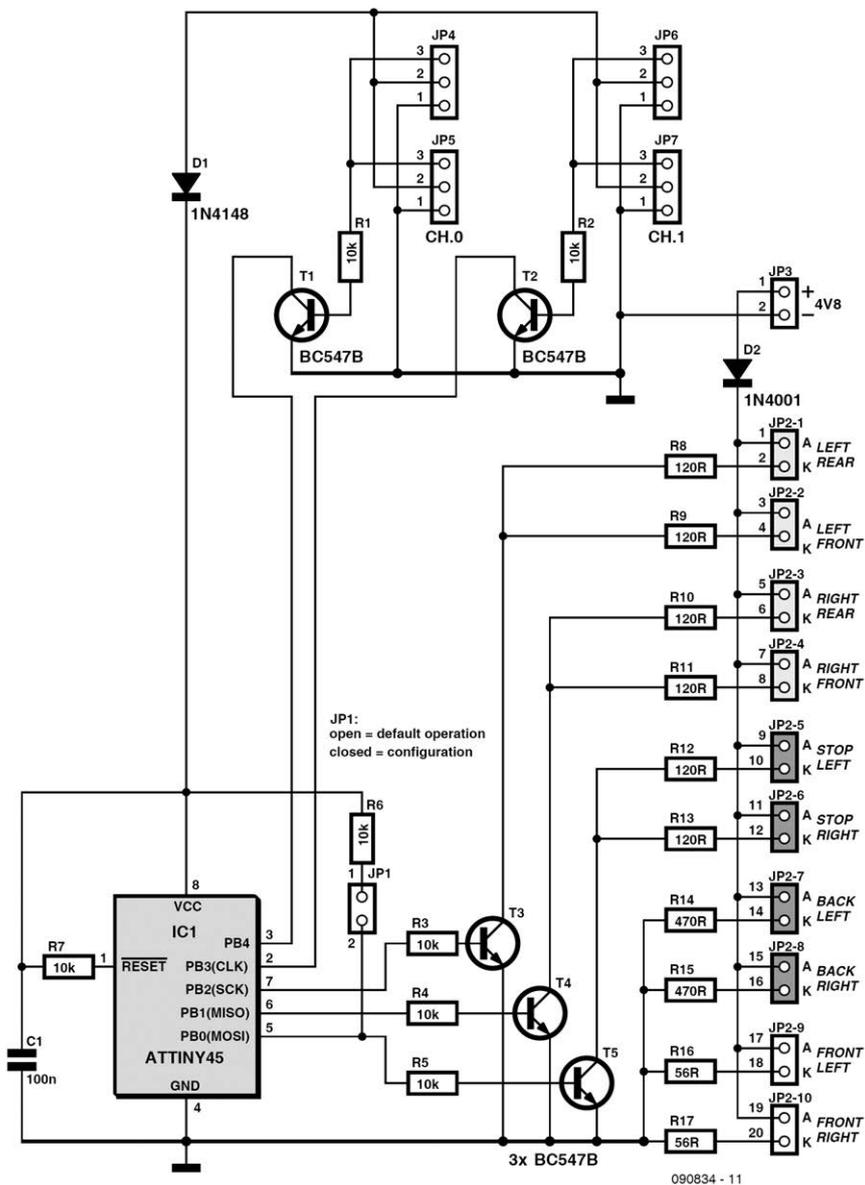
Manfred Stratmann (D)

Der Autor schenkte seiner Freundin ein RC-Auto. Sie fand das toll und bat ihn dann, ob er da nicht was mit richtiger Beleuchtung machen könne. Also griff der Autor zum Lötkolben. Diese Nachrüstlösung stattet ein RC-Auto mit richtigen Blinkern, Bremslicht und Standardbeleuchtung aus!

Die Grundidee war, die Signale des Fernsteuerempfängers abzugreifen und mit Hilfe eines Mikrocontrollers gelbe LEDs blinken und rote LEDs bremsleuchten zu lassen. Die Standardbeleuchtung sollte mit weiteren roten und weißen LEDs realisiert werden. JP4 und JP5 (CH.0) sowie

JP6 und JP7 (CH.1) sind jeweils parallel geschaltet, so dass die Elektronik einfach in die Servokreise der Lenkung (CH.0) und des Motors (CH.1) eingeschleift werden kann. Aus der Stromversorgung des Fernsteuerempfängers wird der Controller ATtiny45 über D1 mitversorgt. Damit dessen Eingänge gegen Beschädigungen geschützt sind, dienen T1 und T2 als Puffer für die Servo-Signale.

IC1 setzt die PWM-Signale in Steuersignale um, die über Transistoren die passenden LEDs schalten. T3 steuert die beiden linken Blinker-LEDs (gelb), T4 die bei-



den rechten Blinker-LEDs und T5 die beiden Bremslicht-LEDs (rot). Die roten Rücklicht-LEDs (JP2-7 und JP2-8) und die weißen Frontscheinwerfer-LEDs (JP2-9

und JP2-10) leuchten dauernd. Die roten LEDs für das Bremslicht werden mit „vollen“ 20 mA betrieben, damit sie sich gegenüber den 5 mA der Rücklichter deut-

lich hervorheben. Will man kombinierte Brems/Rücklichter und sich somit den Einbau von zwei roten LEDs sparen, kann man einfach die Pins 10 und 14 sowie 12 und 16 von JP2 miteinander verbinden und insgesamt nur zwei rote Brems/Rücklicht-LEDs entweder an JP2-5 und -6 oder -7 und -8 anschließen.

JP3 ist für den Anschluss der Beleuchtungs-Stromversorgung gedacht. Hier lässt sich entweder ein extra Vierzellen-Akku oder auch der Fahrakku anklemmen. Die Widerstände R8...R17 sind für eine Nennspannung von 4,8 V kalkuliert. Für JP2 verwendet man am besten einen zweireihigen Pfostenstecker mit 2 x 10 Pins.

Die Software kann man wie immer kostenlos von der Elektor-Webseite zu diesem Artikel [1] herunterladen. Ein fertig programmierter Controller ist ebenfalls erhältlich. Damit der mit der Software bestückte Controller weiß, was links, rechts, Vollgas und Bremsung bedeuten, muss man ihn zunächst anlernen. Hierzu ist die fertige Schaltung korrekt an die RC-Elek-

tronik anzuschließen, dann wird die RC-Anlage ausgeschaltet. Jetzt JP1 stecken, damit der Konfigurationsmodus aktiv ist. Nun den Sender einschalten und alle Hebel in Mittelstellung bringen. Dann den RC-Empfänger einschalten; die Blinker-LEDs sollten jetzt auf beiden Seiten blinken. Danach beginnt das Auto für 3 s links zu blinken. In dieser Zeit schnell die Lenkung voll auf links sowie den Fahrtregler voll auf rückwärts (= Bremsung) stellen und festhalten, bis der rechte Blinker aktiv wird. Dann auf voll rechts sowie vorwärts stellen und festhalten, bis wieder beide Seiten blinken. Während beide Seiten noch blinken, geht man auf vorwärts, wenn es sich um ein Auto mit Verbrennungsmotor handelt (denn diese können sehr selten rückwärts fahren). Bei einem Elektroauto hingegen stellt man den Fahrtregler voll auf rückwärts und hält fest, bis wieder beide Seiten blinken. Die Konfiguration ist nun beendet und JP1 sollte abgezogen werden. Falls etwas schief gegangen ist, fängt man nochmals von vorne an.

[1] www.elektor.de/090834

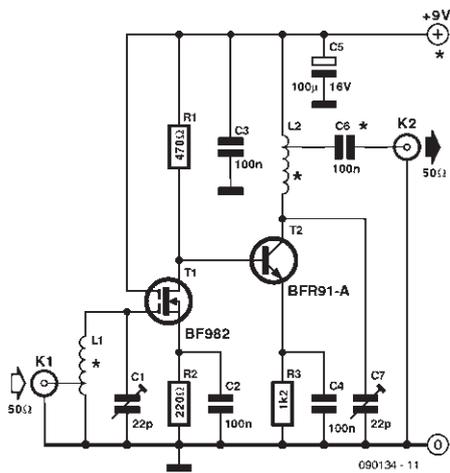
Vorverstärker für Wobbelgenerator 252

Gert Baars (NL)

Der „HF-Wobbelgenerator mit Spektrumanalyse“ aus Elektor 10/2008 [1] hat eine Nebenfunktion, er ist auch als Direktmischempfänger einsatzfähig. Allerdings beträgt das Grundrauschen -80 dBm, obwohl dieser Wert bei der Empfindlichkeit

1 μ V eigentlich -107 dBm betragen müsste. Akzeptable Empfangseigenschaften machen einen Vorverstärker notwendig, doch Breitbandverstärker sind nicht geeignet, weil sie das Rauschen stark anheben.

423



Der Autor hat auf experimentellem Weg einen selektiven Vorverstärker mit einer Bandbreite von etwa 4 MHz entwickelt. Da die Verstärkung mindestens 35 dB betragen muss, ist der Vorverstärker mit zwei aktiven Elementen aufgebaut. Der MOSFET BF982 des Eingangsverstärkers produziert vergleichsweise wenig Rauschen, während seine Verstärkung hoch ist. Die Ausgangsstufe mit dem BFR91A trägt zusätzlich zur Verstärkung bei.

Verstärkerstufen, bei denen sowohl der Gate- als auch der Drain-Kreis abgestimmt sind, haben häufig mit Rückwirkungen über interne Kapazitäten zu kämpfen. Dem wird hier durch die relativ niederohmige Auslegung des Drain-Kreises vorgebeugt. Beim Musteraufbau wurden der Eingangskreis und der Ausgangskreis senkrecht zueinander angeordnet, um induktive Kopplungen zu vermeiden. Trotz der hohen Verstärkung arbeitete der Vorverstärker auch ohne Abschirmung völlig stabil. Die beiden Luftinduktivitäten bestehen aus vier Windungen versilbertem Kupferdraht, Drahtdurchmesser 1 mm, In-

nendurchmesser der Wicklung 6 mm, Anzapfung bei der ersten Windung.

Der Vorverstärker ist für das 2-m-Amateurfunkband konzipiert, mit angepassten Induktivitäten ist er beispielsweise auch für das FM-Rundfunkband gebrauchsfähig. FM-Empfang ist durch versetztes Abstimmen auf die Flanke des ZF-Filters möglich. Bei 15 kHz Offset liegt die Dämpfung nur einige Dezibel niedriger als bei der Mittenfrequenz, sie fällt eigentlich nicht ins Gewicht. Im 2-m-Band lag die gemessene Empfindlichkeit bei ungefähr 1 μ V (6 dB).

Leistungsstarke Antennen tragen immer zur Empfangsqualität bei, eine Breitband-Außenantenne (Scanner-Antenne) ist eine gute Wahl. Damit wird der Wobbelgenerator zum vielseitigen Monitor-Empfänger. Wenn der Spektrum-Analyser so eingestellt wird, dass er den Bereich 144...146 MHz scannt, werden die in diesem Bereich empfangenen Signale sichtbar. Sobald ein Signal gefunden ist, kann der Scan-Stopp-Button angeklickt werden, anschließend wird mit der rechten Maustaste auf das Signal im Display geklickt. Der Empfänger wechselt dann unmittelbar zu dieser Frequenz, der Lautsprecher gibt die empfangene Information wieder. Zum Aufspüren weiterer Signale kann der Scan-Vorgang jederzeit neu gestartet werden.

Für den Empfang von Schmalband-FM-Signalen wird auf dem Bildschirm der Button „FMN“ aktiviert, dadurch wird der Offset für die Flankendemodulation bei 25 kHz Bandbreite eingeschaltet. Bei Bedarf lässt sich der Offset über das Menü „Settings“ ändern, die Vorgabe ist 12,500 kHz.

Für die Stromversorgung des Vorverstärkers genügt eine gewöhnliche 9-V-Batterie. Es ist auch möglich, die Betriebsspannung aus dem Wobbelgenerator zu beziehen. Dazu muss Ausgangskondensator C6 im Vorverstärker durch eine Drahtbrücke ersetzt werden, und im Menü „Options“

muss die Option „Use probe“ angeklickt werden.

Weblinks

[1] www.elektor.de/040360

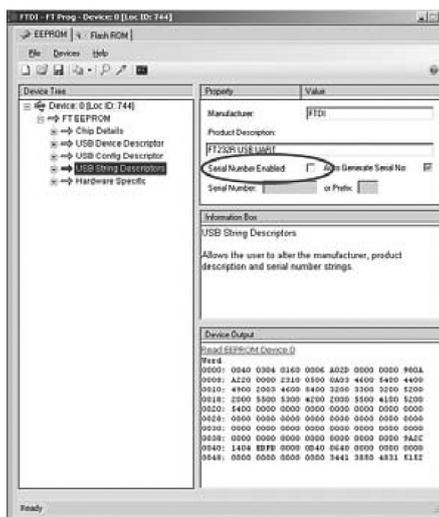
[2] www.elektor.de/090134

Vorbestimmte COM-Port-Nummern 253

Michael Gaus (D)

Der beliebte USB-UART-Konverterchip FT232R von FTDI kommt in vielen Projekten zum Einsatz, in denen eine USB-Schnittstelle gebraucht wird. Wenn man gleich mehrere Platinen mit diesem Baustein am selben PC verwenden will, kommt es zu einem lästigen Effekt. Der Computer

weist den Chips bei der Enumeration (der Anmeldung am USB) verschiedene, fortlaufende COM-Port-Nummern zu. In der PC-Software muss dann jedes Mal neu eingestellt werden, welche Port-Nummer von welchem Board benutzt wird. Viel praktischer wäre es, wenn ein FT232R am selben physikalischen USB-Port eines PCs immer die gleiche COM-Port-Nummer erhalten würde. Glücklicherweise kann uns geholfen werden!



Dem genannten USB-Konverter ist nämlich ab Werk neben der Vendor- (VID) und Product-ID (PID) auch eine fortlaufende Seriennummer in das On-chip-EEPROM eingebrannt [1]. Wenn Windows ein Gerät mit einer neuen VID, PID und Seriennummer erkennt, setzt sich der wohlbekannte „Neue Hardware gefunden“-Prozess in Gang und es wird automatisch eine neue COM-Port-Nummer zugewiesen.

Mit dem praktischen Tool „FT_Prog“ (gratis von der Herstellerwebsite downlo-

adbar [2]) lässt sich der FT232R aber auf einfache Weise so umkonfigurieren, dass die Seriennummer bei der Enumeration nicht genutzt wird [3]. Und so geht man vor:

1. FT232R an die USB-Schnittstelle anschließen. Da bei einem fabrikneuen FT232R die Seriennummer noch „enabled“ ist, wird diesem nun wie gehabt die nächste freie COM-Port-Nummer zugewiesen.
2. Tool „FT_PROG“ starten. Achtung: Der virtuelle COM-Port, der vom jeweiligen FT232R genutzt wird, darf nicht durch ein Terminalprogramm oder andere Anwendungssoftware geöffnet sein.
3. Unter „Devices“ auf „Scan and Parse“ klicken.
4. Auf „USB String Descriptors“ klicken und den Haken bei „Serial Number Enabled“ entfernen.
5. Unter „File“ auf „Save As Template“ klicken (speichert die Konfiguration ab).
6. Unter „Devices“ auf „Program“ klicken, dann nochmals auf „Program“.

Nach einem erfolgreichem Programmiervorgang muss man auf „Cycle Ports“ klicken, dadurch wird der FT232R am

USB neu enumeriert. Dem FT232R wird nun die COM-Port-Nummer zugewiesen, die dem physikalischen USB-Port entspricht.

Ein Nachteil des Verfahrens ist, dass jedem fabrikneuen FT232R ja zuerst ein weiterer COM-Port zugewiesen wird. Wenn man sehr viele FT232R an den gleichen PC anschließen will, können einem die freien COM-Ports ausgehen.

Dies lässt sich mit einem neuen Eintrag in der Windows Registry umgehen (was allerdings nur etwas für Fortgeschrittene ist).

In der Registry muss unter HKEY_LOCAL_MACHINE\SYSTEM\CurrentControlSet\Control\UsbFlags\ ein REG_BINARY-Eintrag namens „IgnoreHWSerNum04036001“ angelegt und dessen Wert auf 01 gesetzt werden.

Nun wird auch bei den fabrikneuen FT232Rs immer gleich die (virtuelle) COM-Port-Nummer vom physikalischen USB-Port abgeleitet.

- [1] www.ftdichip.com/Documents/AppNotes/AN_123_How%20COM%20Ports_Are%20Allocated%20on%20Driver_In-stallation.pdf
- [2] www.ftdichip.com/Support/Utilities.htm
- [3] www.ftdichip.com/Support/Documents/AppNotes/AN_124_User_Guide_For_FT_PROG.pdf

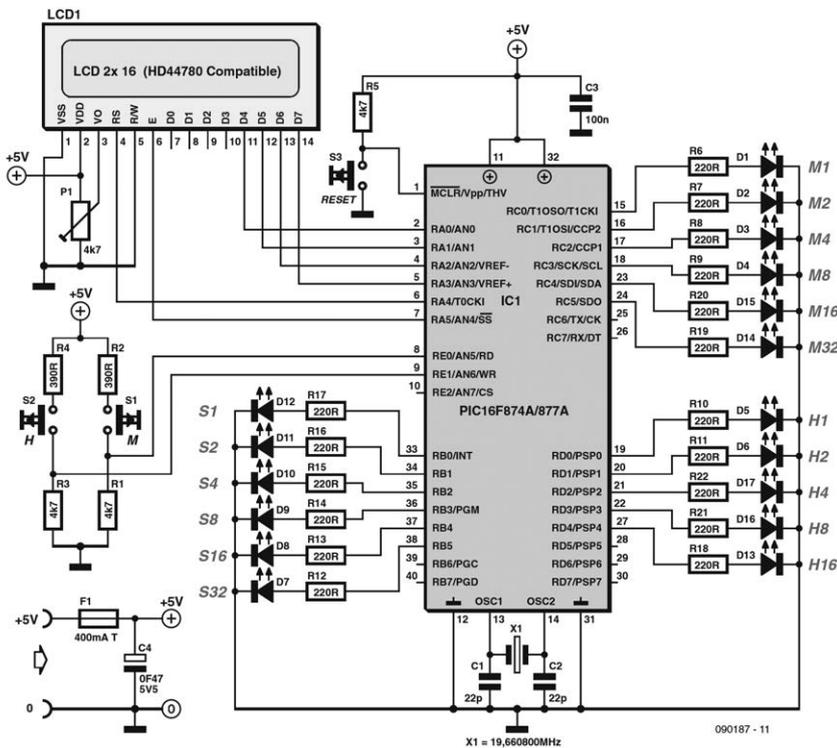
Sanne-Martijn Kessel (NL)

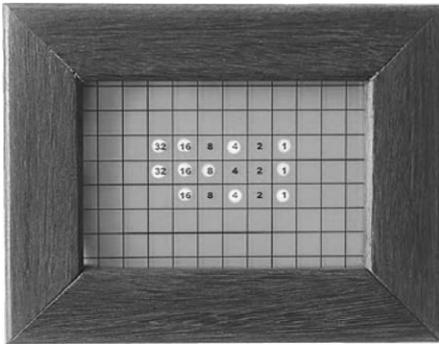
Diese Uhr zeigt die Zeit im binären Zahlensystem mit Hilfe von LEDs an. Da Flowcode [1] eingesetzt wird, ist die notwendige Programmierung des PIC-Controllers sehr einfach.

Die Schaltung ist ziemlich simpel und kann daher einfach auf einem Stück Lochrasterplatine aufgebaut werden. Eine Alternative wäre das Zusammenstecken folgender E-blocks-Module:

EB006 (1x; PIC Multiprogrammer), EB004 (3x; LEDs), EB005 (1x; LCD) und EB007 (1x; Schalter).

Die Firmware kann man von der Elektor-Webseite zu diesem Artikel [2] herunterladen. Je sechs LEDs werden für die Sekunden via Port B und für die Minuten via Port C vom Controller gesteuert. Port D und fünf weitere LEDs sind für die Stunden zuständig. Mit zwei Tastern an Port E





kann man die Zeit einstellen (S1 = Minuten; S2 = Stunden). Mit dem nun noch zur Verfügung stehenden Port A wird ein LCD im 4-bit-Modus angesteuert. Das Display zeigt neben der Zeit auch noch den Wochentag (1 bis 7) an. Ein Druck auf S3 setzt den Controller zurück und damit die Sekunden auf null.

Durch die weißen LEDs fließen etwa 11 mA, so dass der Gesamtstrom, der vom PIC geliefert werden muss, unter 200 mA bleibt. Idealerweise beleuchten die LEDs eine Milchglasscheibe, über der man eine transparente Folie mit den zugehörigen Ziffern anbringen kann. Zum Schutz der Folie kommt dann noch einmal eine Glas-

scheibe darauf. Die LEDs selbst sitzen in einem Rahmen, der entsprechende Fächer aufweist. Dann beleuchtet jede LED nur ihr Feld.

Zur Stromversorgung eignet sich ein Steckernetzteil mit stabilisierten 5 V und einer Belastbarkeit von minimal 400 mA. Dank Super-Cap C4 (nicht unbedingt notwendig) kann die Schaltung kurzfristig vom Netz getrennt werden.

Um Mitternacht springt die Zeit um 54 Sekunden vor. Dies ist nötig, um einen kleinen Fehler auszugleichen, der durch den internen Counter verursacht wird. In Flowcode kann dieser Zeitversatz noch angepasst werden, falls das nötig sein sollte.

Das Foto zeigt folgende Uhrzeit:

16+4+1=21 Stunden (untere Reihe)

32+16+8+1=57 Minuten (mittlere Reihe)

32+16+4+1=53 Sekunden (obere Reihe)

In einem schicken Gehäuse wird diese Designer-Uhr garantiert zum Blickfang.

[1] www.matrixmultimedia.com

[2] www.elektor.de/090187

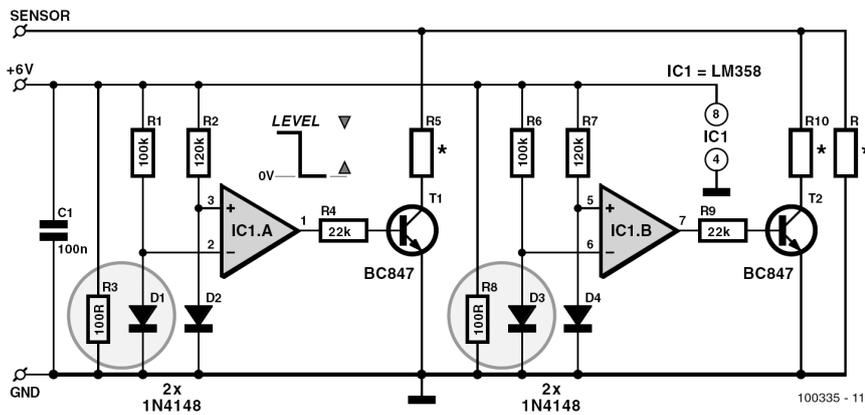
255

Tank-Sensor

Paul de Ruijter (NL)

Anders als üblich ist bei dem hier vorgestellten System ein Schwimmer mit Hebelarm nicht vorhanden. Hier kommen ausschließlich preisgünstige elektronische Bauelemente zum Einsatz.

Aus einem Diodensortiment werden zwei Exemplare ausgesucht, deren Durchlassspannungen identisch sind. Grundsätzlich gilt für Dioden, dass die Durchlassspannung sinkt, wenn die Temperatur steigt.



Hier wird eine Diode von einem Heizwiderstand erwärmt, während die andere Diode als Referenz dient. Die Durchlassspannungen der Dioden werden von einem Opamp verglichen. Ein Tanksensor entsteht, wenn die Diode mit dem Heizwiderstand in den Tank eingebaut wird. Solange dieses Paar aus der Flüssigkeit herausragt, erwärmt der Widerstand die Diode. Tauchen die Diode und der Heizwiderstand in die Flüssigkeit ein, ist die Heizung weitgehend unwirksam, da die Flüssigkeit die Diode kühlt. Der Opamp schaltet um, weil die Durchlassspannung der Messdiode über die Durchlassspannung der Referenzdiode gestiegen ist. Die Referenzdiode wird im Tank in gleicher Höhe wie die Messdiode, jedoch außerhalb der Reichweite des Heizwiderstands positioniert.

Eine stufenweise Anzeige des Kraftstoffpegels entsteht, wenn mehrere Sensorschaltungen im Tank in unterschiedlichen Höhen montiert werden. Elektrisch werden die Schaltungen wie im Bild gezeigt kombiniert (dort sind nur zwei Stufen dargestellt). Die Transistoren, die den Opamps nachgeschaltet sind, ziehen über

Widerstände die Leitung „Sensor“ in Richtung Masse. An dieser Leitung liegt folglich eine Spannung, die vom Pegelstand im Tank abhängt. Die Spannung kann eine Zeiger- oder LED-Anzeige steuern. Der Autor hat eine „Messlatte“ für einen Tank konstruiert, die aus fünf Modulen mit je zwei Sensorschaltungen besteht, wobei die Füllstandsdifferenz zwischen zwei Stufen ungefähr 1,5 l beträgt.

Die Werte der Kollektorwiderstände der Transistoren müssen experimentell bestimmt werden (minimal 100 Ω). Der Autor empfiehlt, die Dioden und Heizwiderstände in Hülsen mit kleiner Öffnung nach unten zu montieren. Anderenfalls kann die Wellenbildung auf der Flüssigkeitsoberfläche zu falschen Ergebnissen führen. Vor dem Einbau in den Tank werden die Bauelemente durch Bestreichen mit Zweikomponentenkleber gegen die Einwirkungen der Tankflüssigkeit geschützt. Der Widerstand R sorgt mit zum Beispiel 100 k für eine Grundbelastung der Sensorleitung und kann eventuell auch weggelassen werden.

Die Betriebsspannung des Tanksensors beträgt 5...6 V, sie muss stabilisiert sein. Eine aus zehn LEDs bestehende Anzeige ist beispielsweise mit dem LED-Treiber-Baustein LM3914 realisierbar. Diverse Vorbilder sind in älteren Elektor-Ausgaben zu finden. Für den Einsatz zusammen

mit elektrisch leitenden Flüssigkeiten ist dieser Tanksensor nicht geeignet.

Anmerkung der Redaktion: Auch die Verwendung in Tanks mit entflammaren Flüssigkeiten halten wir aus Sicherheitsgründen für unzulässig.

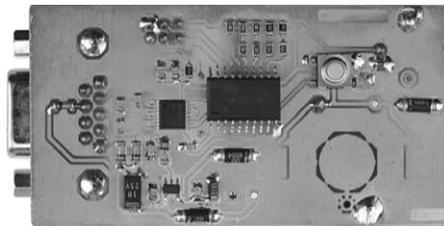
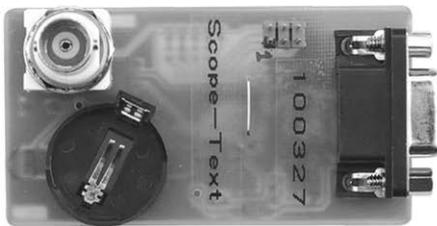
Emile Steenbeeke (NL)

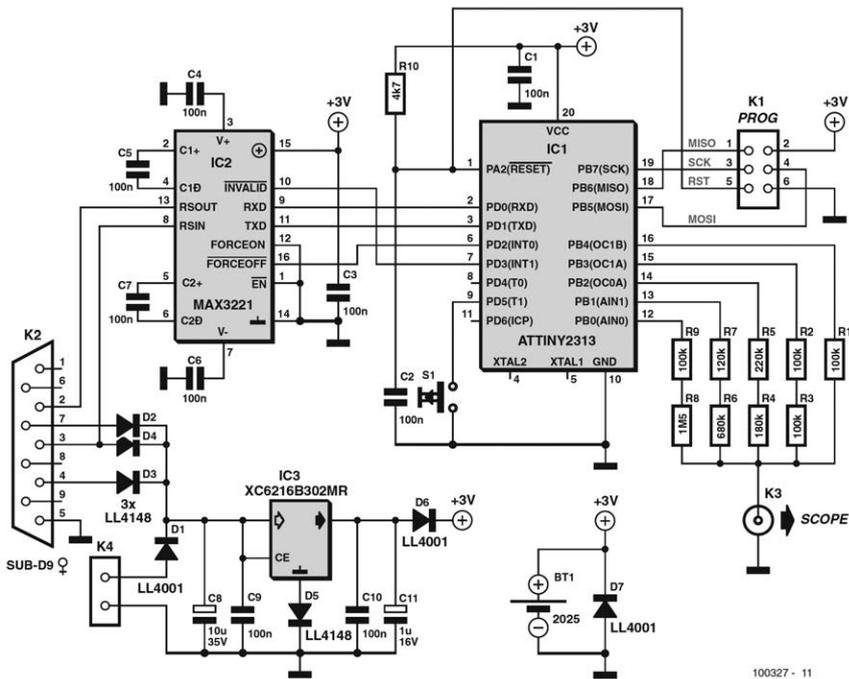
Diese Schaltung lässt einen beliebigen Text auf dem Bildschirm eines Oszilloskops erscheinen. Der Text scrollt horizontal über den Schirm. Allerdings arbeitet die Schaltung nur mit konventionellen Oszilloskopen zusammen, an digitalen Oszilloskopen verweigert sie ihren Dienst.

Wichtigstes Bauelement ist ein Mikrocontroller ATtiny2313 von Atmel, ferner sind ein RS232-Schnittstellen-Baustein und ein 3-V-Spannungsregler vorhanden. Die Funktionalität steckt in der unter WIN-AVR in C geschriebenen Firmware. Sie steht auf der Projektseite [1] zum Download bereit. Der über das Terminal-Pro-

gramm eingegebene Text wird im EEPROM des Mikrocontrollers gespeichert. Die Zeichenkette darf bis zu 100 Zeichen lang sein, wobei die ASCII-Werte zwischen 32 und 128 liegen können. Alle auf dem Bildschirm dargestellten Zeichen werden gleichzeitig über die RS232-Schnittstelle ausgegeben, so dass der Text auch ohne Oszilloskop betrachtet werden kann. Das Terminal-Programm wurde in Delphi 6 PE und CPORT310 geschrieben [2].

Das Terminal-Programm legt die Ausgänge der RS232-Schnittstelle auf positive Spannungen, so dass die Schaltung von dort mit Strom versorgt werden kann. Auch





100327 - 11

ein Steckernetzteil oder eine Batterie (zum Beispiel eine Knopfzelle CR2032) können diese Aufgabe übernehmen. Der Batteriebetrieb erweist sich als praktisch, wenn beispielsweise ein mit dem Oszilloskop arbeitender Kollege überrascht werden soll, vielleicht mit einem netten „Happy Birthday“.

Nach Einschalten der Betriebsspannung erscheint zuerst der Schriftzug „ELEKTOR“, anschließend scrollt der im EEPROM gespeicherte Text über den Schirm. Wenn die Schaltung an einer Batterie angeschlossen ist und eine RS232-Verbindung hergestellt wird, zeigt der Bildschirm die Meldung „RS232 ON“ an. Wird die RS232-Verbindung unterbrochen, lautet die Meldung „RS232 OFF“. Solange keine RS232-Verbindung besteht, schaltet der RS232-Schnittstellen-

baustein in den Auto-Power-Off-Modus. In diesem Modus sinkt sein Strombedarf auf rund 1 μ A, was die Lebensdauer der Batterie verlängert.

Den auf den Bildschirm geschriebenen Einzelbildern gehen Impulse voraus, die das Oszilloskop triggern können. Wenn das Oszilloskop auf 1 V/1 ms eingestellt ist, entsteht ein stabiles Bild. Mit dem Schalter kann der Textlauf angehalten werden. Die Nummer des vom Terminal-Programm benutzten COM-Ports ist in einer ini-Datei eingetragen. Falls der COM-Port nicht gefunden werden kann (Fehlermeldung), muss die eingetragene COM-Port-Nummer von Hand korrigiert werden.

[1] www.elektor.de/100327
 [2] <http://svn.isysbus.org/misc/delphi/components>

Gerrit Polder (NL)

Dass der Macintosh von Apple eine phantastische Maschine ist, daran wird niemand ernsthaft zweifeln. Trotzdem war er unter Elektronik-Entwicklern lange Zeit kaum beliebt, und das hatte einen Grund. Apple war einer der ersten Computer-Hersteller, die den viel genutzten RS232-Port abschafften. Seitdem fehlt der RS232-Port nicht nur bei den Notebooks, pardon: MacBooks, sondern auch bei den Desktop-Modellen. Die Zeiten haben sich geändert, die Kreationen von Apple haben stark an Beliebtheit gewonnen, auch in Kreisen der Elektroniker. Andere Hersteller verzichten inzwischen ebenfalls auf den RS232-Port, Notebooks sind durchgehend nicht mehr mit dieser Schnittstelle ausgestattet. Da viele Elektronik-Enthusiasten die entstandene Lücke als misslich empfinden, folgt hier ein Schritt-für-Schritt-Plan für das kostengünstige Nachrüsten eines Macintosh (oder eines anderen Geräts) mit einem RS232-Port. Anders als beim Schnittstellen-Original, das mit $\pm 12\text{ V}$ arbeitet, betragen die Spannungspegel hier $\pm 3\text{ V}$ oder $\pm 5\text{ V}$. Mit diesen Spannungen arbeiten moderne Mikrocontroller. Gehen Sie wie folgt vor:

- Beschaffen Sie sich ein Handy-USB-Kabel im Fachhandel, auf dem Flohmarkt oder über das Internet aus Hongkong, es kostet nur wenige Euro.
- Informieren Sie sich bei <http://pinouts.ru> über die Pinbelegung des Steckers. Dort



erfahren Sie alles Wissenswerte über die RS232-Verbindung und die verwendeten Spannungspegel, bei modernen Handys 3 V, bei älteren Modellen oft 5 V.

- Meistens gehört zu Handy-Kabeln Software für Windows auf einer CD. Wenn Sie mit Windows arbeiten, haben Sie bereits alles, was Sie brauchen.
- Mac-Nutzer müssen noch etwas mehr tun: Schließen Sie das Kabel am Mac an und sehen Sie im „System Profiler“ (Applications/Utilities) unter „Hardware/USB“ nach, um welchen Schnittstellentyp es sich handelt. Dort finden Sie zum Beispiel folgende Informationen:

usb data cable:

Version: 1.00
 Bus Power (mA): 500

Speed: Up to 12 Mb/sec
Manufacturer: Silicon Labs
Product ID: 0x10c5
Serial Number: 0001
Vendor ID: 0x10ab

- Den Daten ist zu entnehmen, dass das Kabel von Silicon Labs stammt. Von der Website dieses Herstellers [1] laden Sie den „CP210x USB to UART Bridge Virtual COM Port (VCP) driver for Mac OS X“ herunter.
- Den Treiber installieren Sie, indem Sie auf den „SLAB_USBtoUART Installer“ doppelklicken.
- Leider stimmen die Standard-Produkt- und Vendor-ID dieses Treibers nicht mit dem Handy-Kabel überein, die Anpassung ist jedoch einfach. Die gefundene Produkt- und Vendor-ID müssen in folgende Datei eingetragen werden:
`/System/Library/Extensions/SLAB_USB`

`toUART.kext/Contents/Info.plist.`

Anschließend müssen Sie nur noch den Treiber laden.

- Öffnen Sie eine Terminal-Sitzung und tippen Sie Folgendes ein:
`$ sudo kextload /System/Library/Extensions/SLAB_USBtoUART.kext`
`$ touch /System/Library/Extensions`
`$ ls -al /dev/tty.SLAB*`

Wenn die Aktion erfolgreich war, erscheint folgende Meldung:

```
crw-rw-rw- 1 root wheel 9, 8 Oct 18 08:32 /dev/tty.SLAB_USBtoUART|.
```

Sie ist der Beweis dafür, dass der neue serielle Port verfügbar ist.

Weblinks

- [1] www.silabs.com
- [2] <http://pinouts.ru>
- [3] www.elektor.de/090092

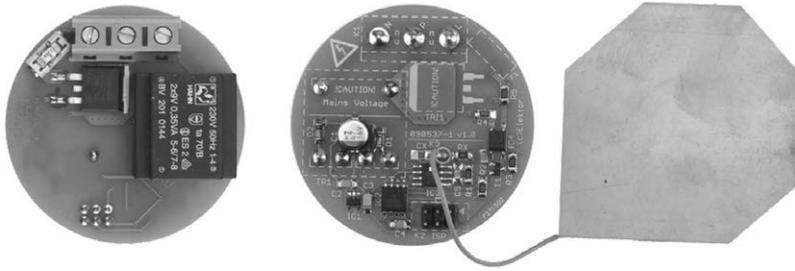
Wasserdichter Näherungsschalter 258

Ludovic Mézière (F)

Dies ist ein unsichtbarer Netzspannungsschalter für Räume, die dampf- oder spritzwassergefährdet sind, zum Beispiel Bäder und Duschen. Im Raum ist der Schalter nicht sichtbar, denn er verbirgt sich hinter einer Fliese in der Wand. Der Sensor reagiert durch die Fliese hindurch auf Änderungen eines magnetischen Felds. Solche Änderungen treten auf, wenn ein Finger oder eine Hand die Fliese

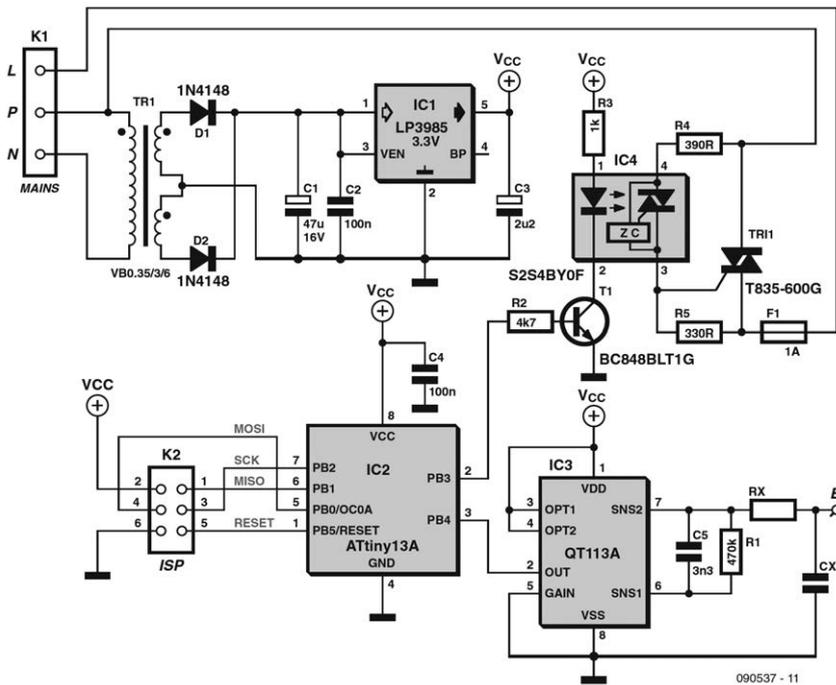
berühren. Das Sensorsignal steuert über einen Mikrocontroller einen Triac, der beispielsweise die Raumbelichtung schaltet. Da die Fliesen die elektrische Installation vollständig abschirmen, wird ein Höchstmaß an elektrischer Sicherheit erreicht.

Der Sensor-Chip QT113A von Quantum generiert ein intermittierendes (gepulstes) elektromagnetisches Nahfeld. Das im



Sensor integrierte Messsystem registriert Änderungen, die das elektromagnetische Feld durch Einwirkungen von außen erfährt. Nur sicher erkannte Änderungen haben ein Signal am Sensor-Ausgang zur Folge. An unterschiedliche Umgebungsbedingungen passt sich der Sensor an, indem er sich selbst kalibriert.

Als Sensor-Elektrode genügt ein Stück Platinmaterial mit den Abmessungen 5 cm mal 5 cm. An die gesäuberte Kupferfläche wird ein Draht angelötet und mit der Sensor-Schaltung verbunden. Der Abstand zwischen der Elektrode und der Schaltung muss einige Zentimeter betragen. Nicht funktionsfähig wäre eine doppelseitige Platine, bei der auf einer Seite



die SMD-Bauelemente montiert sind, während die andere Seite als Sensor-Elektrode dient. Die Empfindlichkeit hängt von der Beschaffenheit der Sensor-Umgebung (Fliese, Mauerwerk) sowie von Widerstand Rx und Kondensator Cx ab. Die optimalen Werte müssen experimentell ermittelt werden.

Das Sensor-Ausgangssignal wird von einem Mikrocontroller ATtiny13A ausgewertet, der über einen Optokoppler das im Laststromkreis liegende Triac schaltet. Über eine ISP-Schnittstelle kann der Mikrocontroller programmiert werden. Ein Spannungsregler LP3985 liefert die stabilisierte Betriebsspannung. Durch den Netztrafo und den Optokoppler sind zwar

der Sensor und der Mikrocontroller vom Stromnetz galvanisch getrennt, dies gilt jedoch nicht für den Triac im Lastkreis.

Deshalb dürfen Eingriffe nur vorgenommen werden, wenn die Schaltung vom Stromnetz abgekoppelt ist.

Alle SMD-Bauelemente können mit einem feinen LötKolben von Hand gelötet werden. Die bestückte Platine passt in eine genormte Schalter- oder Abzweigdose, die Sensor-Elektrode wird hinter einer benachbarten Kachel untergebracht.

Schaltungen mit Netzspannung dürfen nur von einer ausgebildeten Elektrofachkraft gebaut und installiert werden.

Miniblinker

259

Frank de Leuw (D)

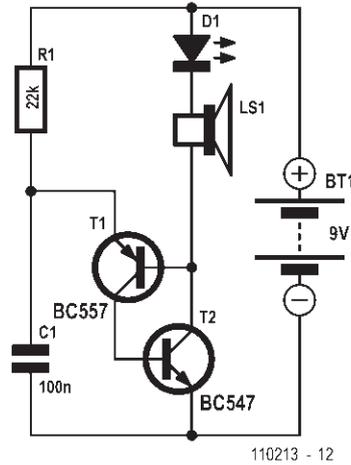
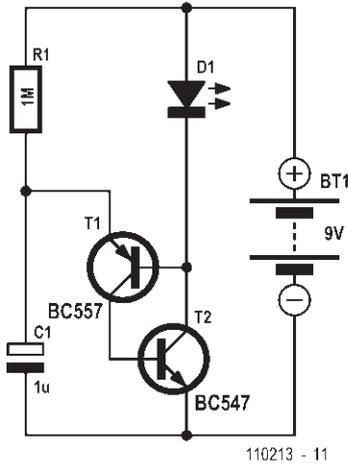
Dieser LED-Blitzer besteht aus nur fünf Bauelementen und eignet sich für Elektronik-Einsteiger. Auch die Funktion lässt sich leicht nachvollziehen:

Nach dem Anschalten der 9-V-Batteriespannung wird der Kondensator C1 über den 1-M Ω -Widerstand R1 aufgeladen. Der Kondensator ist direkt mit dem Emitter des PNP-Transistors (BC557) verbunden. Die Basis dieses Transistors ist über die LED mit der 9-V-Batteriespannung verbunden und liegt dadurch an einer Spannung, die um den Spannungsabfall an der LED niedriger ist als die Batterie-

spannung. Bei einer roten LED beträgt dieser Spannungsabfall (die so genannte Flussspannung in Durchlassrichtung der Diode) etwas 1,6 V, die Spannung an der Basis wäre demnach: $9\text{ V} - 1,6\text{ V} = 7,4\text{ V}$.

Steigt nun die Spannung am Kondensator so weit an, dass vom Emitter zur Basis des PNP-Transistors ein kleiner Strom fließen kann, beginnt dieser zu leiten, so dass Strom vom Emitter zum Kollektor fließt. Da der Kollektor des PNP-Transistors mit der Basis des zweiten Transistors (einem NPN-Typ) verbunden ist, erhält dieser da-

435



durch einen (geringen) Basisstrom und beginnt ebenfalls zu leiten. Der Kollektor des NPN-Transistors ist wiederum direkt mit der Basis des PNP-Transistors verbunden. Dadurch steuern sich nun beide Transistoren gegenseitig auf, so dass sie sehr schnell durchsteuern. Man spricht hier auch vom so genannten Lawinen- oder Thyristoreffekt.

Die beiden leitenden Transistoren schließen den Kondensator kurz und entladen ihn fast vollständig. Außerdem lässt der NPN-Transistor in dieser Zeit einen (relativ hohen) Strom durch die LED fließen, so dass diese hell aufblitzt.

Wenn der Kondensator entladen ist, sperren die Transistoren wieder, und der Vorgang wiederholt sich nun zyklisch. Mit der angegebenen Dimensionierung ($C1 = 1 \mu\text{F}$, $R1 = 1 \text{ M}\Omega$) blitzt die LED etwa alle zwei Sekunden kurz auf.

Die Schaltung beginnt bereits bei Batteriespannungen ab 2 V zu blinken, und die

Stromaufnahme ist dabei so gering, dass die Schaltung an einer 9-V-Batterie mehrere Monate läuft. Man kann auch alte, fast leere 9-V-Batterien noch lange für die Blinkschaltung verwenden.

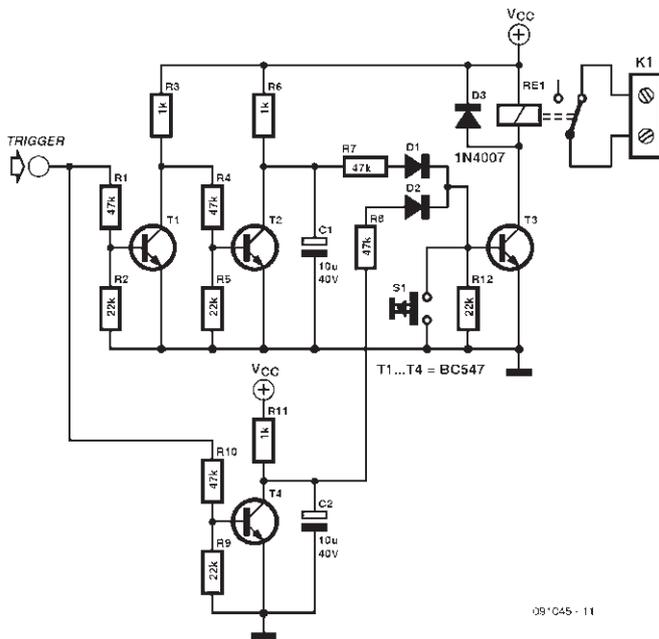
Der LED-Blitzer lässt sich sehr einfach auch zu einem Metronom oder einem Tongenerator erweitern, indem man – wie im zweiten Schaltbild gezeigt – einen kleinen 8- Ω -Lautsprecher in Reihe zur LED schaltet. Ob der Lautsprecher nun tickt oder pfeift, hängt vom Wert des Kondensators C1 und des Widerstands R1 ab. Bei der zuvor angegebenen Dimensionierung wird die LED weiter im 2-Sekunden-Takt aufblitzen, gleichzeitig knackt es aber auch im Lautsprecher.

Aus dem Knacken wird bei einer höheren Taktfrequenz der Schaltung ein Pfeifton. Dazu braucht man nur kleinere Werte für C1 und R1 einzusetzen. Im zweiten Schaltbild sind es 22 k Ω für R1 und 100 nF für C1.

Jacob Gestman Geradts (F)

Der Systemabsturz einer mikrocontroller- oder computergestützten Regelung zu einem Zeitpunkt, in dem das System mit voller Last oder Leistung läuft, ist der Alptraum jedes Entwicklers. In solchen Situationen laufen Motoren unkontrolliert mit höchsten Drehzahlen, oder Heizelemente glühen hellrot bis zum Durchbrennen. Wenn so etwas unbemerkt bleibt, können immense Sachschäden entstehen oder sogar Personen zu Schaden kommen. Aus diesem Grund braucht grundsätzlich jede Regelung einen Wächter, der Blockaden und Abstürze erkennt und das System im Ernstfall abschaltet.

Mikrocontroller-Systeme und Computer haben meistens eine noch freie Ausgangsleitung, die nach Hinzufügen einiger Programmzeilen ein Rechtecksignal liefern kann. Eine Programmschleife muss dafür sorgen, dass der Ausgang seinen logischen Zustand periodisch ändert. Wenn das System blockiert, bleibt auch das Rechtecksignal aus, am Ausgang liegt dann ein statisches Signal. Die Notstopp-Schaltung überwacht das Vorhandensein des periodischen Rechtecksignals. Falls lediglich ein statisches Signal am Eingang liegt, schaltet ein Relais die Regelung ab.



Die Transistoren T2 und T4 sind für das Überwachen des Rechtecksignals zuständig. Die zugehörigen Kondensatoren C1 und C2 werden über die Widerstände R6 und R11 geladen. Wenn das Eingangssignal auf hoher Spannung liegt, leitet T4, so dass sich C2 über T4 entlädt. Das Signal, das die Basis von T2 steuert, wird von T1 invertiert. Folglich entlädt T2 den zugehörigen Kondensator C1, wenn das Eingangssignal auf niedriger Spannung liegt.

Solange das Eingangssignal seinen Zustand genügend schnell wechselt, bleiben die Kondensatoren C1 und C2 nahezu spannungslos. In diesem Fall passiert sonst nichts weiter. Bleibt das Eingangssignal auf hoher Spannung hängen, kann C1 von T2 nicht mehr entladen werden.

Die Spannung an C1 steigt auf die Betriebsspannung an. Wenn das Eingangssignal auf niedriger Spannung hängen bleibt, wird C2 nicht mehr von T4 entladen, so dass die Spannung an C2 auf die Betriebsspannung ansteigt. In beiden Fällen wird T3 entweder über D1 oder über D2 in den leitenden Zustand gesteuert. Re-

lais RE1 zieht an und schaltet über seinen Ruhekontakt die mit K1 verbundene Regelung ab. Um das System neu zu starten, muss der Taster S1 so lange gedrückt werden, bis das Rechtecksignal wieder am Eingang liegt.

Die Betriebsspannung der Schaltung ist in relativ weiten Grenzen wählbar, mögliche Werte sind 5 V, 9 V oder 12 V. Ebenfalls unkritisch sind die Werte der Bauelemente. Die Kapazitäten für C1 und C2 hängen von der Frequenz des Eingangssignals ab. Die Zeitkonstante eines Kondensators mit der Kapazität 10 μ F beträgt 10 ms. Damit kein Notstopp eintritt, müssen Kondensatoren mit diesem Wert mindestens hundert Mal in der Sekunde von den Transistoren entladen werden. Höhere Kapazitätswerte bedeuten, dass die Kondensatoren weniger häufig entladen werden müssen.

Die Diode D3, die parallel zur Relaiswicklung liegt, ist eine 1N4007 oder ein vergleichbarer Typ. Für D1 und D2 sind nahezu alle Signaldioden verwendbar. Die Schaltung ist auch mit anderen Transistor-Typen funktionsfähig, solange sie ungefähr vergleichbare Eigenschaften haben.

Rainer Reusch (D)

In Mikrocontrollerschaltungen bietet der Quarz die höchste Frequenzgenauigkeit. Bei Frequenz- und Zeitmessungen oder der Bereitstellung von Zeitnormalen kann es zusätzlich erforderlich sein, am Quarz-

oszillator einen Feinabgleich durchzuführen. Am Beispiel des AVR-Mikrocontrollers ATtiny25 von Atmel soll dieses „Ziehen“ der Quarz-frequenz genauer betrachtet werden. Die gezeigten Lösungen

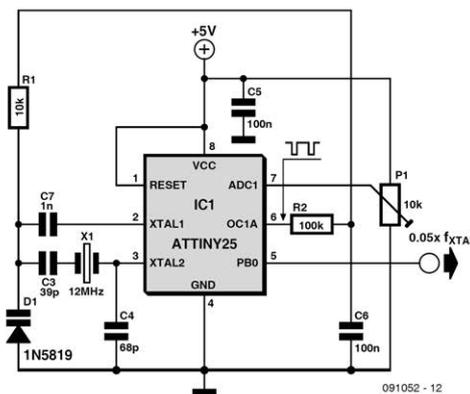
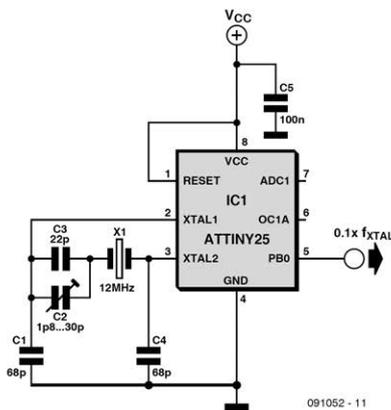
sind natürlich auf nahezu alle Mikrocontroller anwendbar.

Der Oszillator in einem Mikrocontroller besteht aus einem Inverter, der extern nur noch mit dem Quarz und zwei Kondensatoren beschaltet werden muss (Pierce-Oszillator). Die Kapazitätswerte sollten zum gewählten Quarz passen, um eine möglichst geringe Abweichung von der Nennfrequenz zu erhalten (siehe Controller-Datenblatt). Um die auch bei einem Quarz vorhandene Toleranz durch einen Abgleich beheben zu können, müssen die beiden (Parallel-)Kapazitäten deutlich vergrößert werden, so dass die Frequenz nach unten gezogen wird. Um den Abgleich zu ermöglichen, wird in Reihe zum Quarz ein Trimmkondensator eingebaut. Die beiden Parallelkapazitäten (C1 und C4) müssen so groß gewählt werden, dass der Oszillator bei maximaler Serienkapazität (C2 und C3) unterhalb der Nennfrequenz schwingt. Durch das Verdrehen des Trimmkondensators (C2) lässt sich der Quarz nach oben ziehen.

Für einen vernünftigen Abgleich wird natürlich ein Frequenzzähler benötigt. Der Tastkopf darf dabei nicht an den Invertereingang des Oszillators (XTAL1) angelegt werden! Die Kapazität des Tastkopfes würde die Frequenz beeinflussen. Dieser Einfluss ist selbst am Oszillatorausgang (XTAL2) gegeben, wenn auch nicht so ausgeprägt. Die beste Lösung ist, in den Mikrocontroller ein Programm zu laden (oder die Firmware entsprechend zu erweitern), das an einem Port ein Rechtecksignal ausgibt. Das folgende kleine C-Programm benötigt nur fünf Takte für einen Durchlauf in der Hauptschleife. Am Port PB0 erscheint daher ein Signal mit einem Zehntel der Quarzfrequenz.

```
#include <avr/io.h>
int main(void)
{
    DDRB |= (1<<PB0);
    for(;;) PORTB^=(1<<PB0);
    return 0;
}
```

Doch warum die Frequenz von Hand einstellen, wenn der Mikrocontroller das auch selbst kann! Entsprechende Ein-



stell-Parameter ließen sich zum Beispiel in einem EEPROM festhalten.

Aus schaltungstechnischen Gründen variieren wir hierfür die Parallelkapazität am Oszillatoreingang (das ist allerdings weniger wirkungsvoll als eine Änderung der Serienkapazität). Der Kondensator C1 wird durch eine Kapazitätsdiode ersetzt. Jetzt benötigen wir nur noch eine Steuerspannung für diese Diode, um die Kapazität und damit die Quarzfrequenz einstellen zu können. Der Controller wird so programmiert, dass er an seinem PWM-Ausgang ein Rechtecksignal mit einstellbarer Impulsbreite ausgibt (der AVR kann das, ohne eine Programmzeile zu durchlaufen). Ein RC-Glied (R2 und C6) glättet die Impulse zu einer Gleichspannung, die über R1 auf die Diode gegeben wird. In unserer Schaltung wird die Schottky-Gleichrichterdiode 1N5819 als Kapazitätsdiode genutzt, was tadellos funktioniert! Allerdings muss die Versorgungsspannung bei 5 Volt liegen, um einen größeren Einstellbereich zu erhalten. Die Schaltung mit Handabgleich funktioniert auch bei 3,3 Volt.

In dieser zweiten Schaltung zieht die feste Serienkapazität C3 die Quarzfrequenz nach oben. Die einstellbare Kapazität D1 zieht die Frequenz nach unten, zusammen mit der zweiten Parallelkapazität C4. Der Kondensator C7 hat nur die Aufgabe, die Steuergleichspannung vom Oszillatoreingang fern zu halten. Die Steuerspannung darf daher auch deutlich über der Versorgungsspannung liegen!

In unserer (Experimentier-)Schaltung wird eine „Benutzereingabe“ benötigt, um dem Controller mitteilen zu können, welche Steuerspannung er einstellen soll (die Kalibration erfolgt also nach wie vor manuell). Hierfür haben wir einfach an einem A/D-Wandler-Eingang ein Trimpotentiometer angeschlossen. Die digitalisierte Potentiometereinstellung wird direkt in das Register übertragen, das die Pulsbreite des PWM-Signals einstellt. Am Port PB0 wird wieder die Quarzfrequenz gemessen. Allerdings schafft es diese Firmware nicht mehr, ein Zehntel der Quarzfrequenz auszugeben. Mit ein paar NOP-Befehlen wurde das Verhältnis auf ein Zwanzigstel getrimmt. Im gezeigten Beispiel müssen also 600 kHz an diesem Ausgang gemessen werden.

Die Dimensionierung der Kapazitäten rund um den Oszillator hängt in erster Linie vom gewählten Quarz ab (die in den Bildern angegebenen Werte sind als Richtwerte zu verstehen). Auch bei der Wahl der Kapazitätsdiode wird man um etwas Tüftlei kaum herumkommen.

Die Quelltexte und Hex-Dateien der Mikrocontroller-Programme können kostenlos von der Elektor-Homepage [1] oder den Projektseiten des Autors [2] heruntergeladen werden.

[1] www.elektor.de/091052

[2] <http://elektor.reworld.eu>

Christian Tavernier (F)

Hier kommt eine elektronische Klingel für enthusiastische Mountainbiker, die mit einem Lötkolben umgehen können. Die Schaltung liefert einen viel schöneren Klang als eine einfache Fahrradklingel. Sie werden feststellen, dass viele Passanten überrascht auf die Klänge reagieren!

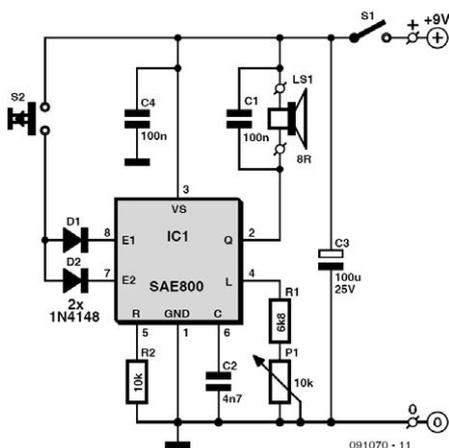
Als Herz der Schaltung wurde ein SAE800 verwendet. Dieses Melodie-IC wurde für elektronische Gongs (speziell für Wohnhäuser) entwickelt. Darüber hinaus sind nur wenige Bauteile erforderlich. Die Schaltung funktioniert mit jeder Versorgungsspannung zwischen 2,8 und 18 V. Mit einer fast leeren Batterie arbeitet die Schaltung also auch noch, auch wenn dies zu Lasten der Lautstärke geht. Die richtige Lautstärke ist bei dieser Anwendung recht

wichtig, darum kann die Leistung innerhalb bestimmter Grenzen mit P1 eingestellt werden.

Schalter S1 ist nur dann erforderlich, wenn Sie das Letzte aus der Batterie herausholen wollen. Aber auch ohne S1 ist die Schaltung sehr sparsam. Wenn die Schaltung nicht (per Druck auf S2) aktiviert ist, schaltet diese automatisch in den Ruhezustand, was einen Stromverbrauch von nur wenigen μA bedeutet.

IC1 kann drei verschiedene Töne erzeugen. Mit Dioden werden wahlweise die Eingänge E1 oder E2 oder beide aktiviert. Da letzteres den schönsten Klang liefert, nämlich eine Kombination von 440 Hz, 550 Hz und 660 Hz, haben wir diese Kombination im Schaltplan gezeigt. In einem Zeitraum von rund 7 s hören wir die einander überlappenden Töne mit abnehmender Intensität. Wer nur D1 oder D2 an die Eingänge anschließt, kann einen anderen Klang auswählen.

Der Aufbau wird mit Sicherheit keine Probleme aufwerfen; jedoch muss die Schaltung in einem wasserdichten Kunststoffgehäuse zum Schutz gegen Regenwasser und Feuchtigkeit untergebracht werden. Aus diesen Gründen sollte auch ein Lautsprecher mit einer Kunststoffmembran (an Stelle einer Papiermembran) ausgewählt werden. Der SAE800 ist bei Reichelt erhältlich.



Für Schalter S1 und für Taster S2 verwendet man am besten die (spritz-)wasserdichte Ausführung. Es gibt Exemplare mit

einer Gummikappe im Handel, die hervorragend geeignet sind.

263 WM-Trockner fertig per Funkklingel

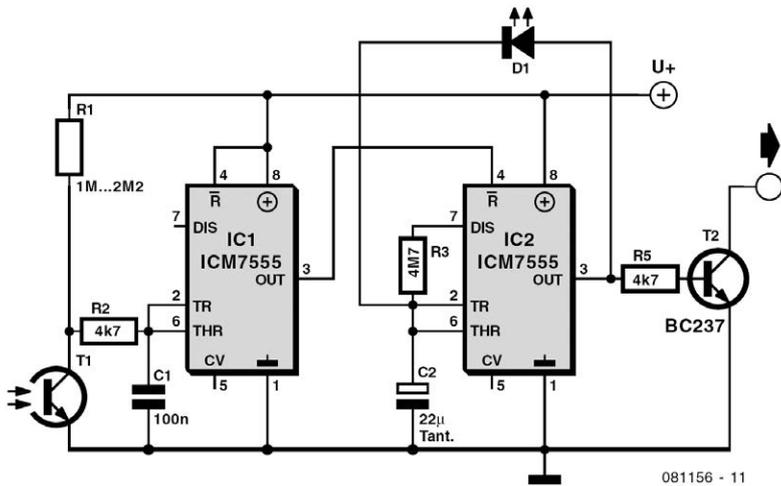
Götz Ringmann (D)

Nicht selten kommt es vor, dass Waschmaschine und Trockner nicht in der Wohnung stehen, sondern im Keller oder – im Worst-case-Fall – in einem Nebengebäude mit Zugang über den Hof. Das ist dann besonders unangenehm, wenn es draußen kalt ist. Da wüsste man vor dem Losgehen schon ganz gerne, ob die Geräte wirklich ihre Arbeit beendet haben...

Zufällig hatte der Autor eine drahtlose Türklingel in der Bastelkiste vorhanden und mit wenigen Bauelementen entstand

die hier vorgestellte Schaltung, die das Aufleuchten der „Ende“-LED am Waschgerät auswertet.

Das optische Signal wird vom Fototransistor T1 aufgenommen. Da die Ansteuerung der Anzeigen in den Geräten anscheinend im Multiplex-Betrieb erfolgt, muss per C1 die pulsierende Spannung an den Eingängen (2) und (6) von IC1 geglättet werden. IC1 ist der gute alte 555, wegen Batteriebetriebs hier in der CMOS-Version. Sein Ausgang (3) hält den Reset-Eingang (4) des zweiten ICM7555 (IC2)



auf Low, solange T1 unbeleuchtet ist. Ist der Wasch-/Trocknungsvorgang zu Ende und die LED leuchtet auf, steuert T1 je nach Typ mehr oder weniger stark durch. Die Empfindlichkeit kann mit R1 angepasst werden.

Sobald die Spannung über C1 unter $\frac{1}{3}$ von U_+ fällt, schaltet IC1 seinen Ausgang (3) auf High und gibt damit IC2 frei. Der lädt jetzt über LED D1, die gleichzeitig als Funktionskontrolle dient, C2 bis auf $\frac{2}{3}$ von U_+ auf. Ist diese Spannung erreicht, schaltet IC2 seinen Ausgang (3) wieder auf Low und entlädt gleichzeitig C2 über „Discharge“ (7) und R3, was in dieser Dimensionierung annähernd eine Minute dauert. Danach erfolgt wieder die Aufladung, solange T1 beleuchtet ist.

Der Transistor T2 kann ein beliebiger NPN-Kleinsignaltyp sein. Er ist parallel

zum (Klingel-)Taster des Funksenders geschaltet und steuert durch, solange der Ausgang (3) von IC2 High ist. Dabei unbedingt auf richtige Polarität achten!

Die Schaltung kann aus der Batterie des Senders mit versorgt werden. Allerdings nimmt jedes IC laut Datenblatt des ICM7555 einen Ruhestrom von $60 \mu\text{A}$ auf, was sich in der Batterielebensdauer niederschlägt. Der verwendete Funkklingelsender ließ sich jedoch auch mit einem 9V-Block betreiben, und der hat eine deutlich höhere Kapazität als die originale Mini-12-V-Batterie.

Bevor man sich an den Bau der Schaltung begibt, sollte man sich davon überzeugen, dass die Reichweite der Funkklingel ausreichend, um die Verbindung zum Waschgerät sicher herzustellen.

Hundepfeife Ronja

264

Stefan Hoffmann (D)

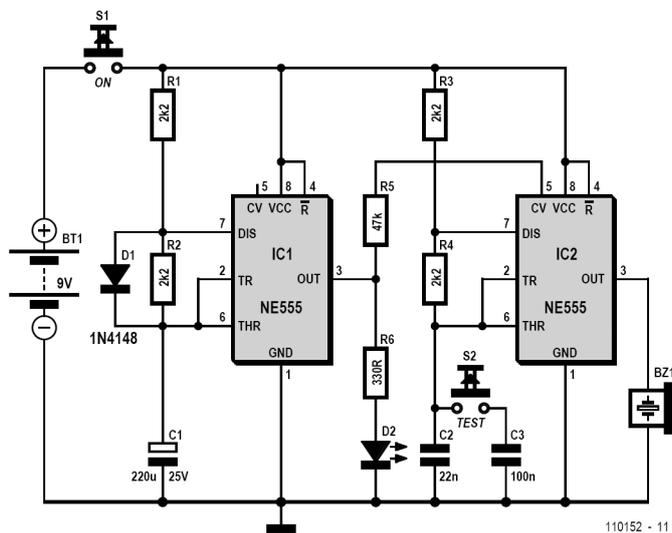
Ronja ist der Hund des Autors, ein Beagle-Mischling, der immer wieder einmal zurückgepfiffen werden muss. So entstand die Idee für eine elektronische Hundepfeife, die alternierend zwei Töne im Hochtonbereich abgeben kann. Eine solche Hundepfeife hat gegenüber herkömmlichem Rufen oder Pfeifen einige Vorteile:

- Man kann sich mit seiner Begleitung ungestört weiter unterhalten, weil man weder rufen noch pfeifen muss.

- Durch den verwendeten Hochtonbereich ist der Pfeifton für (ältere) Menschen kaum hörbar und jedenfalls nicht so störend wie lautes Rufen oder Pfeifen. Hunde hören bekanntlich besser und auch hohe Töne bis zu 40 kHz.

- Durch die zwei unterschiedlich hohen alternierenden Töne kann der Hund das Signal besser von anderen Pfeifsignalen unterscheiden.

443



Die Hundepfeife besteht aus zwei Standard-Timer-ICs 555 (oder einem IC 556), die als astabile Multivibratoren geschaltet sind. Der erste 555 moduliert mit seiner Frequenz von etwa 1,5 Hz die Frequenz des zweiten, so dass dieser im 0,7-Sekundentakt wechselnd zwei verschiedene Frequenzen über den Piezo-Schallgeber sendet. Sollte mit dem verwendeten Piezo-Schallgeber die Lautstärke nicht ausreichen, kann noch ein kleiner Transistorverstärker dazwischengeschaltet werden.

Die Schaltung verbraucht nur Strom, wenn sie durch Drücken von S1 aktiviert wird. Eine optionale grüne LED dient zur Funktionskontrolle. Wenn S2 gedrückt wird, verringert sich die Frequenz, damit man sie zur Funktionskontrolle (besser) hören kann.

Die beiden 555 sind als astabile Multivibratoren geschaltet. Bei IC1 bestimmen R1, R2 und C1 die Frequenz. Die Diode D1 bewirkt ein halbwegs symmetrisches

Tastverhältnis, weil C1 nur über R1 geladen und nur über R2 entladen wird.

Bei IC2 wird der Kondensator C2 ohne Diode über R3 und R4 geladen und nur über R4 entladen. Die Frequenz liegt hier bei etwa 10 kHz (mit C2 = 22 nF) beziehungsweise 1,8 kHz, wenn S2 gedrückt ist und den Kondensator C3 parallel schaltet. Man kann durchaus auch eine sehr hohe Frequenz von etwa 22 kHz verwenden (mit C2 = 10 nF), die nur noch Hunde (und einige andere Tiere) hören. Mit C2 = 15 n sind es etwa 15 kHz.

IC1 moduliert über R5 die von IC2 gesendete Frequenz. Die grüne LED D2 liegt über R6 als Vorwiderstand am Ausgang von IC1 und blinkt somit mit dessen Frequenz.

Die vom Piezolausprecher erzeugte Lautstärke lässt sich bei 10 kHz (C2 = 22 n) noch gut gehörmäßig kontrollieren. Erscheint sie zu niedrig, kann man am besten einen effektiveren Lautsprecher (Piezo-Hochtonhorn) verwenden.

Anders Gustafsson (Finnland)

Auf einem Segelboot ist der Ladezustand des Bordakkus ziemlich wichtig. Beim Autor wird ein 120-Ah-Akku von einem 25-W-Solar-Panel geladen. Seit er ein BattMeter installiert hat, hat er beim Segeln eine Sorge weniger. Die Elektronik besteht aus zwei Teilen: einer Sensor- und einer Anzeigeschaltung.

Bei Blei-Akkus darf man die Selbstentladung nicht vernachlässigen. Üblicherweise wird sie in Prozenten der Kapazität pro Monat bei 25 °C angegeben. Bei einem Wert von 5 % für einen voll geladenen 100-Ah-Akku hat man also nach einem Monat nur noch 95 Ah übrig. Hinzu kommt noch die Temperaturabhängigkeit der Selbstentladung: sie verdoppelt sich nämlich alle 10 °C oberhalb von 25 °C und halbiert sich alle 10 °C darunter. Das ist der Grund, warum Akkus länger leben, wenn sie kalt (aber nicht gefrierend) gelagert werden.

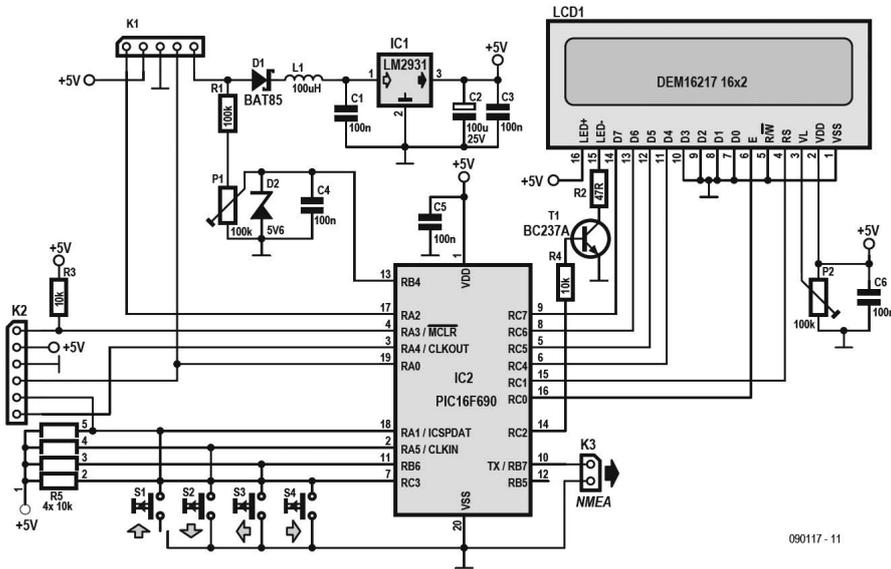
Um die Ladung eines Akkus korrekt zu messen, muss man sowohl den Lade- als auch den Entladestrom erfassen. Außerdem sollte die Temperatur gemessen werden, damit die Selbstentladung einigermaßen genau geschätzt werden kann. Um die Sache noch komplexer zu machen: Weder bei den Solarzellen noch beim Motor des Kühlschranks fließen konstante Ströme, der gelieferte und verbrauchte Strom schwankt stark. Daher muss die Elektronik Ströme im Bereich von einigen 10 mA



bis hin zu einigen 10 A genau und mit ausreichender zeitlicher Auflösung messen.

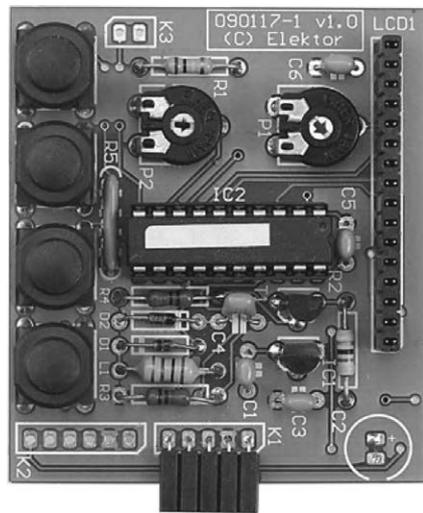
Das Messen von Ladung bezeichnet man auch als Coulomb-Zählen. Faktisch handelt es sich dabei um eine Integration des Stroms über der Zeit. Man integriert also die Ergebnisse der Strommessungen permanent zu einem Wert, der die Ladung repräsentiert. Hierzu misst man entweder den Strom und integriert die Messungen numerisch oder aber man steuert mit dem Strom einen Frequenzgenerator und zählt dessen Impulse. Beide Methoden haben ihre Vor- und Nachteile. Beim Zählen umgeht man die Quantisierungsfehler von Messungen, was prinzipiell zu einer höheren Genauigkeit führt. Aus diesem Grund wurde hier das Zählverfahren präferiert.

Als Ladungszähler kommt das IC BQ2018 von Benchmarq (seit kurzem von TI geschluckt) zum Einsatz. Es handelt sich dabei um ein winziges IC, das für die Integration in Akku-Packs gedacht ist. Es

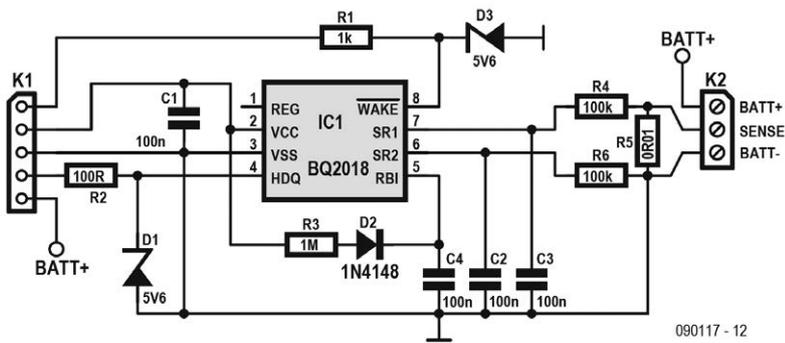


090117-11

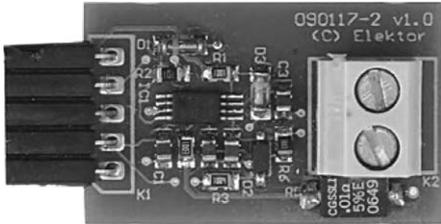
enthält alle wichtigen Teile samt serieller Schnittstelle und benötigt nur wenige externe Bauteile. Das IC wird mitsamt diesen Komponenten auf eine kleine Platine gesetzt, die wiederum direkt beim Akku untergebracht wird, damit dessen Temperatur richtig erfasst werden kann. Mit auf die Platine kommt der Shunt R5, ein SMD-Widerstand von Welwyn mit 10 mΩ und einem Temperaturgang von nur 20 ppm/K. Da die maximale Eingangsspannung des ICs 200 mV beträgt, können damit maximal 20 A gemessen werden. Für größere Anlagen und somit größere Ströme nimmt man daher einen Shunt mit geringerem Widerstand. Für R4 und R6 sind Metallfilm-Widerstände angebracht, um niedriges Rauschen zu gewährleisten. Die Spannung an R5 sollte direkt an dessen Anschlüssen mit R4 und R6 abgegriffen werden. Dabei muss der Akkustrom mit dicken Drahtstücken direkt an die Anschlüsse von R5 herangeführt werden. Die



Sensor-Platine wird über K1 vom Anzeige-Modul versorgt. Die Logik der Anzeige basiert auf einem PIC16F690. Der Sensor wird ganz gemächlich alle 30 s kurz um Daten gebeten, sodass der Mikrocontroller der Anzeige



090117 - 12



schnell passieren, da das erste Datenbit schon direkt nach dem Ende des R/W-Bits des Befehls anliegt. Wenn man NMEA im Source-Code spezifiziert, werden die NMEA-Daten wie folgt ausgegeben:

```
; $IIXDR,U,vvvvvv*CS
; $IIXDR,A,aaaaaa*CS
; $IIXDR,G,hhhhh*CS
```

genug Zeit für die Berechnung und Darstellung der aktuellen Ladung hat. Da die Register des BQ2018 nur 16 bit breit sind, muss man sie rechtzeitig auslesen und rückssetzen, bevor sie überlaufen. In unserem Fall wäre das frühestens nach sechs Stunden der Fall. Die Schaltung ist so gestrickt, dass der Sensor den Mikrocontroller sogar aus dem Sleep-Modus aufwecken könnte, wenn ein gewisser Wert überschritten wird. Dieses Verhalten ist aber noch nicht in Software umgesetzt. Die serielle Datenübertragung des BQ2018 folgt einem ungewöhnlichen „hdq“-Protokoll. Es wäre zwar möglich, zum Lesen den UART des Controllers einzusetzen, doch wird dieser für einen NMEA-Ausgang benötigt. Das Problem wird daher per Software gelöst. Im Prinzip schickt der PIC ein Kommando und ändert den Ausgang sofort zu einem Eingang, um die anstehenden Daten einzulesen. Das muss sehr

Also Spannung, dann Strom und Ladung. Wenn zusätzlich IDEBUG definiert ist, werden folgende Daten ausgegeben:

```
;ctc;ccr;dtc;dc;ctc0;ccr0;dtc0;dc
r0;charge;amps;volts
```

Letzteres eignet sich besonders für das Debugging. Der Source-Code ist wie immer kostenlos von der Elektor-Webseite [1] zu diesem Artikel downloadbar, genauso wie ein Platinen-PDF. Dort kann man außerdem einen fertig programmierten PIC16F690 bestellen.

Der Sensor wird wie folgt angeschlossen: Man löst den Minuspol des Akkus und verbindet dieses Kabel mit dem Minusanschluss der Sensorplatine. Der Plusanschluss der Platine kommt dann an den Minuspol des Akkus. Nun benötigt der Anschluss BATT+ der Platine noch eine Verbindung zum Pluspol des Akkus. K1

und K1 werden mit einem fünfadrigen Kabel verbunden.

Zur Offset-Kalibrierung darf zunächst kein Strom durch den Shunt fließen. Dann hält man den ↑-Taster während des Einschaltens gedrückt. Nun ist man im Kalibrations-Modus und sieht einen laufenden Zähler auf dem Display. Nach etwa einer Stunde wird der gemessene Offset angezeigt und im EEPROM des Chips gespeichert. Um nun die Spannung zu kalibrieren, muss man diese zunächst mit einem DVM messen und dann P1 so einstellen, dass sich der gleiche Wert auf dem Display ergibt.

Um die Akku-Kennwerte einzugeben, drückt man dann auf → bis „Maintenance“ auftaucht, worauf man ↓ betätigt. Nun

kommt man in ein Menü, in dem man mit den Pfeiltasten (← und →) navigieren kann. Nachdem man einen Wert passend eingestellt hat, kann man dies mit ↓ bestätigen oder mit ↑ ohne Speicherung abbrechen.

Mit den linken und rechten Pfeiltasten erreicht man noch mehr Einträge, in denen lediglich eine Null steht. Deren Funktion entnimmt man dem Source-Code.

Der Autor betreibt eine extra Webseite zum BattMeter [2]. Dort werden auch Software-Updates veröffentlicht.

[1] www.elektor.de/090117

[2] www.dalton.ax/battmeter

Martin Dümig (D)

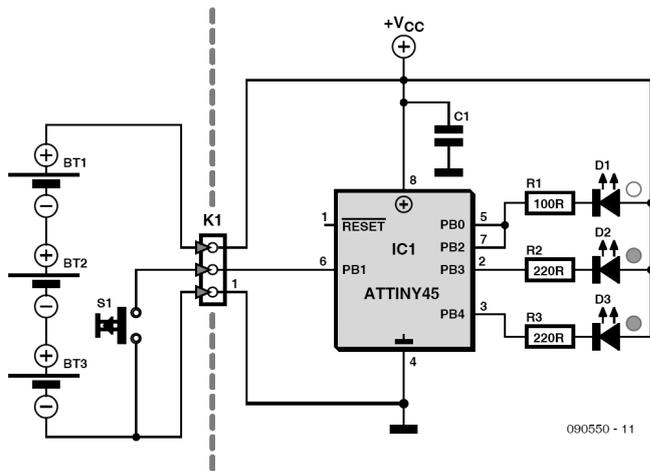
Die Augen brauchen bis zu einer Stunde, bis sich die Iris voll geöffnet hat und damit die Lichtempfindlichkeit maximal wird. Um diesen Adaptionsvorgang nicht zu stören, verwenden Astronomen rotes Licht. Für eine Lampe zur Sternenbeobachtung sind auch noch weitere Eigenschaften wünschenswert. Hier einige Features der vorgestellten Lampe:

- Rotlicht für die Beobachtungsphase
- Dimmbarkeit
- Einfache Bedienung (evtl. auch mit Handschuhen)

- Weißlicht für den Auf- bzw. Abbau des Teleskops
- Sicherheit vor Fehlbedienung (kein versehentliches Weißlicht)
- Vorhandene Lampe lässt sich umbauen

Die Lampe wird mit nur einem Taster bedient, beim Drücken passiert Folgendes:

- Bei ausgeschalteter Lampe kürzer als 5 Sekunden = Rotlicht an.
- Bei ausgeschalteter Lampe länger als 5 Sekunden = Weißlicht an.



090550 - 11

- Bei Rotlicht kürzer als 1 Sekunde = Lampe aus.
- Bei Rotlicht länger als 1 Sekunde = abwechselnd helles oder dunkles Dimmen.
- Bei Weißlicht = Licht aus.

Die Lampe merkt sich außerdem die Einstellung der Rotlichthelligkeit.

Ausgangsbasis für den Umbau ist eine 6-€-Stirnlampe aus dem Baumarkt, die sieben weiße LEDs und einen spritzwassergeschützten Taster besitzt.

Die Lampe enthält ein Batteriemodul für drei AAA-Zellen (4,5 V) mit zwei Kontaktfedern, die auf Kontaktflächen einer eingebauten Platine drücken. Auf dieser befindet sich der Taster zur Bedienung der Lampenfunktionen. Von dort führen drei Drähte zur Platine mit den LEDs und dem LED-Treiber-IC. Diese drei Drähte sind: Masse (GND), +4,5 V (VCC) und Taster (Kontakt nach Masse).

Beim Umbau wird die originale Platine mit den LEDs und dem LED-Treiber-IC entfernt und durch eine Platine mit der Elektronik des Autors ersetzt. Links im

Schaltbild ist der weiter verwendete Teil der ursprünglichen Lampenschaltung (Batteriehalter und Taster) zu sehen.

Die neue LED-Platine ist mit einem ATtiny45-Mikrocontroller und drei LEDs mit Vorwiderständen bestückt (zwei diffuse rote und eine weiße LED). Letztere kann der ausgebauten Original-LED-Platine entnommen werden (max. LED-Strom ca. 50 mA). Da ein Prozessor-Ausgang nur 20 mA liefern kann, ist die weiße LED mit zwei Prozessorpins verbunden. Den Pufferkondensator C1 kann man bei Platzmangel weglassen.

Die in Assembler erstellte Firmware (inklusive Sourcecode) kann von der Webseite zu diesem Projekt [1] heruntergeladen werden, dort kann man auch einen bereits programmierten ATtiny45-Controller bestellen. Wer selbst programmieren möchte, kann in der Software verschiedene ATtiny-Controller und auch den AT90S2343 (der vom Autor ursprünglich verwendet wurde) auswählen. Der Platz für das Programm im Mikrocontroller ist übrigens bei weitem noch nicht ausge-

schöpft, Erweiterungen sind also leicht möglich. Die Widerstände R1 bis R3 lassen sich dem Spannungsabfall an den verwendeten Leuchtdioden anpassen. Der Spannungsabfall am Prozessor ist nahezu vernachlässigbar. Die Lampe wird nur über den Mikrocontroller ausgeschaltet,

der dann im Tiefschlaf laut Datenblatt unter $1 \mu\text{A}$ verbraucht, was im Bereich der Selbstentladung der Batterien liegt. Das Aufwecken erfolgt durch den Massepegel an PB2 (bei gedrücktem Taster).

[1] www.elektor.de/090550

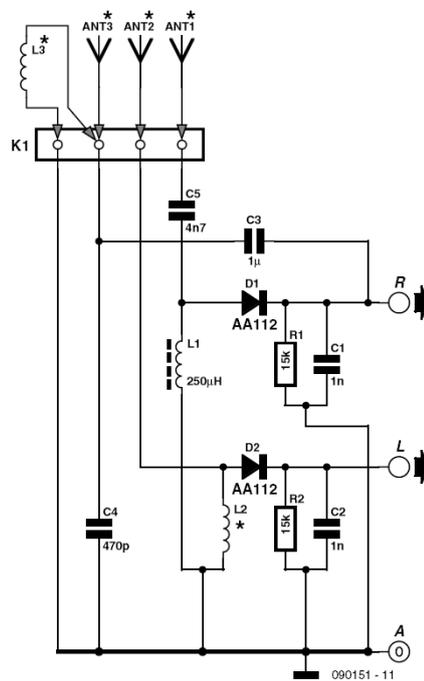
267

Smoggy

Der Walkman als Elektrosmog-Detektor

Tony Ruepp (D)

Auch wenn der gute alte Walkman heutzutage kaum noch benutzt wird, wäre es schade, ihn einfach zu entsorgen: Aus dem eingebauten NF-Verstärker lässt sich nach Entfernen des Tonkopfs nämlich noch ein hervorragender Elektrosmog-Detektor für unterschiedliche Aufgaben bauen. Leser mit HF-Erfahrung werden im Schaltbild un schwer die beiden mit Dioden und Spulen aufgebauten Detektor-Empfänger erkennen, die zum Auffangen und Demodulieren hochfrequenter Signale dienen. Mit seiner Spule von 4 Windungen (L_2) deckt ein Empfänger den höherfrequenten Bereich elektromagnetischer Wellen ab, während der zweite Detektor für den unteren Frequenzbereich zuständig ist. Aus diesem Grunde benötigt er auch eine Spule mit einer höheren Windungszahl: L_1 ist eine HF-Drossel mit ca. $250 \mu\text{H}$. Der genaue Wert ist nicht kritisch, es können auch $220 \mu\text{H}$ oder $330 \mu\text{H}$ sein.



450

Die Ausgänge beider Detektor-Empfänger führen zu den Kabeln, die zuvor vom Tonkopf abgetrennt wurden: dem rechten und linken Eingang des Walkman-NF-Verstärkers. Beachten Sie dabei bitte, dass die Abschirmung des Tonkopf-Kabels nicht unbedingt mit der Masse der Verstärkerschaltung identisch sein muss. Da es sich um einen Stereo-Verstärker handelt, lassen sich beide Kanäle und damit beide HF-Bereiche gleichzeitig abhören.

An einen Kanal des Verstärkers kann über einen Kondensator (C3) unter Umgehung der Diode D1 und damit der Demodulation zusätzlich noch eine dritte Spule (L3, z.B. eine Telefonadapterspule) zum Auffinden niederfrequenter magnetischer Wechselfelder oder ein langes Drahtstück zum Empfang niederfrequenter elektrischer Wechselfelder angeschlossen werden. Solche Quellen machen sich zumeist durch ein deutliches 50-Hz-Brummen im Kopfhörer bemerkbar. Was letztlich im Detail gehört wird, lässt sich nur schwer vorhersagen, da jeder Ort über seine eigenen, individuellen Störquellen verfügt.

Mit etwas Übung wird es dem Anwender jedoch gelingen, Störquellen anhand ihrer Geräusche zu identifizieren.

Insgesamt kann man also vier verschiedene „Aufnehmer“ an die Eingänge der Schaltung anschließen: ANT1 (ca. 50 cm lange Stabantenne), ANT2 (3,5 cm kurze Stabantenne), ANT3 (ca. 1 m lange Drahtantenne für niederfrequente elektrische Felder) und eine Spule für magnetische Felder. Zum Schluss noch zwei Hinweise:

1. Für D1 und D2 sind nur Germaniumdioden verwendbar. Mit Siliziumdioden ist die Empfindlichkeit wegen der höheren Schwellenspannung deutlich geringer.
2. Smoggy erlaubt keine Aussage über die absolute Feldstärke und erst recht keine Aussage über eine mögliche Schädlichkeit der aufgespürten Störfelder. Es handelt sich um einen Detektor zum Aufspüren und relativen Vergleich von Störsignalen.

Kleine Lampen

mit hohem Standby-Verbrauch 268

Leo Szumylowycz (D)

Bei einem bekannten Lebensmitteldiscounter gab es kürzlich als Aktionsware Tischlampen mit 3-Stufen-Sensordimmer

in verschiedenen Ausführungen zu kaufen. Praktisch vor allem als Nachttischlampe: Es gibt keinen Schnurschalter,



nach dem man im Dunkeln suchen beziehungsweise tasten muss. Einfach nur das Lampengehäuse berühren – und schon geht das Licht an.

Nach dem Kauf mehrerer Exemplare, die allesamt mit 25-W-Glühbirnen (E14) bestückt waren, wurde zunächst die Funktion geprüft und für gut befunden. Bei der Messung des vom Hersteller beziehungsweise Importeur nicht angegebenen Standby-Verbrauchs gab es aber eine Überraschung: Das Energiemessgerät zeigte bei ausgeschalteter Lampe eine Leistungsauf-

nahme von 13 Watt! Auch das Heraus-schrauben der Glühbirne änderte daran nichts, es blieb bei einer Anzeige von 13 Watt. Bei eingeschraubter Birne ergab die Messung in der ersten Dimmstufe 18 Watt, in der zweiten 23 Watt und schließlich in der dritten Stufe – bei maximaler Helligkeit – 28 Watt.

Der Verbrauch bei 0 % Helligkeit beträgt demnach 52 % der Leistung der Glühbirne! Da kann man sich wirklich nur wundern, dass so etwas noch in den Handel gelangt. Bei 20 Cent/kWh übersteigen die Standby-Stromkosten bereits nach weniger als einem halben Jahr den Kaufpreis der Lampe, und pro Jahr sind es mit 113,88 kWh mehr als 20 €!

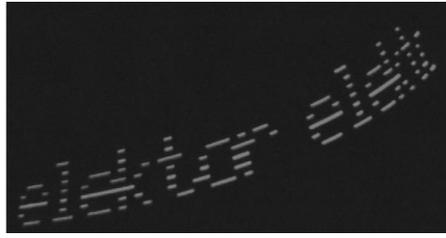
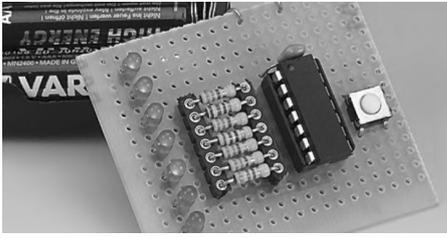
Fazit: Hier lohnt die Nachrüstung eines Netzschalters, zum Beispiel in Form eines Schnurschalters, um wenigstens tagsüber vollständig abzuschalten. Und bei Geräten ohne Netzschalter sollte man immer auf den Standby-Verbrauch achten – am besten schon vor dem Kauf!

269 Diskreter Low-drop Spannungsregler

Jac Hettema (NL)

Der Spannungsregler wurde für den Betrieb eines Audio-Verstärkers erdacht, der mit einem TDA1516Q aufgebaut ist. Der Verstärker befindet sich in einem PC, so dass dort auch passive Lautsprecherboxen angeschlossen werden können. Die Störsignale auf den Betriebsspannungen

des PC sind so stark, dass der Verstärker nicht daran betrieben werden kann. Die vom Netztrafo kommende Wechselspannung 12 V wird gleichgerichtet und geglättet; die gleichgerichtete Spannung beträgt etwa 16 V. Stellglied ist P-Kanal-MOSFET T1, sein Gate wird über einen



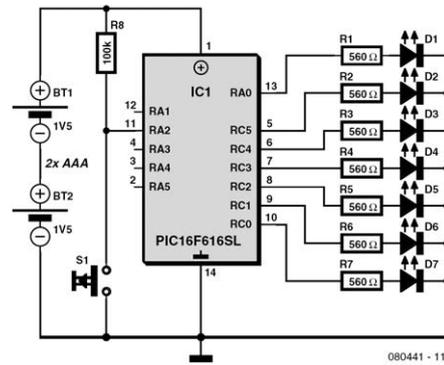
de, ähnliche Einzelbilder nicht voneinander unterscheiden, es erkennt sie als fließende Bewegung. Nur durch diese „Unzulänglichkeit“ kann der Mensch auf der Kinoleinwand und am TV-Bildschirm kontinuierliche Abläufe wahrnehmen. Von diesem Prinzip macht auch die Steuerung der sieben LEDs Gebrauch. Die LEDs stellen in schneller zeitlicher Folge Teile von Textzeichen dar, das Auge nimmt die Teile als gleichzeitig vorhanden wahr.

Jedes Textzeichen ist aus Punkten zusammengesetzt, die als rechteckiges Raster angeordnet sind. Das Raster besteht aus sieben Zeilen und fünf Spalten. Die sieben LEDs sind vertikal angeordnet, sie leuchten in schneller Folge in den Punktfigurationen der fünf Spalten auf. Wenn die LEDs jedes Mal um eine kurze Distanz horizontal bewegt werden, bevor sie die Punktfiguration der nächsten Spalte anzeigen, erkennt das Auge die Darstellung eines vollständigen Textzeichens. Die LEDs wechseln hier die Punktfigurationen mit einer Frequenz von ungefähr 200 Hz. Wenn sie schnell bewegt werden, ist nicht nur ein einzelnes Textzeichen, sondern sogar eine kurze Botschaft darstellbar. Die Steuerung der LEDs übernimmt ein Mikrocontroller des Typs PIC16F616 von Microchip. Dieser Mikrocontroller ist noch bei der niedrigen Betriebsspannung von 2 V funktionsfähig, so dass zwei 1,2-V-Akkus im Format

„AAA“ (Mikro) oder „AA“ (Mignon) als Energiequelle ausreichen. Der Betrieb mit Akkus ist zu empfehlen, denn Akkus sind umweltfreundlicher als nicht wiederaufladbare Batterien. Alternativ zu den Akkus ist auch eine Knopfzelle, beispielsweise der Typ CR2035 verwendbar.

Die Botschaft kann mit Hilfe einer Excel-Tabelle erstellt werden, wobei in die Felder entsprechend dem Textpunkttraster Nullen und Einsen eingetragen werden. Die generierte Datei enthält den Hex-Code der zugehörigen Konstanten des Mikrocontroller-Programms. Eine so generierte Datei steht auch bei [1] zum Download bereit.

Damit der schwebende Text tatsächlich erkennbar ist, bedarf es meist einiger Übung. Ein kurzer Druck auf Taster S1



startet das Mikrocontroller-Programm. Danach kommt es auf die Synchronisierung der horizontalen Handbewegung mit der Darstellung der Textzeilen-Spalten an. Die Botschaft ist leichter lesbar, wenn die Bewegung nach einem weiteren Druck auf S1 wiederholt wird.

In den Flash-Speicher des Mikrocontrollers passen auch kurze Sätze hinein. Wenn

das nächste Wort angezeigt werden soll, muss Taster S1 länger als 0,6 Sekunden gedrückt werden. Im Dunkeln ist der dargestellte Text natürlich leichter lesbar als im Hellen.

Weblink

[1] www.elektor.de/080441

IR-Tester

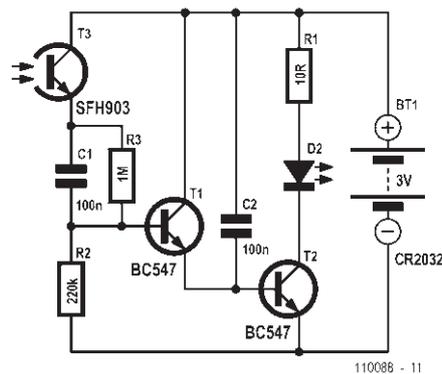
271

Georg Schmülling (D)

Wer kennt das nicht: Beim Druck auf die Tasten der Fernbedienung reagiert das Gerät nicht und es stellt sich die Frage, wo der Fehler liegt. Mit dem bloßen Auge lässt sich die Funktion von Infrarot-LEDs jedoch nicht überprüfen. Hier hilft ein kleines Testgerät, mit dem sich die grundsätzliche Funktion einer IR-Fernbedienung schnell und einfach überprüfen lässt.

Die Schaltung besteht im Prinzip aus einer Darlington-Verstärkerstufe mit drei Transistoren, wobei der erste Transistor ein IR-Fototransistor ist. Für Umgebungslicht ist die Schaltung sehr unempfindlich. Der IR-Transistor wird zwar auch von konstantem (nicht moduliertem) Infrarotlicht aufgesteuert (das einfallende Licht erzeugt den Basisstrom des Transistors), allerdings fließt dann auch nur ein konstanter Gleichstrom über R3 und R2. Der von diesen beiden (hochohmigen) Widerständen gebildete Spannungsteiler sorgt aber

dafür, dass die nachfolgende Darlingtonstufe mit T1 und T2 von diesem Strom nicht aufgesteuert werden kann. Bei der niedrigen Betriebsspannung von 3 V bleibt die Spannung an R2 auch dann unter der Schwellenspannung der Darlingtonstufe von etwa 1,2 V ($2 \times U_{BE}$), wenn der Fototransistor leitet.



110088 - 11

455

Ganz anders sieht es aus, wenn der Fototransistor ein impulsmoduliertes IR-Signal empfängt, wie es von den IR-LEDs einer IR-Fernbedienung gesendet wird: Dieses Impulssignal mit einer Frequenz von 35 bis 40 kHz gelangt über den Kondensator C1 direkt und ohne Abschwächung an die Basis der Darlingtonstufe und wird von dieser kräftig verstärkt, so dass die LED leuchtet und so das Funktionieren der Fernbedienung anzeigt. Der Kondensator C2 integriert das verstärkte Impulssignal, damit die LED auch bei kurzen Bursts des modulierten IR-Signals sichtbar leuchtet. Besonders hervorzuheben ist der geringe Ruhestrom der Schaltung von unter 500

nA, so dass der Batterie auch ohne einen Ausschalter ein langes Leben beschieden ist.

Die Auswahl der Bauteile ist unkritisch. Für T3 kann fast jeder IR-Fototransistor verwendet werden, und für T1 und T2 eignen sich alle Standard-NPN-Kleinsignaltransistoren.

Für den Aufbau hat der Autor eine Platine entwickelt und Fräsdateien (GBR und HPGL) zum kostenlosen Download [1] von der Elektor-Website zur Verfügung gestellt.

[1] www.elektor.de/110088

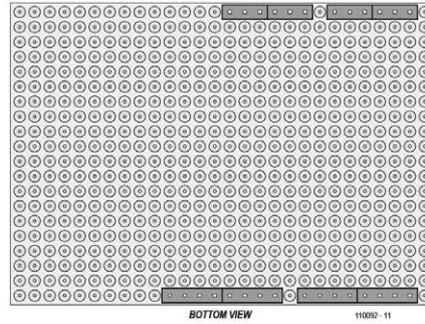
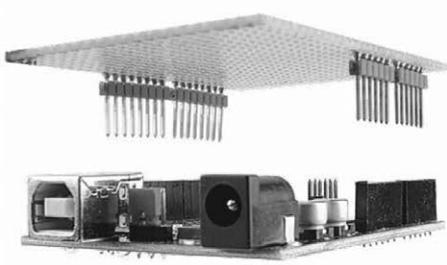
Michael Gaus (D)

Die Arduino Mikrocontroller-Plattform ist ziemlich populär. Ein wesentlicher Grund dürfte dabei auch die große Verfügbarkeit an Aufsteckplatinen („Shields“) sein, die Zusatzhardware enthalten und sehr schnell gegeneinander ausgetauscht werden können.

Solche Shields kann man sich mit wenig Aufwand selbst bauen. Da die entsprechenden Buchsenleisten der Arduino-Boards „Uno“, „Duemilanove“ und „Diecimila“ an der gleichen Stelle sitzen und überdies gleich belegt sind, lassen sich die Selbstbau-Shields wahlweise für alle drei Controllerboards verwenden.

An Hardware benötigen wir nur eine Standard-Lochrasterplatine sowie Stiftleisten mit 2,54 mm Rastermaß. Die richtige Position der Stiftleisten kann man der Zeichnung entnehmen (von der Platinenunterseite aus gesehen).

Zur Montage steckt man die Stiftleisten am besten zuerst in die Buchsen auf der Arduino-Platine. Die Lochrasterplatine sollte man nun auf die Stiftleisten aufsetzen, wobei man zwischen der Platinenunterseite und dem Kunststoffelement der Stiftleiste etwas Abstand lassen sollte – hier muss später noch gelötet werden. Da der Abstand der Buchsen auf der Arduino-



Platine leider nicht dem Standard-Rastermaß von 2,54 mm entspricht, müssen die Stiftleisten teilweise ein wenig zurechtgedrückt werden.

Wenn nun die Arduino-Platine auf die Seite gedreht wird, kann man die Stiftleisten mit den Lötunkten auf der Unterseite der Lochrasterplatine verlöten.

Ein so aufgebautes Shield ist auf dem Foto zu sehen. Auf der Platinoberseite können dann die Bauteile der Zusatzschaltung platziert und auf der Platinenunterseite verlötet werden. Drahtstücke sorgen dort für eine Verbindung zwischen den Bauteilen und den Stiftleisten.

Tiny-Pulser

273

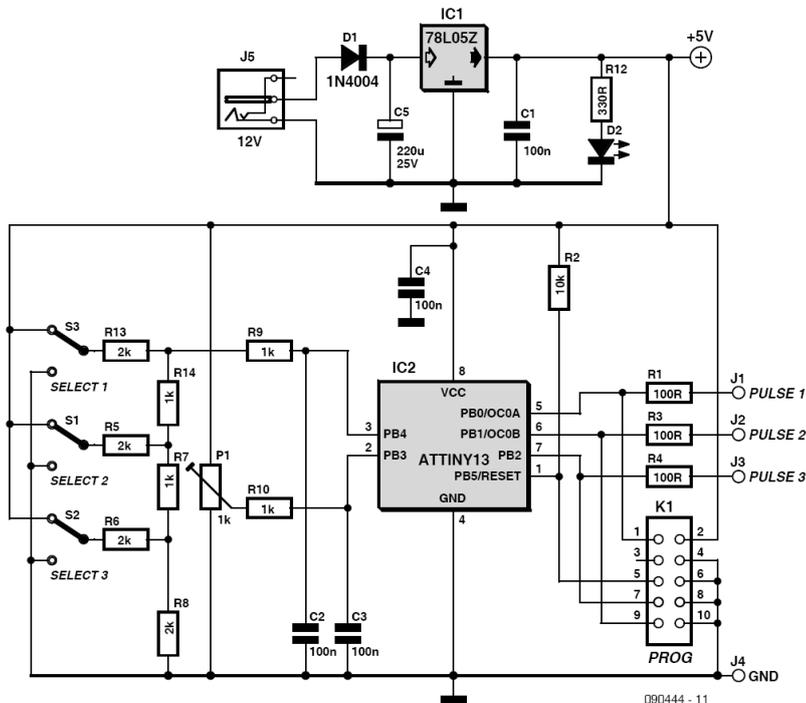
Wilfried Wätzig (D)

Für den Test seiner Schaltungen benötigte der Autor immer wieder mehrere unterschiedliche digitale Signale, ein einfacher Funktionsgenerator reichte nicht aus. Kurzerhand wurde dieser Pulsgenerator mit drei Ausgängen entworfen, der unterschiedliche Impulssequenzen variabler Frequenz generieren kann.

Herz des Ganzen ist ein ATtiny13 von Atmel. Dieser kleine AVR-Controller besitzt fünf nutzbare Ports; drei davon (PB0,

PB1, PB2) werden als Ausgänge für die Impulse und zwei (PB3, PB4) als Eingänge für den ADC verwendet. Mit den drei Schaltern SELECT 1..3 und dem R2R-Netzwerk (R5, R6, R7, R8, R13, R14) wird eine Spannung am PB4 eingestellt, die im Programm den Impuls-Sequenz-Modus (0..7) bestimmt. Mit der am Potentiometer R11 eingestellten Spannung an PB3 wird die Frequenz der Impulse geregelt, einstellbar ist ein Bereich von 290 Hz bis ca. 8 kHz.

457



In der Zeichnung sind die Modi 0...6 im Zeitdiagramm dargestellt:

Modus 0/1: Impulse mit variabler Frequenz nicht überlappend (positiv/invertiert)

Modus 2/3: Impulse mit variabler Frequenz voll überlappend (positiv/invertiert)

Modus 4/5: Impulse mit variabler Frequenz teilweise überlappend (positiv/invertiert)

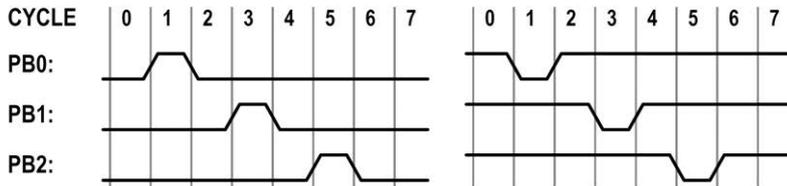
Modus 6: 3-bit-Binär-Zähler mit variabler Frequenz

Der Modus 7 ist ein Spezialmodus. Über die Ausgänge PB0 und PB1 werden PWM-Signale mit einer Frequenz von 2300 Hz ausgegeben. An PB1 lässt sich ein PWM-Signal abgreifen, das zyklisch

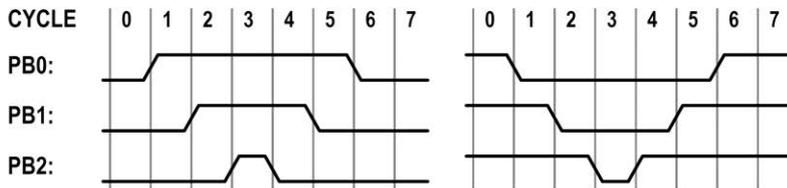
von 0...100 % (0...255) und zurück läuft (Rampe, Frequenz etwa 0,5 Hz). Das PWM-Signal an PB0 lässt sich über ADC3 steuern. An PB2 wird der Puls von TIMER0 ausgegeben, zu dessen Rolle gleich mehr.

Die Firmware für den Tiny-Pulser wurde in Assembler mit dem AVR Studio 4 von Atmel geschrieben. Besonderer Wert wurde auf einen schnellen Code gelegt, denn die Generierung der Ausgangsimpulse erfolgt in der Interrupt-Routine von TIMER0. Die Pulssequenz wird mit einem Zyklusähler von 0...7 erzeugt, die Werte der drei Ausgangssignale sind in einer als Matrix angeordneten Tabelle als Funktion des Modus (0...6) gespeichert. Der entsprechende Wert aus der Matrix PULS[MODUS, ZYKLUS] wird bei

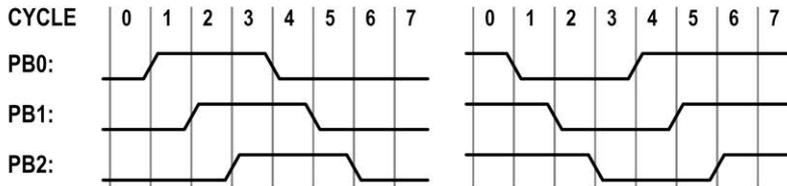
MODE 0/1



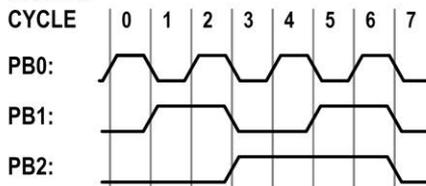
MODE 2/3



MODE 4/5



MODE 6



090444 - 12

jedem Interrupt von TIMER0 ausgelesen und auf die Ausgänge gegeben. Der Mikroprozessor ATtiny13 wird mit dem internen RC-Oszillator von 4,8 MHz betrieben; die Fusebits müssen entsprechend eingestellt werden:

FUSES:

CKSEL = 0,1 → 4.8 MHz
CKDIV8 = 0 → no divide by 8
SUT = 1,0 → slow rising power

Source- und Hexcode sind von der Elektorwebsite downloadbar (www.elektor.de/090444), mehr zur Programmierung erfährt man in einem Readme-File. Wer nicht selbst programmieren will, kann den programmierten Controller unter der Nummer 090444-41 im Elektorshop bestellen (www.elektor.de/090444).

Piet Germing (NL)

Die meisten Heimwerker besitzen Geräte, die mit Akkus betrieben werden. Leider sind die Akkus (insbesondere die preiswerten Modelle) so gut wie immer leer, wenn nach längerer Zeit ein Einsatz ansteht. Schuld ist die Selbstentladung der Akkus, ein Vorgang, der unvermeidlich ist. Die Akkus in den Ruhezeiten ununterbrochen an ein Ladegerät zu hängen, ist wenig zweckmäßig. Einfache Akkulader beschädigen die Akkus langfristig durch Überladen, weil sie konstante Ladeströme abgeben. Hinzu kommt, dass unnötig Energie verschwendet wird.

Eine wenig aufwendige, energiesparende und vor allem akkufreundliche Methode ist das Beschränken der Ladedauer durch einen Timer. Die Ladeströme einfacher Lader sind so bemessen, dass die Akkus in 5 (Schnelllader) bis 15 Stunden (Normallader) geladen sind. Wegen des Wirkungsgrads von etwa 70 % muss der Ladestrom 0,35 C beziehungsweise 0,1 C betragen (C = Akkukapazität in Ah). Die Selbstentladung eines geladenen Akkus beträgt maximal 5 % pro Tag, sie wird kompensiert, wenn der Akkulader den Akku mit dem Duty-Cycle 1 % beziehungsweise 3

% lädt. Das bedeutet, dass der originale Lader den Akku pro Tag eine Viertelstunde beziehungsweise eine Dreiviertelstunde laden muss.

Mit einer preiswerten 24-Stunden-Schaltuhr aus dem Baumarkt lässt sich die beschriebene Methode leicht in die Praxis umsetzen. Mechanische Versionen sind meistens viertelstunden-genau, bei Modellen mit stiftförmigen Mitnehmern beträgt die minimale Schaltzeit in der Regel eine halbe Stunde.

Es wird empfohlen, die Ladeperioden möglichst kurz zu halten und sie über den Tag zu verteilen. Das beugt Beschädigungen vor, falls der Akku trotzdem einmal überladen werden sollte. Bei kurzen Ladeperioden kann sich der Akku weniger schnell überhitzen, was die häufigste Ursache von Akkuschäden ist.

Normalerweise schadet es nicht, wenn der Akku eine oder auch mehrere Viertelstunden länger geladen wird, als zur Kompensation der Selbstentladung nötig ist. Dadurch werden auch teilentladene Akkus langfristig wieder aufgeladen.

R. Pretzenbacher (A)

Bei der Entwicklung von Schaltungen mit Mikrocontrollern ist trotz all der schönen Simulatoren manchmal ein richtiges Display eine große Hilfe. Gern verwendet werden für solche Zwecke LCDs mit HD44780-kompatiblen Controllern, denn sie sind nicht nur preiswert, sondern im Prinzip auch einfach anzusteuern – wären da nicht die vielen notwendigen Steuerleitungen. Das bedeutet eine Menge Verkabelungsaufwand, außerdem werden einfach zu viele I/O-Pins des damit ausgestatteten Mikrocontrollers belegt.

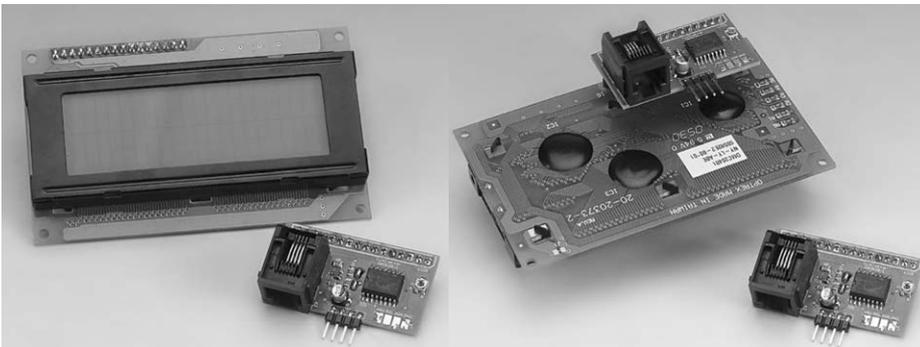
Die Auflösung dieses Dilemmas ist so naheliegend wie zwingend und hat nur drei ASCII-Zeichen: I²C!

Spendiert man dem Display noch einen eigenen Chip zur Übersetzung von I²C auf die Steuerleitungen des LCDs und packt das Ganze auf eine Platine, dann hat man ein kompaktes und universelles Anzeigemodul vor sich, das außer Masse und +5 V mit SCL und SDA nur noch zwei Steuer-

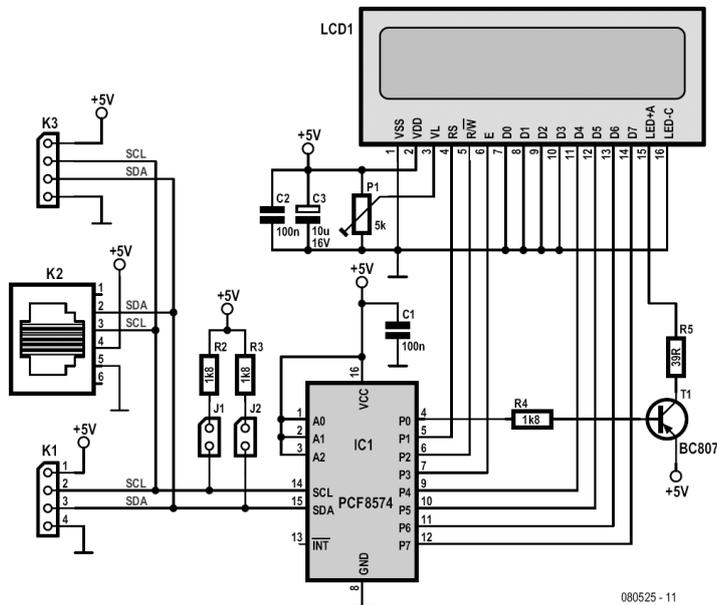
Eigenschaften

- Universelles LCD-Modul für Mikrocontroller
- Belegt nur zwei I/O-Ports
- Mehrere Displays an einem I2C-Bus
- Einfache Ansteuerung dank Firmware für AVR

leitungen zum Anschluss an ein Mikrocontrollersystem benötigt. Das macht den Anschluss eines Displays sehr viel einfacher. LCDs mit dem erwähnten Hitachi-Chip können in einem sparsamen 4-bit-Modus angesteuert werden. Zu diesen vier Datenleitungen kommen noch die drei Steuerleitungen „E“, „R/W“ und „RS“ hinzu. Und hierin steckt der eigentliche Reiz dieser Schaltung: Für sieben Leitungen braucht man nicht einmal einen extra Mikrocontroller. Hier tut es auch ein einfacher I²C-Bus-Expander, der schon acht Bits liefert und damit sogar noch eine Leitung zum Ein- und Ausschalten der Hin-



461



080525 - 11

tergrundbeleuchtung (oder einer extra LED) übrig hat.

Die Wahl fiel auf das IC PCF8574, das es in zwei Ausführungen mit verschiedenen Basis-Adressbereichen gibt (siehe [2]). Standardmäßig werden die höchstmöglichen Adressen verwendet: beim PCF8574 die Adresse 0x4E und beim PCF8574A die Adresse 0x7E. Durch Verwendung dieser beiden Chips kann man sogar zwei Displays ohne Schaltungsänderung und ohne Adresskonflikte an einen Mikrocontroller koppeln. Sollten die höchsten Adressen schon anderweitig belegt sein, kann man die drei konfigurierbaren Adressbits (Pin 1...3) entsprechend beschalten, was sieben weitere (tiefere) Adressen ermöglicht.

Die Schaltung an sich ist ziemlich simpel: Die expandierten acht Leitungen des Expanders werden direkt mit den entspre-

chenden Steuerleitungen des LCDs verbunden. Lediglich Leitung P0 steuert über den extra PNP-Transistor T1 die Hintergrundbeleuchtung oder eine extra LED. Der Wert von R5 muss an die Daten der Hintergrundbeleuchtung angepasst werden, die man dem Datenblatt des LCDs entnimmt. Die angegebenen 39 Ω eignen sich für die typischen 4,2 V eines einzeiligen Displays mit einem Strombedarf von etwa 30 mA. P1 ist für die Kontrasteinstellung da, die oft einen sehr engen Einstellbereich aufweist. Mit den Jumpers J1 und J2 können regelkonforme Pullup-Widerstände für SCL und SDA aktiviert werden (nur einmal pro Bus). Die Platine verfügt mit der Stiftleiste K1, der RJ11-Buchse K2 und den Löt pads von K3 über genügend Möglichkeiten der I2C-Bus-Ver netzung.

Um die Anwendung des Displays zu erleichtern, hat der Autor schon entspre-

Stückliste

Widerstände:

P1 = 5k, SMD (Murata)
R2..R4 = 1k8, SMD 0805
R5 = 39Ω, SMD 0805 (siehe Text)

Kondensatoren:

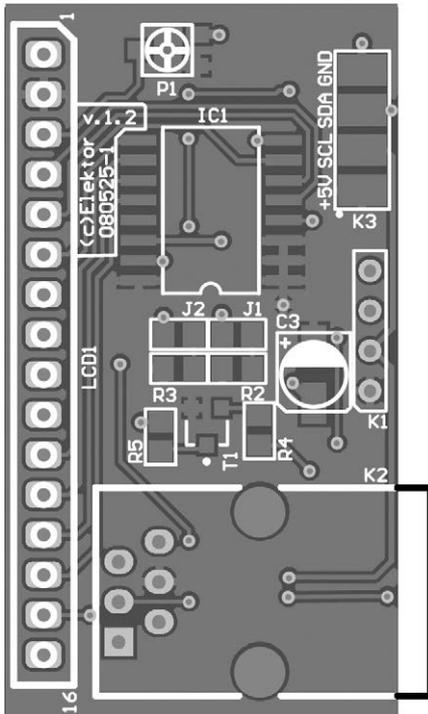
C1,C2 = 100n, SMD 0805
C3 = 10μ/16V, SMD (Vishay),
Durchmesser 4 mm

Halbleiter:

IC1 = PCF8574 (PCF8574A) (siehe Text)
T1 = BC807, SMD SOT23

Außerdem:

LCD mit HD44780-kompatiblen Controller
K1 = vierpolige Stiftleiste, RM 2,54 mm
K2 = RJ11-Buchse für Platinenmontage
K3 = vier Löt pads
J1,J2 = zweipolige Stiftleiste mit Jumper
20-polige Stiftleiste, RM 2,54 mm für LCD-Anschluss
Platine 080525-1



chende Treiber-Software bzw. C-Funktionen für AVR-Mikrocontroller geschrieben, die wie immer von der Elektor-Webseite [1] zu diesem Artikel herunter geladen und für eigene Zwecke angepasst werden können. Die Software gliedert sich in drei Teile:

1. I²C-Funktionen

(evtl. an AVR-Controller-Typ anpassen)

i2cInit	I2C Master initialisieren
i2cCheck	Testen ob ein Slave ansprechbar
i2cSend	Datenstrom an I2C-Bus senden
i2cReceive	Datenstrom von I2C-Bus lesen

2. Low-Level-Displayfunktionen

(für den Anwender eigentlich nicht relevant)

whNipp	Daten-Nibble an Display senden – muss für ein Byte zweimal aufgerufen werden
rdsyB	System-Byte von Display lesen (Basis für Abfrage, ob Display für Daten bereit ist)
cntrB	Steuer-Byte an Display senden (z.B. Anzeige nach links oder rechts schieben)
dataB	Daten-Byte an Display senden
wBusy	Abfragen ob Display bereit-Definition von Steuerkonstanten (können mit „cntrB“ gesetzt werden)

dshr	0b00011100 //Display um 1 Stelle nach rechts schieben	DLong	Ausgabe einer vorzeichenlosen 31-bit-Zahl
dshl	0b00011000 //Display um 1 Stelle nach links schieben	DInt	Ausgabe einer 16-bit-Zahl mit Vorzeichen
curon	0b00001110 //Cursor Ein		
curoff	0b00001100 //Cursor Aus		
curblk	0b00001111 //Cursor Blinkt		

3. User-Displayfunktionen (für den Anwender relevant)

Ddisp	Zeichen an aktuelle Cursor-Position schreiben	Weblinks	
DClear	Anzeige löschen	[1] www.elektor.de/080525	
Dpos	Cursorposition setzen	[2] www.nxp.com/acrobat_download/datasheets/PCF8574_4.pdf	
Dinit	Anzeige initialisieren	Downloads & Produkte	
DBcd2	Ausgabe einer zweistelligen BCD-Zahl	Platine	
DHexByte	Byte-Ausgabe in hexadezimaler Schreibweise	080525-1 erhältlich über www.elektor.de/080525	
DWord	Ausgabe einer vorzeichenlosen 16-bit-Zahl	Software	
		080525-11 Hex- und Source-Code	

276

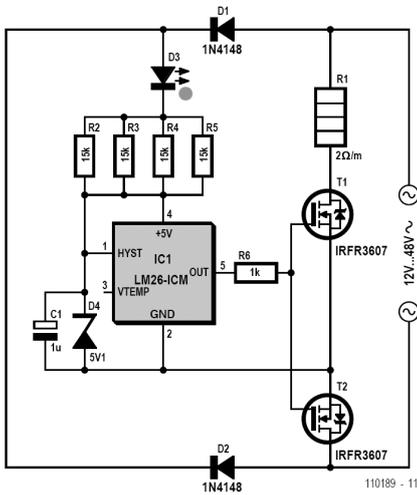
Frostsicherung mit Elektrozaun-Gewebeband

Pierre Vignisse (F)

Elektrozaun-Gewebeband wird in diversen Qualitäten mit unterschiedlichen Eigenschaften hergestellt. Meistens besteht dieses Band aus textilen Fäden (Nylon, Polyethylen oder andere synthetische Materialien), die zusammen mit feinen, elektrisch leitenden Drähten zu einem Ge-

flecht verwoben sind. Die Drähte können aus rostfreiem Stahl, Kupfer oder anderen Metallen bestehen, die Durchmesser betragen meist nur einige Zehntelmillimeter. Ein Draht aus rostfreiem Stahl mit 1 m Länge und 0,2 mm Durchmesser hat einen elektrischen Widerstand von ungefähr 23

464



Ω . Bei 0,4 mm Durchmesser sinkt der Widerstand dieses Drahts auf 5,75 Ω . Der Widerstand eines Elektrozaun-Gewebebands kann zwischen einigen Milliohm und mehreren Ohm pro Meter betragen. Entscheidend sind die Anzahl und der Durchmesser der Leiter sowie das Material, aus dem die Leiter bestehen. Das Berechnen des Widerstands, den ein Gewebeband hat, ist weniger sinnvoll als das Messen, zumal die Hersteller nur selten spezifische Werte angeben. Messungen haben gezeigt, dass ein Strom von 1 A bei einem Elektrozaun-Gewebeband mit dem Widerstand von 2 Ω /m einen Temperaturanstieg um etwa 15 $^{\circ}\text{C}$ bewirkt, wenn das Gewebeband von einer Warmwasserrohr-Isolierung umgeben ist. Folglich muss eine Leistung von 2 W/m aufgebracht werden, um eine Kunststoff-Wasserleitung mit Rohrisolierung gegen Frost bis -15 $^{\circ}\text{C}$ zu schützen. Ein 50-VA-Transformator könnte die Leistung liefern, die zum Frostschutz einer 25 m langen, isolierten Kunststoff-Wasserleitung nötig ist.

Da Gewebebänder mit unterschiedlichen elektrischen Eigenschaften verfügbar sind, kann der Typ so gewählt werden, dass am Gewebeband abhängig von der Länge eine Niederspannung (unter 50 V \sim) liegt.

Wenn P die Leistung in W/m, R der Widerstand in Ω /m und U die Spannung in V/m ist, gilt $P = U^2 / R = R \cdot I^2 = 2 \text{ W/m}$. Mit L , der Länge in Metern, und der Gesamtspannung $U_{\text{GES}} < 50 \text{ V}$, ist $R < 1250 / L^2$ [Ω /m], folglich muss $I > L / 25$ [A] sein. Weil die Leistung 2 W/m beträgt, $U = \sqrt{(2 \cdot R)}$ ist und für $I = \sqrt{(2/R)}$ gilt, sind alle Werte bekannt.

Die steuernde Schaltung ist mit zwei Leistungs-MOSFETs IRF3607 ($R_{\text{DS(on)}} = 9 \text{ m}\Omega$, $V_{\text{DS(max)}} = 75 \text{ V}$) und dem LM26-CIM-HHD aufgebaut. Dieses IC ist ein Thermostat-Baustein mit Push-pull-Ausgang im SOT223-Gehäuse, der bei 0 $^{\circ}\text{C}$ schaltet und sich durch eine sehr niedrige Stromaufnahme auszeichnet (maximal 40 μA bei 5 V). Eine LED zeigt den Betriebszustand an, eine zweite LED kann parallel zur Last (Gewebeband) geschaltet werden.

Die parallelen SMD-Widerstände R2...R5 sind so dimensioniert, dass der Strom durch die Z-Diode D4 etwa 3 mA beträgt. Bei niedrigerer Betriebsspannung können die Werte angepasst werden, wegen der geringen Verlustleistung ist eventuell die Anzahl reduzierbar. Der Anschluss HYST des LM26 wird auf 5 V gehalten, mit diesem Wert beträgt die Hysterese 2 $^{\circ}\text{C}$. Bei der Dimensionierung von C1 wurden die Kapazitäten CISS der MOSFETs berücksichtigt. Die Kapazität muss so bemessen sein, dass die Spannung an den Gates ge-



nügend lange stehen bleibt (hier 5 V). Auf der Platine (siehe [1]) hat der Thermostat-Baustein einen exponierten Platz, damit die von R2...R5 und den MOSFETs entwickelte Wärme keinen Einfluss hat. Die Kupferfläche um den Sensor gleicht eventuelle Temperaturschwankungen aus. Die bestückte Platine wird mit mehreren Lagen Transparentlack gegen Feuchtigkeit geschützt, denn sie wird den Witterungseinflüssen in freier Natur ausgesetzt. Die sachgemäße Installation des Elektrozaun-Gewebebands ist vermutlich der schwierigere Teil des Vorhabens. Normalerweise ist eine Rückleitung vom fernen Ende zur steuernden Elektronik nötig, es sei denn, das Gewebeband wird als Schleife vom Endpunkt zurück zum Anfangspunkt verlegt. An den Enden muss das Gewebeband vorsichtig entflochten

werden, damit die feinen Drähte nicht reißen und der elektrische Anschluss hergestellt werden kann. Nach Anlöten der Anschlussleitungen werden die Verbindungsstellen beispielsweise durch Schrumpfschlauch-Isolierungen wetterfest geschützt. Das Elektrozaun-Gewebeband wird in die Rohr-Wärmeisolierung eingezogen, so dass es guten thermischen Kontakt mit dem Kunststoff-Wasserrohr hat.

Die Schaltung erhält ihren Platz in einem wetterfesten, gegen äußere Einflüsse abgedichteten Gehäuse. So geschützt kann die nächste Frostperiode dem Wasserrohr nichts mehr anhaben.

Weblink

[1] www.elektor.de/110189

Michel Kuenemann (F)

Das Besondere an dieser analogen Wanduhr ist, dass ein Standard-Modellbauservo als Anzeigeelement für die Uhrzeit verwendet wird. Dabei wird die Zeit im Prinzip wie bei einer klassischen Wanduhr angezeigt, allerdings mit zwei wichtigen Unterschieden. Weil sich ein Standard-Mo-

dellbauservo nicht um 360° drehen kann, muss man das Ziffernblatt der Uhr an diese Besonderheit anpassen. Außerdem ist es mit einem einzigen Servo nicht möglich, gleichzeitig Stunden und Minuten anzuzeigen. Die Uhr zeigt deshalb zu Beginn jeder Minute zunächst die Stunden

an; während der restlichen aktuellen Minute werden die Minuten angezeigt.

Die Schaltung ist um einen Mikrocontroller PIC18LF1320 herum entworfen, der mit Hilfe eines 32.768-Hz-Uhrenquarzes die „Sekudenticks“ erzeugt. Controllerkern und Peripherie werden durch den auf 8 MHz eingestellten, internen RC-Oszillator getaktet. Am Testpunkt TP1 ist jede Sekunde ein Impuls zu messen.

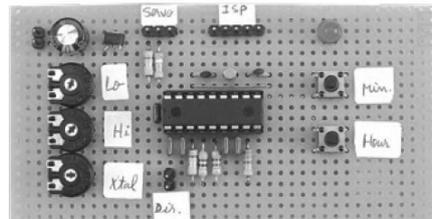
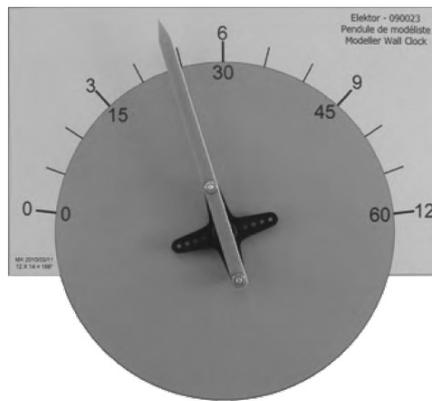
Zwei Taster dienen zur Einstellung der Uhrzeit, mit dem einen stellt man die Minuten und mit dem anderen die Stunden ein. Mit diesen Tasten kann auch in den Modus zur mechanischen Einstellung der Uhr gewechselt werden (siehe weiter unten).

Während das Servo die Stunden anzeigt, blinkt die am Controller angeschlossene LED im Sekudentakt. Während der Minutenanzeige bleibt sie dann dunkel. Der Zeiger zeigt in den ersten 50 Sekunden einer Minute zunächst die Minuten und in den restlichen 10 Sekunden die Stunden an.

Mit den zwei Potentiometern wird der Ausschlag des Pendels an den Stellbereich des verwendeten Servos angepasst. Ein drittes Poti dient dazu, eventuelle Abweichungen des Uhrenquarzes zu kompensieren. Damit können Fehler von ± 100 ppm (mehr als vier Minuten Abweichung pro Monat) ausgeglichen werden.

Sollte sich das Servo beim Einstellen der aktuellen Uhrzeit gegen den Uhrzeigersinn drehen, muss der Jumper JP1 gesteckt werden.

Wenn sich der Zeiger nicht bewegt, trennt der Transistor T1 die Versorgung vom Servo. Es ist nämlich so, dass ein Standard-Servo, selbst wenn er sich gerade



nicht dreht, etwa 15 mA verbraucht. Viel zu viel für eine batteriebetriebene Uhr!

Die Schaltung wird durch drei 1,5-V-Batterien versorgt. Je nach Größe des verwendeten Servos kann es sich lohnen, die Batterien durch ein kleines 5-V-Netzteil zu ersetzen. Man kann auch – wie bei Modellbauern üblich – drei wiederaufladbare NiMH-Zellen verwenden.

Eine Tiefentladung der Batterie verhindert die auf 2,7 V eingestellte brown-out-Einheit des Controllers. Bei Unterschreitung dieser Spannung wird der Controller in den Resetzustand versetzt.

Die kleine Schaltung kann leicht auf einer Lochrasterplatine (Raster 2,54 mm) aufgebaut werden. Die Potentiometer sind so zu verbinden, dass die maximale Span-

natürlich mit der Taste „Minuten“. Wenn Sie nach etwa vierzehn Tagen bemerken, dass die Uhrzeit abweicht, stellen Sie am Poti P3 nach. Geht die Uhr nach, drehen Sie P3 ein kleines Stück im Uhrzeigersinn, geht sie vor, drehen sie P3 ein kleines Stück in die andere Richtung. Sie müssen nach einer Einstellung mindestens 12 Tage warten, bevor Sie wieder neu

einstellen. Mit der Justage von P3 können mehrere Minuten pro Monat korrigiert werden, sie erfordert daher viel Fingerspitzengefühl. Es ist noch wichtig zu wissen, dass P3 keinen Einfluss auf die Frequenz am Testpunkt TP1 hat.

[1] www.elektor.de/090023

Eiskalter Trick

278

Reuben Posthuma (Neuseeland)

Es gibt die unterschiedlichsten Erklärungen dafür, dass Kälte gelegentlich defekte Elektronik wiederbelebt. Zunächst zeigt sich bei der Abkühlung von Platinen auf -20° Celsius, dass sich die Effekte von – paradoxerweise so genannten – „kalten Lötstellen“ bessern, da sich hier die unterschiedlichen temperaturabhängigen Ausdehnungen auswirken. Vielfach wahren die segensreichen Wirkungen einer Frostnacht in der Tiefkühltruhe nicht allzu lange, aber es hilft doch, den potentiellen Fehler einzuschränken.

Weiter wirkt sich arktische Kälte auf Elektronik mit Akkus an Bord gelegentlich positiv aus, weil diese so komplett entladen werden. Als Folge ergibt sich ein komplettes Zurücksetzen auf Standardwerte; störende falsche Werte in irgendwelchen Speichern sind beseitigt.

Schließlich ist noch zu bedenken, dass so ein Frost manche Chemikalien regeneriert



und damit einem Akku zu einem zweiten Leben verhelfen kann!

Und selbst wenn einige dieser Spekulationen bei strenger wissenschaftlicher Überprüfung nicht haltbar sein sollten: Wer nicht wagt, der nicht gewinnt! Wichtig ist nur eine wirklich gute und dichte Plastiktüte. So ein Kunststoffbeutel schützt nicht nur die Elektronik vor Feuchtigkeit, sondern auch die Lebensmittel in der Truhe vor Keimen.

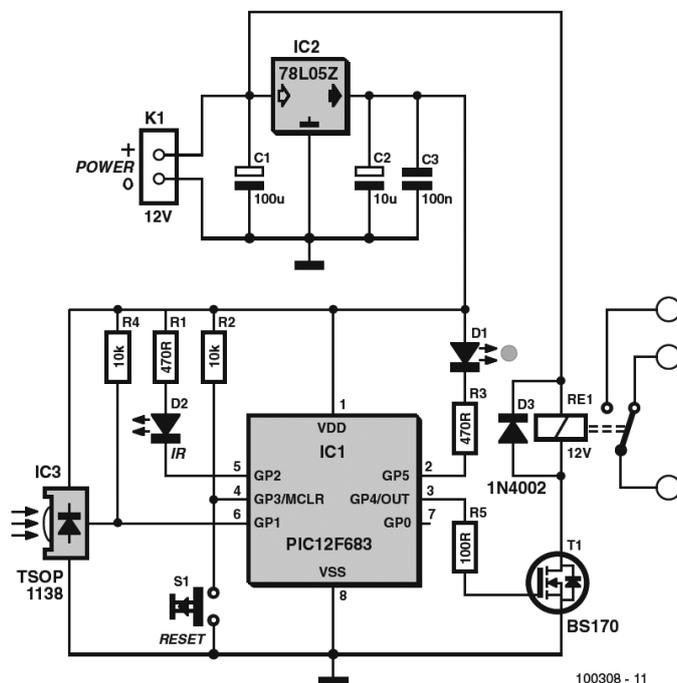
469

Kees Reedijk (NL)

Diese elektronisch gesteuerte Falle auf Basis eines PIC12F683 fängt Mäuse, ohne sie zu töten. Die Mausdetektion erfolgt durch eine IR-Lichtschranke, wofür die Infrarot-LED D2 mit einer Frequenz von 38 kHz moduliert wird. Der IR-Empfänger IC3 ist passend frequenzselektiv und von daher dürfte diese Lösung ziemlich unempfindlich gegen Umgebungslicht sein. Beim Ausbleiben des Signals an GP1 vermutet der Mikrocontroller eine Maus. Er schaltet dann über T1 ein modifiziertes

Relais ab, wodurch die Tür der Mausefalle schließt. Außerdem lässt er D1 als Mausanzeige blinken.

Die Lichtschranke wird hinter dem Eingang eines Holzhäuschens angebracht, in das etwas Futter gestreut wird. Wenn die Maus mit Appetit das Haus betritt, unterbricht sie das IR-Licht, die Tür schlägt zu, die Mausanzeige blinkt und die Maus ist gefangen. Die Tür steht unter Federspannung und schlägt zu, wenn sie nicht mehr



durch den Spulenstrom eines demontierten Relais magnetisch festgehalten wird. Das „Dach“ wird durch eine lose Glas- oder Acrylplatte gebildet. So wird sich die Maus nicht vor dem Betreten eines dunklen Hauses fürchten. Außerdem kann die Falle so leicht „entleert“ werden.

Zum erneuten Scharfstellen muss der Reset-Knopf betätigt werden. Beim Autor wurden auf diese Weise schon zahlreiche Mäuse gefangen und umgesiedelt. Die Software für den Controller ist in PIC-BASIC Pro geschrieben und kann kostenlos von der Elektor-Webseite zu dieser Schaltung [1] heruntergeladen werden.

[1] www.elektor.de/100308



Frontplatten anfertigen

280

Henk van Zwam (NL)

An anderer Stelle in diesem Buch (S. 483) berichten wir über „Galva“, ein Programm, mit dem Frontplatten für elektronische Geräte entworfen werden können. Wenn das Frontplattenlayout endlich



stimmt, stellt sich die Frage: Wie kann es auf die Frontplatte übertragen werden?

Der Handel bietet bedruckbare Folien an, die „Decalbogen“ oder „Decalpapier“ genannt werden. Solche Folien kennt jeder Modellbauer: Dort sind die Decals dekorative Nassschiebebilder, die mit Wasser angefeuchtet oder eingeweicht werden müssen, um sie auf die Außenflächen der Modelle übertragen zu können.

Es gibt Decalbögen für (Farb-)Laserdrucker und Tintenstrahldrucker. Im Angebot des Handels sind transparente Bögen und

471

Bögen mit farbigem Hintergrund. Die Farbe des Aufdrucks hängt natürlich vom Drucker ab. Viele Informationen über dieses Material einschließlich einiger Videoclips sind auf [1] zu finden.

Der Umgang mit Decalbögen ist nicht schwieriger als das Bedrucken von gewöhnlichem Papier. Laserdrucker verschmelzen den Toner mit dem Untergrund, so dass der Druck nicht verwischt. Bei Tintenstrahldruckern liegt der Druck auf der Oberfläche, hier muss die Tinte mit einem aufzusprühenden Fixierer behandelt werden.

Der nächste Schritt nach dem Drucken ist das Übertragen der Decals auf die Gerätefrontplatte. Zuerst wird die Frontplatte entfettet, dann wird eine spezielle Grundierung aus der Sprühdose aufgetragen. Die Decals werden im Wasserbad eingeweicht, und nach etwa 30 Sekunden (abhängig von der Wassertemperatur) wird geprüft, ob die Decals auf dem Trägermaterial verschiebbar sind. Sobald die Decals nicht mehr auf dem Trägermaterial haften, werden sie vorsichtig auf die Frontplatte geschoben. Das unter einem Decal verbliebene Wasser muss durch

Überstreichen mit einem Tuch herausgedrückt werden, dabei darf sich das Decal nicht verschieben. Die Frontplatte muss gut durchtrocknen, anschließend werden einige dünne Schichten matter Firnis aufgetragen.

Nach ungefähr einer halben Stunde ist die Frontplatte gebrauchsfertig. Unter [2] wird das Übertragen von Decals auf Modellfahrzeuge anschaulich beschrieben.

Hier noch einige nützliche Tipps:

- Destilliertes Wasser anstelle von kalkhaltigem Leitungswasser vermeidet Kalkflecke.
- Spülmittel, das die Oberflächenspannung des Wassers beseitigt, kann Flecke erzeugen.
- Das Googlen nach „waterslide transfer“ oder „waterslide decal paper“ führt zu weiteren Informationen und Adressen von Bezugsquellen.

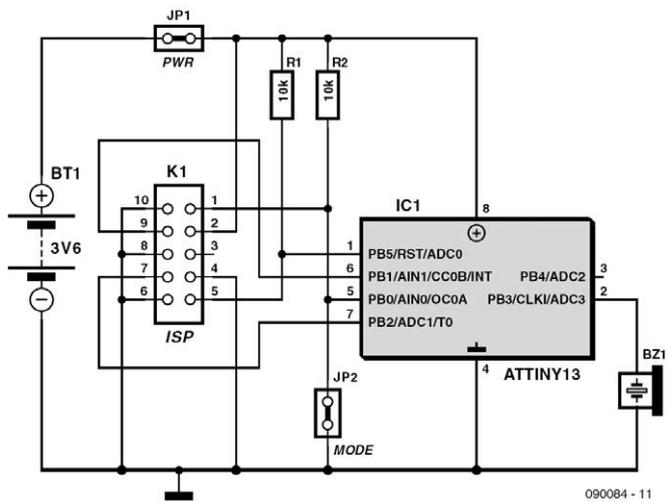
[1] www.papilio.com/laser%20water%20slide%20decal%20paper%20original%20pas.html

[2] www.1zu43.net/bastelnbastelanleitung_decalsanbringen.shtml

Tolunay Gül (NL)

Die Idee zu dieser Schaltung stammt von der Webseite www.thinkgeek.com [1]. Dem Autor war das dort Gebotene allerdings zu komplex und er brütete über Ver-

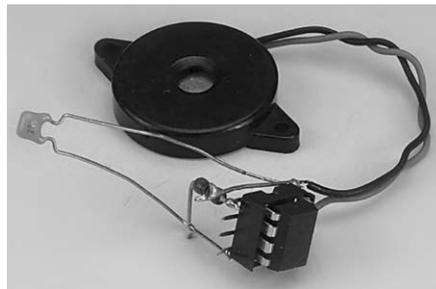
einfachungen. Selbst im Internet fand sich keine optimierte Lösung und folglich blieb ihm nichts anderes übrig, als selbst die Ärmel hochzukrempeln. Mit einem



090084 - 11

kleinen AVR-Mikrocontroller und einem Piezo-Buzzer bewaffnet begann seine Expedition in das Land der Elektronik-Entwicklungen.....und das Resultat der Mühen überrascht nicht, denn es besteht ganz spartanisch aus genau diesen zwei Bauteilen plus zwei Widerständen, zwei Jumpers und einem ISP-Pfostenstecker, damit der Controller irgendwie mit Code gefüttert werden kann. JP1 übernimmt dabei die Funktion des Schalters, mit dem Spannung an die Elektronik gelegt werden kann. Als Energiequelle wurde eine Lithium-Zelle eines alten Nokia-Handy-Akkus zweckentfremdet, weil diese recht viel Kapazität pro Volumen bietet. In der Praxis kann man die Schaltung aber auch problemlos mit einer kleinen 3-V-Kopfzelle wie dem Typ CR2032 oder auch ein paar Solarzellen aus einem ausgedienten sonnengespeisten Taschenrechner versorgen.

Mit JP2 lässt sich zwischen „normalem Betrieb“ und einem Test-Modus wählen. Letzteres ist gleichbedeutend mit konstan-



tem Piepen. Normalerweise generiert die elektronische Nervensäge nämlich ein Störgepfeife mit Abständen, die zufällig im Bereich 10...500 Sekunden variieren. Kein Mikrocontroller ohne Software. Hier kommt der Compiler BASCOM-AVR zum Zuge. Der passende Code beginnt mit einem so genannten „Regfile“, das den verwendeten Controller-Typ spezifiziert. Außerdem wird noch der Taktgenerator festgelegt (extern/intern). Dann kommen noch die Settings für Soft- und Hardware-Stack, Framesize und weitere Konfigurationen. Portb.3 wird als Ausgang definiert, denn hier wird BZ1 angeschlossen.

Nach dem Einschalten landet der Controller dann in einer Endlosschleife. In dieser wird der Modus anhand von JP2 geprüft. Bei einer logischen „1“ (gezogener Jumper) erfolgt ein Sprung nach „sub1“. Hier steckt eine zweite Endlosschleife, die einen Dauerton generiert.

Bei gestecktem JP2 hingegen (nach neuem Start oder einem Reset) wird ausgehend von der ersten Schleife zur Routine „sub2“ verzweigt. Auch hier handelt es sich um eine Endlosschleife. Zunächst wird ein kurzer Piepton generiert und dann wird der Variable „seconds“ eine zufällige Zahl zwischen 1 und 50 zugewiesen. Nach einer Multiplikation mit 10 steht nun die tatsächliche Pausenzeit in Sekunden fest. Folglich wartet das Programm „seconds“ Sekunden lang und

springt dann wieder zum Anfang der Schleife.

Hier von Schaltung zu reden ist schon nahezu übertrieben und deshalb kann man sie auch locker auf einem Stückchen Lochrasterplatine aufbauen. Die fertige Software gibt es wie immer kostenlos von der Elektor-Webseite zu diesem Artikel [2].

Weblinks

[1] www.thinkgeek.com/gadgets/electronic/8c52

[2] www.elektor.de/090084

Downloads

Software

090084-11 Source-Code und Hex-Datei

282 IR-RC5-Decoder mit E-blocks

José Basilio Carvalho (Portugal)

Das hier beschriebene Infrarot-Interface ermöglicht es, das E-blocks-Entwicklungssystem [1] mit einer RC5-kompatiblen IR-Fernbedienung zu steuern. Die Ausstattung des verwendeten Systems besteht aus:

1 x EB-006 PICmicro USB-Multiprogrammer mit 4-MHz-Quarz;

1 x EB-007 Switch-Board an PORTC;

1 x

EB-005 LCD-Board (16x4) angeschlossen an PORTA;

1 x EB-004 LED-Board oder EB038 Relais-Board angeschlossen an PORTD;

1 x EB-004 LED-Board angeschlossen an PORTE (oder eine LED über einen 470-Ω-Widerstand an RE1).

Das Modul EB-005 enthält ein LC-Display mit 16x2 Zeichen. Für dieses Projekt wurde dieses Modul auf einer Prototy-

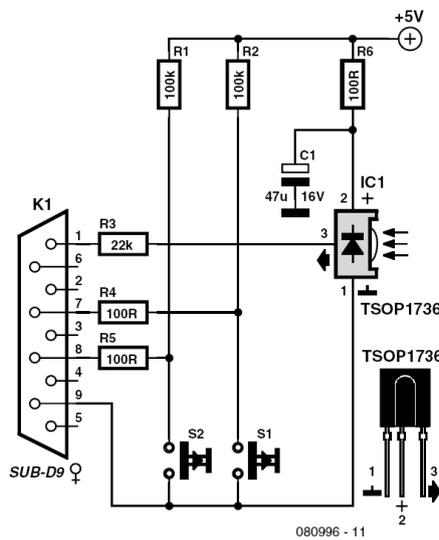
pen-Platine nachgebaut und mit einem 16x4-Zeichen-LCD ausgestattet. Über einen SIL-Pfostenstecker können auch pin-kompatible LCDs vom Typ 16x1 oder 16x2 angeschlossen werden. Prototypen-Fotos finden sich unter [2]. Der hier beschriebene IR-Empfänger wird an PORTB angeschlossen.

Das E-blocks-System ist ja dazu gedacht, dass man damit eine Anwendung entwickelt und dann, wenn alles ausgetestet ist und funktioniert, die notwendige Hardware zu einer eigenständigen Schaltung ohne nicht verwendete Zusätze zusammenfasst. In vielen Fällen reduziert sich der Aufwand dann auf die Verwendung eines PIC-Mikrocontrollers mit etwas I/O wie Schalter, Sensoren, Relais und LEDs.

Falls Änderungen notwendig sein sollten, steckt man sich die passende E-blocks-Konfiguration zusammen, optimiert das Ganze, erzeugt eine neue .fcf-Datei, brennt den Mikrocontroller neu und setzt ihn in die selbst gebaute Schaltung ein.

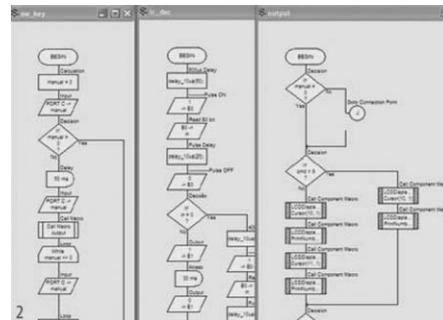
Hier wird ein Mikrocontroller vom Typ PIC16F877 mit 4 MHz getaktet, um RC5-Signale zu decodieren. Der komplette E-blocks-Aufbau eignet sich auch gut dazu, Abweichungen bei Fernbedienungen festzustellen, da sich das Switch-Board zur Kontrolle anbietet. Die dezimalen Werte von Adressen und Befehlen werden im Display übersichtlich angezeigt. Beim Decoder aus dem Schaltbild handelt es sich um eine Standard-Applikation des ICs TSOP1736, die mit einigen zusätzlichen Bauteilen und einem D-Sub-Steckverbinder zum Anschluss an E-blocks-PORTA erweitert wurde.

Die Tasten 1...8 der Fernbedienung werden zur Steuerung der acht Bits von PORTD eingesetzt, wodurch man mit Hil-



fe des Relais-Boards acht Verbraucher individuell ein- und ausschalten kann. Mit der Standby-Taste werden alle Ausgänge abgeschaltet. Wenn man Taste 1 und Taste 2 gemeinsam betätigt, werden alle Ausgänge gemeinsam ein- oder ausgeschaltet. Der Status der Ausgänge erscheint gleichzeitig auf dem LCD. Die Bits 6 und 7 von PORTB wählen den Address-Modus der Ausgänge: 00 = TV, 01 = VCR, 10 = SAT, 11 = Hi-Fi.

Die notwendige Software wurde mit Flowcode, der grafischen Programmiersprache für E-blocks-Module geschrie-



ben. Einen Teil davon zeigt das zweite Bild. Die .fcf-Datei kann wie üblich kostenlos von der Elektor-Webseite zu diesem Artikel herunter geladen werden [2]. Das zentrale Flussdiagramm bindet das LCD an PORTA, initialisiert die Ports, liest den Status der Bits 6 und 7 in die Variable „mode“ ein, aktiviert den RB0/INT-Interrupt und startet eine Schleife.

Eine negative Flanke am RB0/INT-Pin verursacht die Ausführung des Makros „start“, worin eine Variable gesetzt und dann zum Makro „ir_dec“ gesprungen wird. In „ir_dec“ befinden sich einige Zeitverzögerungen um RB0 vor dem Ende des Bits S1 sowie beim Anfang und in der zweiten Hälfte von Bit S2 einzulesen. „010“ wird als gültiger RC5-Code von der Fernbedienung gewertet. Weitere Verzögerungen überspringen das hier nicht genutzte Toggle-Bit. Anschließend werden die fünf Adress-Bits und die sechs Befehls-Bits in die entsprechenden Variablen „adr“ und „cmd“ eingelesen. Im „ir_dec“-Makro werden außerdem noch 14 Impulse zu 300 µs an Pin RE0 gene-

riert, um genaue Zeitmarker für die Untersuchung der Preamble- und der Adress/Befehls-Bits des RC5-Codes mit einem Oszilloskop zu erzeugen.

Nach erfolgreicher Decodierung wird in „ir_dec“ noch das Makro „output“ aufgerufen. Hierdurch werden Adresse und Befehl dezimal angezeigt und die Variablen „adr“ und „mode“ zu Vergleichszwecken angegeben. Der Inhalt von Variable „cmd“ wird an PORTD übertragen, so dass der Ausgangs-Status binär angezeigt wird.

Eine blinkende LED an Pin RE1 zeigt einen Code an, der nicht RC5-kompatibel ist (also z.B. von Fernbedienungen von Sony, Panasonic, etc. stammt).

Die Haupt-Schleife ruft dann noch das Makro „sw_key“ auf, um mit Hilfe der Schalter an PORTC die Ausgänge an PORTD manuell zu steuern.

Weblinks

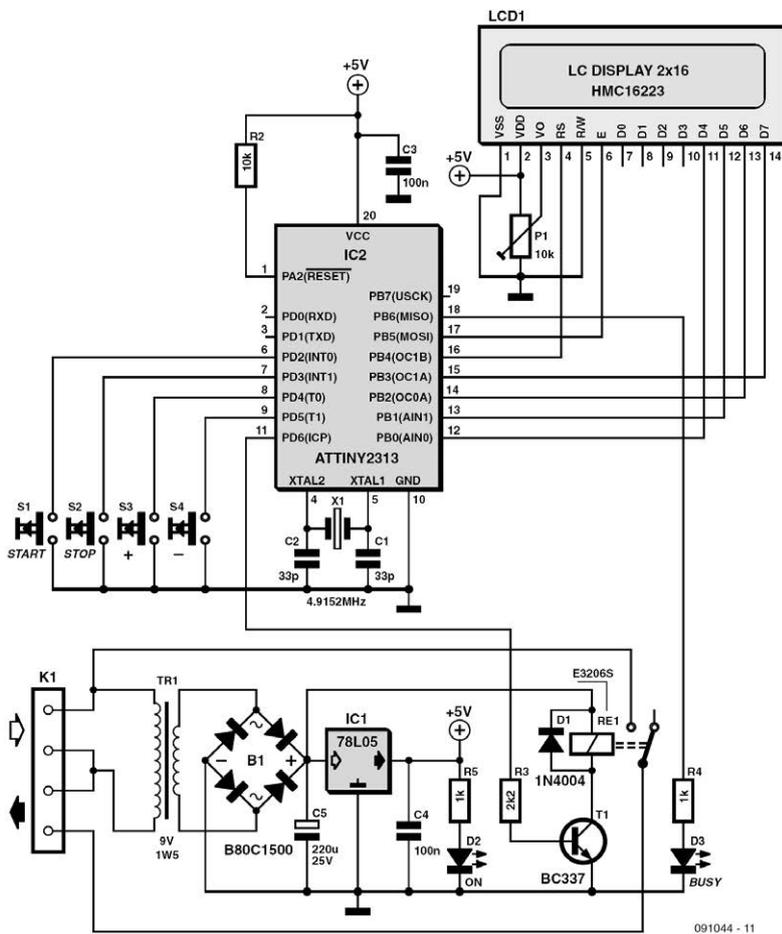
[1] www.elektor.de/eblocks

[2] www.elektor.de/080996

Wilfried Wätzig (D)

Zur Steuerung einer Belichtungseinheit waren dem Autor analoge oder mechanische Timer nicht genau und nicht praktisch genug. Kurzerhand entwickelte er eine Schaltuhr, die von einem kleinen AVR-Controller des Typs ATtiny2313 ge-

steuert wird. Das hier vorgestellte Gerät kann einen Verbraucher sekundengenau ein- und ausschalten, die mögliche Zeitdauer reicht dabei von einer Sekunde bis 99:59:59 Stunden. Da eine sehr kompakte LCD-Anzeige verwendet wurde



091044 - 11

(HMC16223 mit Einbaumaßen von nur 52 mm x 20 mm), konnte der Prototyp in einem handelsüblichen Steckergehäuse untergebracht werden.

Der ATtiny2313 wird mit einem Quarz von 4,9152 MHz betrieben, um intern ein genaues Signal von einer Sekunde zu erhalten. Das LCD wird im 4-bit-Modus angesteuert. Bei der Eingabe über Taster werden die eingebauten Pull-up-Widerstände des kleinen Controllers verwendet. Der Kleintransformator (9 V, 1,5 W) sorgt

für eine galvanische Trennung zwischen dem Netz und der Betriebsspannung für Controller/LCD.

Für kleine Schaltleistungen (unter 200 W) kann das Leistungsrelais durch ein elektronisches Solid-State-Relais (z.B. Sharp S202 S02) ersetzt werden.

Schaltungen mit Netzspannung sind nichts für den Anfänger, es sind in jedem Fall die einschlägigen Sicherheitsrichtlinien zu beachten! Es empfiehlt sich, die Schaltung auf zwei Platinen zu verteilen: LCD, Mikrocontroller und Taster auf der

ersten, Trafo, Gleichrichter und Schaltrelais auf der zweiten Platine.

Hier eine kurze Bedienungsanleitung: Während der Timer läuft, werden die voreingestellte Zeit und die Restzeit auf der Anzeige angezeigt:

```
PRESET 1:10:08
COUNT 0:09:59
```

Eine alternative Darstellung kann ebenfalls gewählt werden:

```
PRESET 1h10m 8s
COUNT 0h 9m59s
```

Die vier Funktions-Taster werden wie folgt genutzt:

START: Start des Timers mit der eingestellten Zeit
STOP: Anhalten des Timers, Auswahl des Menüs zur Einstellung
PLUS: Erhöhung des angewählten Wertes um 1
MINUS: Erniedrigung des angewählten Wertes um 1

Es lassen sich folgende Werte einstellen:

```
Menü-1: SET HOURS 00
Menü-2: SET MINUTES 00
Menü-3: SET SECONDS 00
Menü-4: SET DISPMODE 0
```

Die Taster PLUS und MINUS ändern den ausgewählten Wert, werden beide zusammen gedrückt, setzen sie den Wert auf Null.

Ein programmierter Controller ist unter der Nummer 091044-41 im Elektorshop erhältlich (www.elektor.de/091044). Wer gern selbst programmiert, muss die Fuses des ATtiny2313 wie folgt setzen:

EXT. byte: 0xFF - (brown out det. off, no CKDIV8)

HIGH byte: 0xDF - (ext. crystal > 3 MHz)

LOW byte: 0xFD - (64ms start up)

Hex- und Sourcecode sind natürlich von der Elektor-Website (www.elektor.de/091044) downloadbar.

284 Full Color Nachtflugbeleuchtung

Steffen Schütte (D)

Für Modellflugzeuge gibt es bereits verschiedene Nachtflugbeleuchtungen. Die hier beschriebene Schaltung zeichnet sich jedoch dadurch aus, dass die Farbe der

RGB-LED-Beleuchtung ferngesteuert werden kann. Der Anschluss ist an einen freien oder parallel zu einem belegten Empfängerkanal möglich. Die Farbe der

RGB-LEDs ändert sich abhängig von der Servoposition des angeschlossenen Empfängerkanals.

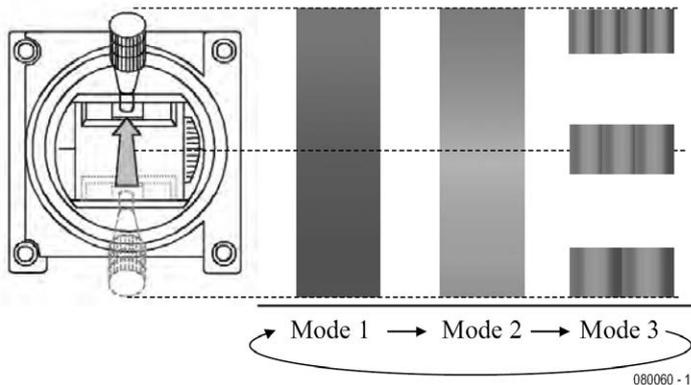
Die Schaltung besteht im Wesentlichen aus einem PIC 12F675-Mikrocontroller (IC1), der an einen Kanal eines RC-Empfängers angeschlossen wird und so die Servoposition des Kanals messen kann. In Abhängigkeit vom eingestellten Modus werden drei Ausgänge des Mikrocontrollers angesteuert, die mittels Pulsweitenmodulation die über Treibertransistoren (T1...T3) angeschlossene(n) RGB-LED(s) steuern. Weitere Bestandteile sind der Modus-Taster S1 sowie ein vierpoliger ISP-Anschluss (K2) zur In-circuit-Programmierung des Mikrocontrollers. Dazu werden auch die Dioden D1 und D2 benötigt, um eine Beeinflussung eines eventuell angeschlossenen RC-Empfängers während der Programmierung zu verhindern.

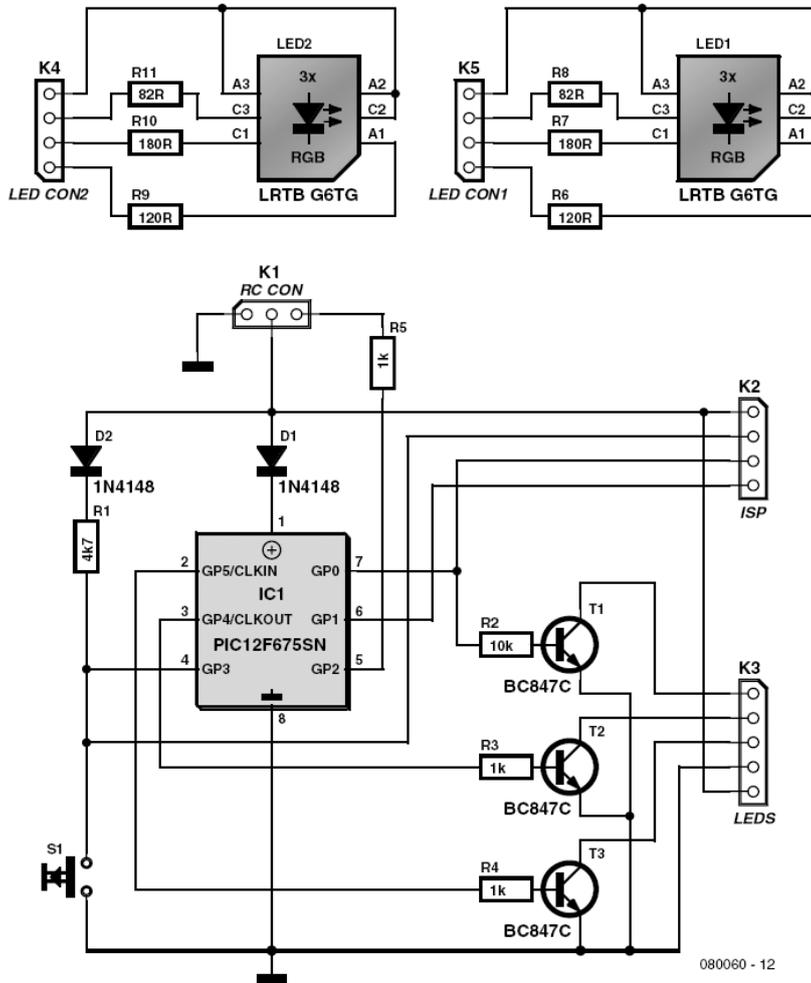
Die Funktionsweise der Software des Mikrocontrollers ist hingegen etwas komplexer. Der kommentierte Quellcode steht bei www.elektor.de zum kostenlosen Download zur Verfügung. Die wichtigsten Programmteile sind die Initialisierung, die Interrupt-Routine und die Hauptroutine.

Eigenschaften

- Betriebsspannung: 4,8 V (4,5 V – 5,5 V)
- Max. Last pro Farbe/Ausgang: 150 mA
- Stromverbrauch pro LED-Modul: 150 mA (50 mA je Farbe)
- Betriebsmodi: 3
- Servoweg: $\pm 100\%$
- Abmessungen Prototyp: 32 mm x 25 mm x 7 mm
- Gewicht Regler: 5 g
- Gewicht LED-Modul: 0,7 g

In der Interrupt-Routine, die durch eine Pegeländerung des Empfängersignals ausgelöst wird, wird geprüft, ob es sich um eine steigende oder fallende Flanke handelte. Bei einer steigenden Flanke wird der Timer 1 auf 0 gesetzt, so dass die Zeit bis zur folgenden, fallenden Flanke gemessen werden kann. Dies entspricht der vom Empfänger alle 20 ms gelieferten Servoposition. Dieses 20-ms-Timing durch das Empfängersignal wird auch dazu verwendet, den Mode-Taster abzufragen und beim Betätigen (= Wechsel von High auf Low) den Modus weiterzuschalten.





Falls nicht der RGB-Wechsel-Modus aktiviert ist, wird zusätzlich noch der auszugebende Farbton der RGB-LED ermittelt, indem in den Programmteil ‚calcResult‘ gesprungen wird. Der RGB-Farbwechsel wird, falls aktiviert, im Hauptprogramm durchgeführt.

Mit S1 sind folgende Betriebsarten (Modi) wählbar (siehe auch Abbildung):

Im Modus 1 wechselt die Farbe von Blau (minimale Servoposition) nach Rot (maximale Servoposition). Durch Betätigen des Mode-Tasters wechselt die Schaltung in Modus 2 (Wechsel von Grün nach Rot). Durch erneutes Drücken des Tasters wird Modus 3 aktiviert, welcher einen ständigen Farbwechsel zur Folge hat, wobei die Servoposition die Geschwindigkeit des Farbwechsels steuert. Durch ein weiteres

Drücken des Tasters wird zurück in Modus 1 gewechselt. Der zuletzt eingestellte Modus wird beim Ausschalten im EEPROM des Mikrocontrollers gespeichert.

Beim Anlegen der Spannung an den Empfänger muss sich der entsprechende Empfängerkanal/Steuerknüppel in der Minimalposition befinden, da die Schaltung diese Position nach Einschalten der Betriebsspannung als Minimalposition erlernt. Ist der Kanal nicht in Minimalposition, so wird die Farbe Rot (im Modus 1 und 2) beziehungsweise der schnellste Farbwechsel im Modus 3 nicht erreicht.

Im oberen Teil des Schaltbilds ist die Beschaltung der RGB-LEDs für den Anschluss an K3 angegeben. Es können meh-

rere parallel angeschlossen werden. Der freie Pin an K3 führt Minus nach außen, so dass auch andere LEDs, die dauerhaft leuchten sollen, angeschlossen werden können. Dabei ist stets darauf zu achten, dass die maximal zulässige Stromstärke, die vom Empfänger beziehungsweise dem angeschlossenen BEC-Motorregler bereitgestellt werden kann, nicht überschritten wird.

Downloads & Produkte
Programmierer Controller
080060-41 (PIC 12F675)

Software
080060-11 Source-Code und Hex-Files
(Gratis-Download www.elektor.de/080060)

Lötstopp-Laminat selbst aufbringen 285

Uwe Hofmann (D)

Die Verwendung von Lötstopplack beziehungsweise Lötstopp-Laminat verleiht einer Platine nicht nur ein professionelleres Aussehen, sondern vermeidet insbesondere, dass ungewollte Lötbrücken entstehen. Dieser Artikel zeigt, dass sich eine solche Schicht mit einfachen Mitteln auch auf eigene Platinen auftragen lässt. Bis auf ein Laminiergerät, das Temperaturen bis ca. 130°C erreichen kann, ist nichts weiter notwendig als das Equipment, das man für das Ätzen von Platinen ohnehin benötigt. Einzige Voraussetzung: Man braucht eine entsprechende Belichtungsvorlage. Hier-

zu muss man die Platine entweder selbst in einem Layoutprogramm entwickeln oder die betreffenden Dateien vom Layouter zur Verfügung gestellt bekommen.

Auf der ausgedruckten Lötstopp-Belichtungsvorlage sind nur die später frei zu legenden Löt pads zu sehen. Handelt es sich um doppelseitige Platinen, druckt man beide Ebenen aus.

Nach dem Ätzen wird die Platine vom restlichen Fotolack befreit und gereinigt. Dazu verwendet man am besten einen fettlösenden Haushaltsreiniger und einen

Haushaltsschwamm. Danach sollte die Kupferschicht nicht mehr mit den Fingern berührt werden!

Die saubere und trockene Platine wird nun in das Zinnbad gelegt, welches man schon vorher angesetzt hat. Nach ungefähr 3 Minuten ist das Verzinnen beendet und man spült und trocknet die Platine ein weiteres Mal.

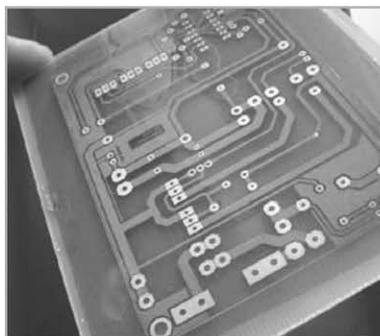
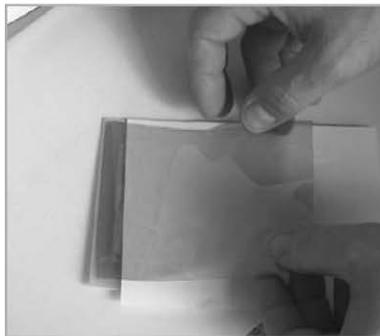
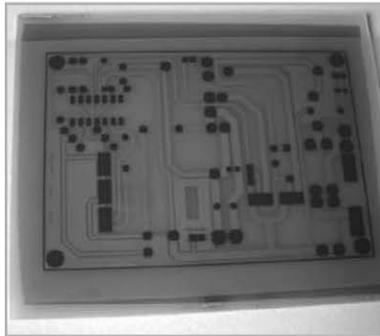
Die verzinnte Leiterplatte wird nun zwei oder drei Mal durch das vorgeheizte Laminiergerät geschoben, um die letzten Feuchtigkeitsreste zu beseitigen. Das ist wichtig, um eine spätere Blasenbildung des Laminats zu verhindern.

Nun schneidet man ein Laminatstück auf Platinengröße zurecht und entfernt die untere der beiden Schutzfolien. Da das recht knifflig ist, kann man zwei Stückchen Klebestreifen zur Hilfe nehmen, um mehr Halt an den Folien zu haben. Keine Angst, es löst sich automatisch nur die untere Schutzfolie!

Danach drückt man das Laminat am oberen Platinenrand an, wobei man den Rest der Platine vom Laminat mit einem dazwischen liegenden Stück Papier trennt, damit nicht das ganze Laminatstück auf einmal aufliegt (siehe Bild). Sonst könnte es beim Einzug zur Faltenbildung kommen.

Wenn man nun die Platine in den Laminator einschiebt, hält man das Papier so fest, dass es stets das Laminat und den Teil der Leiterplatte voneinander trennt, der noch nicht eingezogen worden ist (siehe Bild).

Die Platine muss anschließend zwei oder drei Mal hintereinander den Laminator durchlaufen, damit das Laminat fest haftet.



Jetzt kommt die Lötstopmmaske zum Einsatz. Sie wird exakt auf der Platine ausgerichtet und mit Klebestreifen fixiert. Für die anschließende Belichtung veranschlagt man etwa die Hälfte der Zeit, die man üblicherweise mit genau diesem UV-Belichtungsgerät für den Fotopositivlack benötigt. Gegebenenfalls sollte man vorher Tests durchführen. Die Platine muss nach der Belichtung mindestens 30 Minuten ruhen, um dem Laminat Zeit zum Polymerisieren zu geben. Nach Ablauf dieser Zeit entwickelt man die Leiterplatte im Entwickler, den man auch bei der Herstellung von Leiterplatten verwendet. Als preiswertere Alternative kann man auch Waschsoda aus dem Drogeriemarkt verwenden. Chemisch ist das nichts anderes als Natriumhydroxid. Das Entwicklerbad wird nach Anleitung angesetzt und auf ungefähr 35°C temperiert.

Vor dem Entwickeln muss noch die obere Schutzfolie vom Laminat entfernt werden (der Trick mit den Klebestreifen ist hier nicht notwendig).

Die Entwicklung des Laminats sollte dann in 2 bis 3 Minuten abgeschlossen sein.

Während des Entwicklungsprozesses kann man optional mit einem weichen Pinsel das angelöste Laminat vorsichtig aus den Pads entfernen. Damit beschleunigt man den Vorgang und hat eine bessere Kontrolle über den Gesamtfortschritt. Nachdem die Entwicklung abgeschlossen ist, wird die Platine ab gespült und mit einem Küchentuch getrocknet. Die frische Laminatschicht ist zu diesem Zeitpunkt noch weich und empfindlich. Um sie stabiler zu machen, wird sie rund 45 Minuten mit dem UV-Belichter gehärtet. Im Anschluss schiebt man die Platine noch einmal 45 Minuten in einen Umluft-Backofen. Zum Schluss kann die Platine dann auf Maß gesägt und gebohrt werden.

Bei doppelseitigen Leiterplatten wird erst eine Seite mit Laminat beschichtet, entwickelt und mit UV gehärtet. Danach erfolgen die gleichen Arbeitsschritte für die andere Seite. Erst zum Schluss wird die Platine dann im Backofen ausgehärtet.

Als Bezugsquelle für die benötigten Chemikalien und Stoffe empfiehlt der Autor den Online-Shop von Octamex. (www.octamex.de)

Frontplatten gestalten

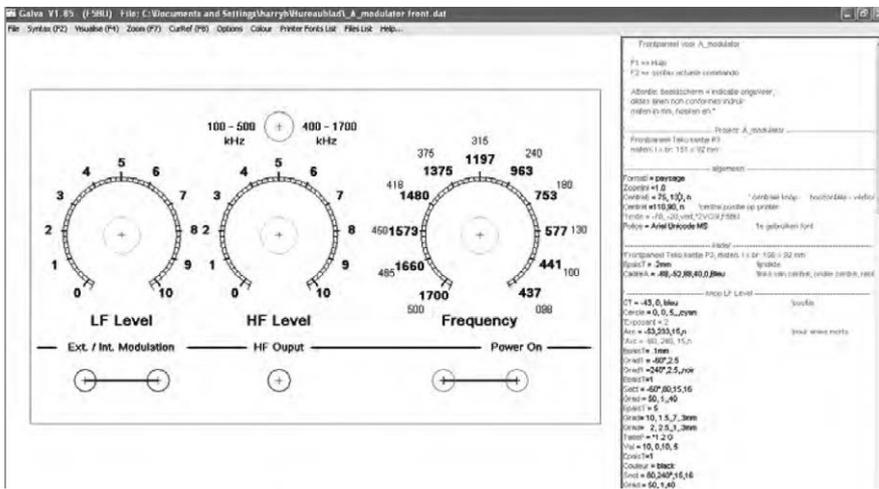
286

Henk van Zwam (NL)

Ohne angemessen gestaltete Frontplatten sind High-Tech-Geräte nicht vollkommen. Wenn auf der Frontplatte lediglich Beschriftungen stehen sollen, genügt ein

Textprogramm, das die Zeichen in Reihe und Glied setzt. Doch wie lässt sich ein Frontplattenlayout mit Rundskalen für Potentiometer oder Drehschalter erstel-

483



len?

Ein leistungsstarkes Freeware-Programm, mit dem anspruchsvolle Frontplattenlayouts entworfen werden können, ist „Galva“. Anfänglich französischen Ursprungs, hat Galva heute auch eine englische Benutzeroberfläche. Erstellte Frontplattenentwürfe können mit jedem Drucker auf Karton oder Folie gedruckt werden, das verwendbare Material hängt vom Drucker ab.

Vergleichbar ist Galva mit einer Entwicklungsumgebung, die mit zwei Fenstern arbeitet. In einem Fenster schreibt der Anwender eine Liste, in der Kommandos und Parameter stehen. Im zweiten Fenster wird auf Tastendruck die zugehörige grafische Darstellung generiert. Eine grafische Oberfläche wie bei den bekannten Zeichenprogrammen ist nicht vorhanden. Doch das ist nicht unbedingt ein Nachteil. Sobald dem Anwender die Kommandos geläufig sind, ist ein Frontplattenlayout schnell erstellt.

Zwei- und mehrfarbige grafische Symbole und Logos lassen sich importieren, und alle in Windows installierten Schriften und Sonderzeichen sind verfügbar. Die Positionen der Skalenstriche können in Bruchteilen von Grad festgelegt werden, andere grafische Objekte lassen sich auf zehntel Millimeter genau platzieren. Das Studium der mitgelieferten Beispiele verkürzt die Einarbeitungsphase beträchtlich. Durch versuchsweises Ändern der Parameter in den Kommandolisten lassen sich deren Funktionen schnell ergründen.

Mit Galva können nicht nur Frontplattenlayouts erstellt werden, auch Nomogramme und Diagramme mit Millimeterrastern oder logarithmischen Skalen sowie vieles mehr gehören zu den Möglichkeiten. Galva kann von der untenstehenden französischsprachigen Website heruntergeladen werden, zu finden ist das Programm in der Rubrik „Electronique“.

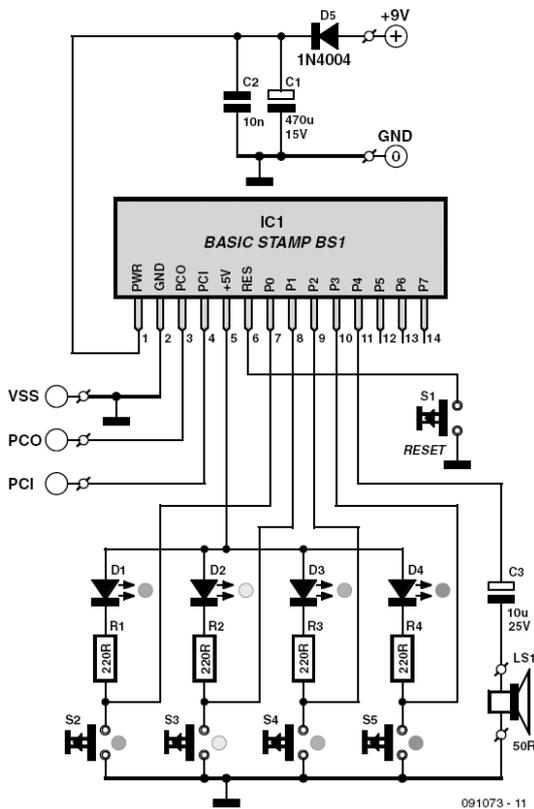
www.radioamateur.org/download

Christian Tavernier (F)

Das Spiel „Simon“ besteht aus einer großen Scheibe mit vier leuchtenden Tasten in den Farben rot, grün, blau und gelb. Diese Tasten leuchten in willkürlicher Reihenfolge in stets länger andauernden Serien auf, während gleichzeitig aus einem Lautsprecher Töne erklingen. Das Ziel des Spiels besteht aus dem Wiederholen dieser Serien, in dem die Tasten in glei-

cher Reihenfolge gedrückt werden. Das Spiel macht nicht nur Spaß, es stimuliert auch unser Gedächtnis!

Für den Bau unseres „Simon“ ist die Wahl auf eine „alte“ Basic Stamp I gefallen. Die Anzahl der Ein- und Ausgänge ist für das Ansteuern der LEDs und das Auslesen der Drucktaster ausreichend. Um den Aufbau



485

einfacher zu machen, bestehen die aufleuchtenden Tasten aus einem Drucktaster und einer LED derselben Farbe, die an denselben Port angeschlossen sind.

Das Schaltbild ist dank der Basic Stamp I sehr einfach, besonders wegen der Tatsache, dass die Ports P0 bis P3 gleichzeitig als Eingänge (in diesem Modus werden die Drucktaster ausgelesen) und als Ausgänge (die direkt die LEDs ansteuern) dienen können. P4 wird allein als Ausgang für das Ansteuern des Lautsprechers verwendet, der die Töne beim Aufleuchten der LEDs erzeugt.

Zur Versorgung ist eine Spannung zwischen 7 und 15 V notwendig. Eine Batterie von 9 V reicht bestens. Die Schaltung fällt nämlich in einen Schlafmodus, wenn sie nicht gebraucht wird.

Als Lautsprecher sollte ein Miniaturmodell mit einer Impedanz von 50 Ω ausgewählt werden. Wenn Sie die von uns entwickelte Platine nutzen möchten, sollten Sie für die Taster S1 bis S5 das viereckige Modell „D6“ von ITT verwenden. Diese Modelle haben farbige Hütchen, was in diesem Fall natürlich passt. Zur Leiterplatte ist noch zu sagen, dass die LEDs und die Drucktaster sowohl auf der Kupferseite als auch auf der Komponentenseite montiert werden können. Dies kann beim Unterbringen der Platine in einem bestimmten Gehäuse vorteilhaft sein.

Die Farben der LEDs und der Drucktaster können Sie selbst bestimmen. Es ist jedoch wichtig, jeden Ausgang (P0 bis P3) mit einer LED und einem Drucktaster derselben Farbe zu verbinden.

Das Programm, das in den Speicher der Basic Stamp geladen werden muss, ist

kostenlos von der Elektor-Website [1] und von der Site des Autors [2] herunterzuladen.

Die Initialisierung der Schaltung erfolgt automatisch beim Einschalten der Versorgungsspannung, kann aber auch in jedem willkürlichen Augenblick durch Betätigen von S1 erfolgen. Als Folge dieser Aktion leuchten alle LEDs als Einladung, mit dem Spiel zu beginnen, nacheinander auf. Wird dann keine Taste gedrückt, geht das Spiel nach einigen Sekunden in den Ruhezustand über. Alle LEDs erlöschen und der Stromverbrauch fällt zurück auf wenige μA .

Um das Spiel erneut zu starten, lösen wir einen Reset aus, in dem wir kurz auf S1 oder mindestens 2 s auf eine beliebige andere Taste drücken. Das Spiel lässt dann eine LED aufleuchten, und Sie hören den zugehörigen Ton. Nun müssen Sie innerhalb von ungefähr einer Sekunde auf die Taste der gleichen Farbe drücken. „Simon“ lässt nun zwei LEDs aufleuchten (das kann auch zwei Mal dieselbe LED sein!), während gleichzeitig die korrespondierenden Töne erklingen. Nun müssen Sie die beiden Tasten in derselben Reihenfolge drücken. Anschließend folgen Serien, die jedes Mal länger werden, bis es Ihnen nicht mehr gelingt, sie zu wiederholen. Ein Brummtönen von „Simon“ bedeutet, dass Sie einen Fehler gemacht haben. Das Spiel wird sofort abgebrochen, und ein neues Spiel beginnt.

Wir wünschen viel Spaß!

[1] www.elektor.de/091073

[2] www.tavernier-c.com

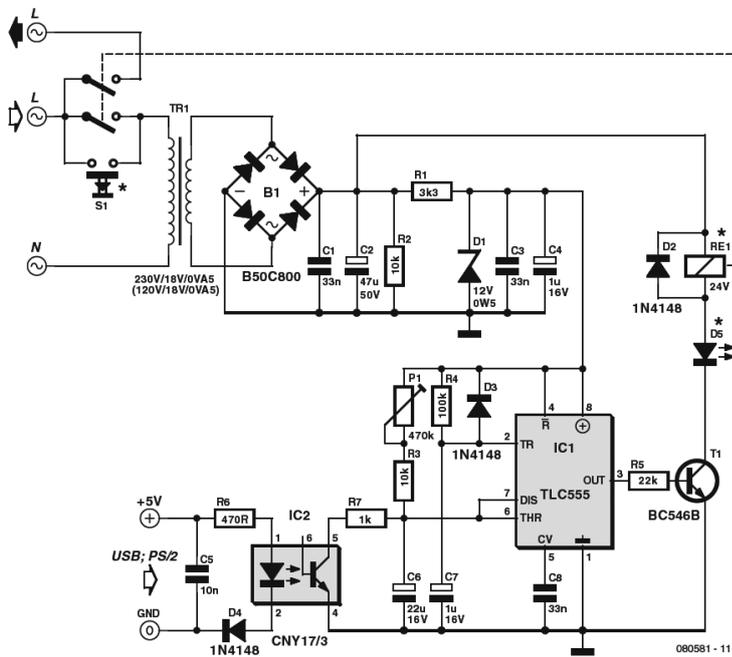
Wolfgang Gscheidle (D)

Die vorliegende Schaltung hilft, den Ruhestromverbrauch von PCs und Notebooks zu minimieren. Dabei kommt ein altbekannter 555 in Verbindung mit einem Relais in einer minimalen Schaltung zum Einsatz. Der Eigenverbrauch der Schaltung im Betrieb (also bei eingeschaltetem PC) liegt bei ca. 0,5 W. Im ausgeschalteten Zustand des PCs (Relais abgefallen) ist der Ruhestromverbrauch 0 (Null !!) Watt.

Voraussetzung ist ein PC/Notebook, dessen USB- oder Tastatur-PS/2-Buchse nur

dann zugeschaltet ist, wenn der PC mit Strom versorgt wird.

Der Powersaver kann als Vorschaltgerät vor beliebige PCs und/oder Steckdosenleisten geschaltet werden. Der Einbau kann in ein handelsübliches Steckernetzteilgehäuse (mit eingebautem Schutzkontakt) erfolgen, wie das Foto des vom Autor gebauten Modells zeigt. Der PC wird dabei an die geschaltete Ausgangssteckdose des Powersavers angeschlossen. Eine weitere Verbindung erfolgt zwischen dem Powersaver und der PS/2-Buchse (Tasta-



tur/Maus) oder einem freien USB-Port des PCs. Dabei wird nur die 5V-Versorgung dieser Buchsen verwendet.

Durch Drücken des am Powersaver angebrachten Tasters (S1) wird der Powersaver eingeschaltet und der als Monoflop geschaltete 555 über R4/C7 getriggert, der das Relais RE1 ansteuert und den PC zunächst für eine mit P1 einstellbare Zeit (ca. 5-10 s) „versuchsweise“ ans Netz schaltet. Kommt während dieser Zeit keine Rückmeldung vom PC in Form einer 5-V-Spannung vom USB oder der PS/2-Buchse (PC wurde nicht eingeschaltet), fällt das Relais im Powersaver nach der eingestellten Zeit wieder ab. Damit fließt kein Ruhestrom mehr, der PC kann dann natürlich auch nicht mehr eingeschaltet werden. Vor jedem Einschalten des PCs muss also immer zuerst der Powersaver per Taster aktiviert werden.

Kommt aber während der Ablaufzeit des Monoflops die 5-V-Spannung vom PC am Optokoppler IC2 des Powersavers an (was der Fall ist, wenn der PC eingeschaltet wurde), wird der Transistor im Optokoppler leiten und den Kondensator C6 entladen. Dadurch bleibt es so lange getriggert und das Relais so lange angezogen, bis der PC wieder heruntergefahren wird und seine USB- oder PS/2-Schnittstellen daher abschalten. Dann läuft die Monoflop-Zeit ab, das Relais fällt ab und der Powersaver trennt sich selbst vom Netz. Man braucht also nach dem Beenden von Windows nichts mehr Ausschalten, dafür sorgt der Powersaver, so bald er vom USB-Port bzw. der PS/2-Buchse keine 5 V mehr erhält. Der PC kann also beim Herunterfahren auch noch eine Weile Updates installieren, bevor er Windows tatsächlich beendet – und man braucht nicht mehr zu warten, bis er damit fertig ist. Es



wartet ja der Powersaver auf seine Chance zum Ausschalten...

Die Stromversorgung der Schaltung erfolgt durch ein kleines Netzteil mit Mini-Trafo, das man auch durch ein 12-V-Steckernetzteil ersetzen könnte, wenn man für RE1 ein 12-V-Relais verwendet. In der Schaltung des Autors ist es aber ein 24-V-Relais, das deshalb auch direkt am Ladeelko C2 angeschlossen ist, während der 555 die mit R1/D1 auf 12 V reduzierte und stabilisierte Spannung erhält. Anstelle von P1 kann natürlich auch ein Festwiderstand eingesetzt werden. Sollte der Einstellbereich von P1 nicht ausreichen, weil der PC zu langsam hochfährt, lässt sich die Monoflopzeit durch einen größeren Wert für C6 verlängern. Das Relais muss zwei Umschalt- oder Schließer mit mindestens 8 A Strombelastbarkeit haben. Der Kontakt parallel zu S1 dient als Selbsthaltekontakt für den Powersaver selbst, während der zweite Kontakt den PC bzw. die Steckerleiste schaltet, an die der PC mit seiner Peripherie angeschlossen ist. Über ihn fließt der Strom sämtlicher angeschlossener Verbraucher. Taster S1 muss 230 V schalten können und sollte kein Billigtaster sein. Über die LED D5

fließt der Spulenstrom des Relais, sie muss daher 20 mA vertragen. Man kann auch eine Low-current-LED verwenden, wenn man einen 120-Ω-Widerstand parallel zur LED schaltet. Das vom Autor verwendete Fujitsu-Relais FTR-F1CL024R hat einen Spulenstrom von 16,7 mA.

Der Optokoppler IC2 sorgt für Potentialtrennung zwischen Powersaver und PC, er wird durch D4 vor Verpolung geschützt.

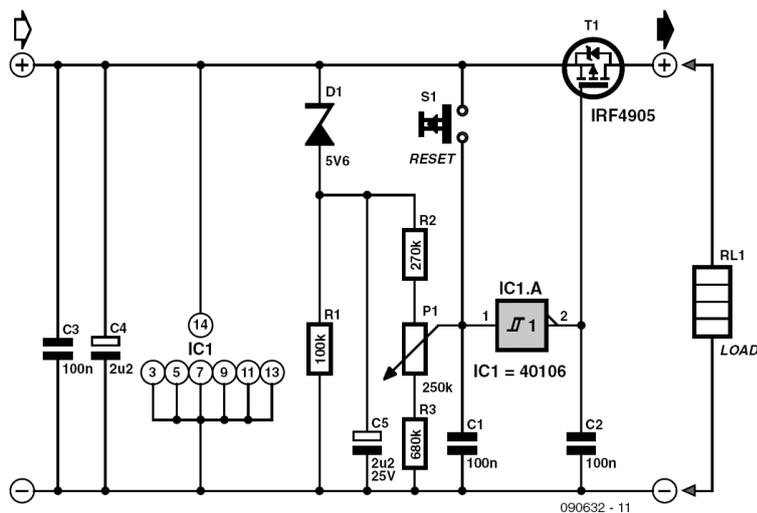
Beim Aufbau des Powersavers und beim Einbau in ein isolierendes Gehäuse ist sorgfältig auf die sichere Isolation aller Netzspannung führenden Schaltungsteile und Leitungen zu achten. Besonders die mit dem PC verbundenen Leitungen sind sorgfältig zu isolieren und die damit verbundenen Teile (R6, C5, D4 und IC2) müssen mindestens 6 mm Isolationsabstand zu Netzspannung führenden Teilen einhalten.

Tiefentladungsschutz für 12-V-Akkus 289

Jürgen Stannieder (D)

Für Ströme bis 4 A hat sich beim Autor ein Spannungswächter mit bistabilem Relais bewährt. Doch was tun, wenn der Strom etwas größer ausfällt?

Mit einem P-Kanal-HEXFET-Power-MOS-FET lässt sich die Spannung am Pluspol eines Akkus schalten. Bei einem niedrigen R_{DS} des Transistors fallen die



Verluste kaum größer als bei einem Relais. Der in der Schaltung verwendete IRF4905 von International Rectifier [1] hat einen R_{DS} von $0,02 \Omega$ und einen maximalen ID von 74 A. Damit lassen sich Verbraucher mit bis zu 20 A Stromaufnahme bei Absinken der Spannung von der Batterie trennen („Lastabwurf“). Dabei muss natürlich auch die Leitungsführung zu den Anschlüssen des Transistors und natürlich auch zur Last einen ausreichenden Querschnitt aufweisen. Da die Verlustleistung des Transistors bei so hohen Strömen mehrere Watt betragen kann (bei 15 A sind es beispielsweise 4,5 W), ist ein entsprechender Kühlkörper vorzusehen. Der Eigenstromverbrauch der Schaltung ist sehr gering und liegt mit 0,5 mA in ei-

ner Größenordnung, die gegenüber der Selbstentladung des Akkus nicht ins Gewicht fällt.

Mit P1 stellt man die Spannung ein, bei deren Unterschreitung die Abschaltung erfolgen soll. Die Last bleibt auch abgeschaltet, wenn die Eingangsspannung bei nachgeladenem Akku wieder höher wird. Um T1 wieder zum Leiten zu bringen, muss der Taster S1 kurz gedrückt werden.

Es ist wichtig, dass die nicht benutzten Eingänge des Sechsfach-Schmitt-Trigger-Inverters 40106 wie im Schaltplan angegeben auf Masse gelegt werden.

[1] www.irf.com

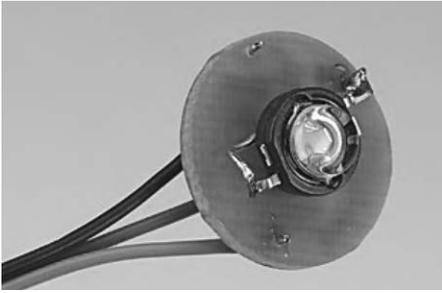
290 Luxeon-Logik: Helligkeitssteuerung für LED-Taschenlampen

Oliver Micic (D)

Die kleinen super-hellen Luxeon-LEDs von Philips eignen sich für viele Anwendungen, zum Beispiel für kleine, aber feine (sprich helle) Taschenlampen. Nicht immer wird aber die volle Lichtstärke gebraucht, was die Frage nach einer einfachen Möglichkeit der Einstellung aufwirft. Nach ein klein wenig Nachdenken hat der Autor die vorliegende Schaltung entwickelt. Ein ATtiny erlaubt eine komfortable Ein-Knopf-Bedienung:

Per Tastendruck können drei Helligkeiten ausgewählt werden, beim vierten Tastendruck wird die LED ausgeschaltet. Da der ATtiny nun in den Sleep-Modus fällt, sinkt die Stromaufnahme auf ca. $1,2 \mu\text{A}$ ab.

Im Normalbetrieb steigt die Stromaufnahme auf rund 12 mA an, dazu kommt der Strom durch die LEDs. Bei 4,5 V hat der Autor je nach eingestellter Helligkeit einen Gesamt-Stromverbrauch von 50 mA,



97 mA und 244 mA ermittelt. Andere LED-Ströme sind in der kleinen Schaltung durch eine einfache Anpassung von R1 einstellbar, maximal sollte die LED aber mit 350 mA betrieben werden. Wer mehrere LEDs einsetzen möchte, muss auch zu einem anderen Transistortyp greifen, der 2N2222 ist für einen Strom von maximal 600 mA ausgelegt.

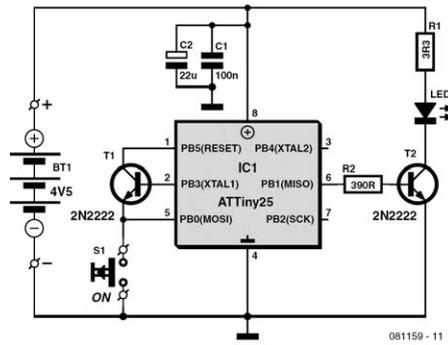
Zur recht einfachen Schaltung wäre nur noch zu sagen, dass ein Quarz fehlt, da der interne 8-MHz-Oszillator des ATtiny25 benutzt wird. In der in BASCOM geschriebenen Firmware [1], welche mit PWM arbeitet, ist der interne Teiler (1:8) eingeschaltet. Dies sollte auch bei Änderungen beibehalten werden, damit die Firmware auch wirklich mit 1 MHz läuft, was Strom spart.

Eine passende kleine Platine ist über die Elektor-Website (und wie immer auch zum Gratis-Download) erhältlich [1]. Der Autor [2] hat ihr eine runde Form gegeben, so dass sie gut in eine Taschenlampe mit drei AA-Batterien passt.

Weblinks

- [1] www.elektor.de/081159
- [2] www.dg7xo.de

Downloads & Produkte Platine



Stückliste

Widerstände:

- R1 = 3,3 Ω (1206)
- R2 = 390 Ω (1206)

Kondensatoren:

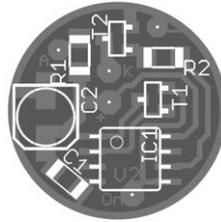
- C1 = 100 n (1206)
- C2 = 22 μ / 10 V (SMD)

Halbleiter:

- T1, T2 = 2N2222 (SOT-23)
- IC1 = ATtiny25-20SU (SOT-8)
- LED1 = Luxeon LED 1 W (SMD), weiß

Außerdem:

- Taster
- Platine 081159-1 [1]



081159-1 zum Download / erhältlich über www.elektor.de/081159

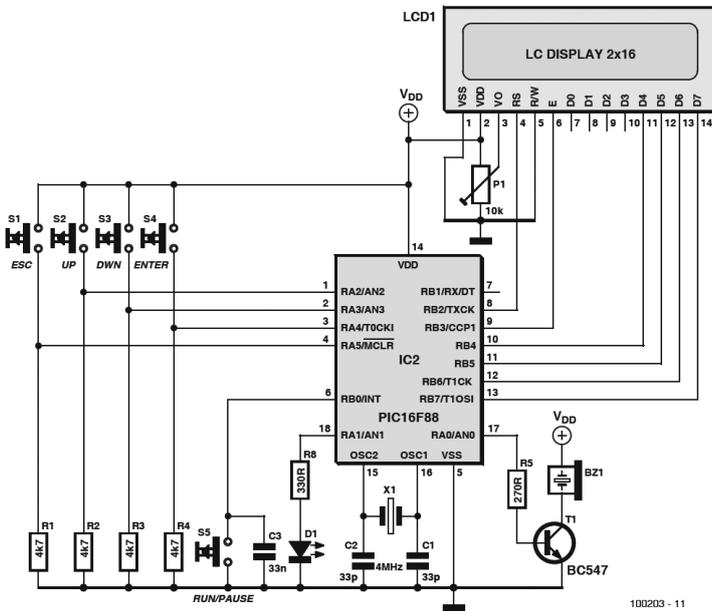
Programmierter Controller
081159-41 Controller ATtiny25

Software
081159-11 Source-Code und Hex-Files

Noël Demissy (F)

Der akustische Trainer produziert in festem Rhythmus oder in unregelmäßigen Zeitabständen akustische Signale, die beim Timing eines sportlichen Trainings helfen. Ein Zeitintervall beginnt mit einem kurzen Ton, das Intervall-Ende wird von zwei kurzen Tönen signalisiert.

In den Einstellungen 1 bis 4 wird eine bestimmte Zyklen-Anzahl durchlaufen, jeder Zyklus besteht aus einem aktiven Intervall und einer Ruhepause. Beispielsweise sind bei Einstellung 1 sechs Zyklen vorgegeben, in jedem Zyklus folgt auf ein 15 Sekunden langes aktives Intervall eine



15 Sekunden lange Pause. Die Einstellungen 1 bis 3 sind vorprogrammiert, Einstellung 4 ist frei gestaltbar.

In der Einstellung 5 kann die Größe $v\text{VO}_2\text{max}$ (velocity at maximal oxygen uptake) bestimmt werden. Der Sportler läuft auf einem Laufband, dessen Tempo in Abständen von zwei Minuten gesteigert wird. In diesen zwei Minuten wird jeweils in Phasen gelaufen, die zugehörige Strecke kann 20 m oder 25 m lang sein. Das Start-Tempo und das maximale Tempo sind einstellbar. Nach zwei Minuten wird das Tempo um 1 km/h gesteigert. Die Anzahl der in zwei Minuten zu absolvierenden Laufphasen steigt, während die Zeiten zunehmend kürzer werden. Die Größe $v\text{VO}_2\text{max}$ ergibt sich aus dem zuletzt gelaufenen Tempo.

Auf der Liste der Bauelemente stehen ein PIC, fünf Drucktaster, ein LCD mit $2 \cdot 16$

Zeichen, eine LED und der akustische Signalgeber. Für ein präzises Timing muss der Takt des Controllers von einem Quarz gesteuert werden.

Nach Anschluss der Betriebsspannung ist der akustische Trainer sofort startklar. Durch Drücken des Tasters „Run/Pause“ wird der Trainer in den Run-Modus geschaltet, die LED leuchtet auf. Beim nächsten Tastendruck wechselt der Trainer in den Modus „Pause“. Unterbrochene Trainings können mit den aktuellen Daten fortgesetzt werden. Beim Drücken des Tasters „Escape“ werden alle Daten des laufenden Trainings gelöscht.

Zum Mikrocontroller-Programm (BASIC und Hex-Datei), dem Bezug eines programmierten Mikrocontrollers und einer ausführlichen Beschreibung (in Französisch) siehe [1].

[1] www.elektor.de/100203

LED als Fotoelement

292

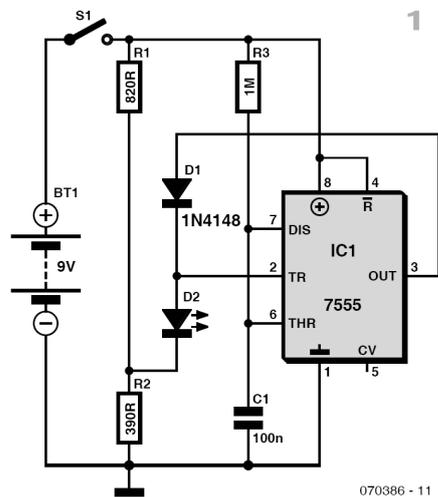
Geoff Nicholls (D)

Die gemeine rote LED wird üblicherweise zur Erzeugung von Licht genutzt, aber sie kann auch anders: Statt als „light emitter“ kann sie auch als „light collector“ operieren und so herum wird dann aus einer LED eine LCD, die problemlos als Fotosensor funktioniert. Wenn man will, kann so ein Bauteil beide Funktionen in einer Schaltung übernehmen – und das sogar quasi gleichzeitig!

Voraussetzung ist, dass die LED nicht kontinuierlich leuchtet, sondern gepulst wird. Im nichtleuchtenden Zeitabschnitt wird sie nicht mit Strom versorgt. In diesen Leuchtpausen kann man den Strom messen, den sie in ihrer Nebenrolle als Mini-Solarzelle aus dem eintreffenden Umgebungslicht generiert.

Zwei Schaltungen belegen, dass dies mit nur wenig Bauteil-Aufwand möglich ist:

493



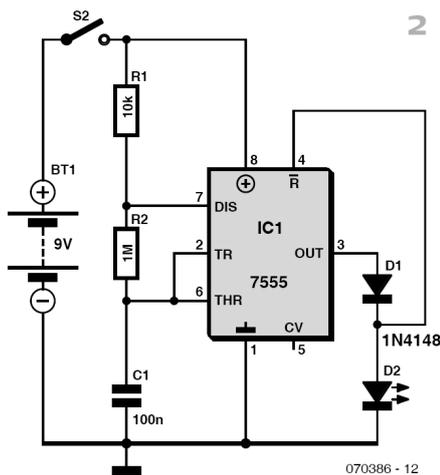
070386 - 11

Die Schaltung in Bild 1 arbeitet als Nachtlicht. Die LED bleibt aus, wenn es hell ist und leuchtet, wenn das Umgebungslicht einen bestimmten Pegel unterschreitet. Als „Prozessor“ fungiert ein Timer in CMOS Ausführung vom Typ 7555, der als Monoflop geschaltet ist. Er wird getriggert, wenn die Spannung an Pin 2 kleiner als $\frac{1}{3}$ der Versorgungsspannung wird. Der Spannungsteiler aus R1 und R2 sorgt dafür, dass die Kathode der LED knapp unterhalb dieser Spannungsschwelle liegt. Bei ausreichendem Umgebungslicht produziert die LED eine Spannung im Bereich einiger hundert mV, so dass die Spannung an TR von IC1 oberhalb der Triggerschwelle bleibt, solange es hell ist. In diesem Modus ist der Ausgang Pin 3 auf „Low“ und die Diode D1 verhindert, dass die Fotospannung von D2 kurzgeschlossen wird. Wenn es dunkel genug ist, wird die Triggerschwelle aber unterschritten und der Timer liefert einen positiven Impuls an Pin 3, der die LED über R2 leuchten lässt

und dessen Dauer von C1 und R3 abhängt. Nach jedem Puls wird dann kurz geschaut, ob es noch dunkel genug ist. Falls ja, kommt der nächste Impuls. Die Schaltung eignet sich hervorragend als Orientierungshilfe für Lichtschalter in Treppenhäusern und ähnliche Anwendungen.

Die Schaltung in Bild 2 ist als „Taglicht“ das Gegenteil der vorhergehenden. Die LED blinkt im Hellen und bleibt dunkel, wenn es dunkel ist. Hierfür ist der Timer als astabiler Multivibrator geschaltet. Und dieser AMV ist solange in Betrieb, wie die Spannung am Reset-Eingang Pin 4 oberhalb einer Schwelle von etwa 600 mV liegt. Im Dunkeln erhält der Timer daher ein dauerndes Reset-Signal.

Die LED fungiert als Licht-Emitter, wenn Pin 3 „High“ ist. Bei „Low“ verhindert eine Diode den Kurzschluss der Fotospannung der LED. Die Schaltung eignet sich gut für ein Spiel. Versteckt man die Sensor-LED gut in nicht zu hellen Räumen, dann leuchtet sie nur auf, wenn sie von einem Laserpointer



070386 - 12

oder einer Taschenlampe getroffen wird. Mit größeren Werten für C1 kann man die Leuchtdauer verlängern.

Beide Schaltungen lassen sich übrigens prima als optischer „Sensorschalter“ verwenden: In hellen Räumen ändert sich der Pegel des Ausgangs, wenn man die LED

mit dem Finger abdeckt. Wichtig ist, dass man keinesfalls den bipolaren Timer 555 einsetzt, denn dessen Eingangsströme sind einfach zu hoch. In unserem Prototyp wurde ein ICM7555 von Intersil verwendet.

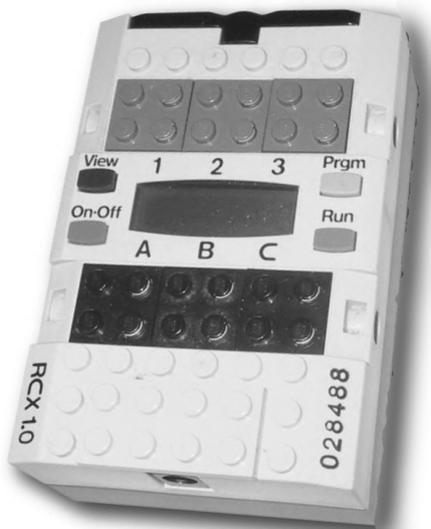
Günstiger Einstieg in die LEGO-Robotik 293

Tilo Gockel (D)

Bereits Anfang des Jahres 2006 hat die dänische Firma LEGO ihre Robotik-Produktreihe vom „Robotics Invention System“ auf das NXT-System umgestellt. Entsprechend haben auch viele Schulen und Universitäten die neuen NXT-Kästen angeschafft, und die Invention-Baukästen sind nun preiswert gebraucht bei eBay oder auf anderen Börsen erhältlich (bei eventuell fehlenden oder defekten Teilen gibt es eine gute Ersatzteilversorgung [1]).

Wer nun aber seinem Sohn, Neffen, Enkel oder einfach sich selbst eine Freude machen will und solch einen Baukasten ersteigert, der steht vor dem Problem, die zugehörige Software auch unter Windows XP oder Vista zum Laufen zu bekommen, da diese Betriebssysteme offiziell nicht unterstützt werden. Wie es dennoch funktioniert, wird im Folgenden beschrieben.

Zuerst sollte man versuchen, von CD zu installieren wie vorgesehen. Mit etwas Glück gelingt dies sogar. Hierzu wählt



man „Komplettinstallation“ und anschließend nur das Kästchen bei Quicktime 2.1 aus, nicht aber die bei Quicktime 3.0 und DirectX 6.1. Hierbei gehen wir davon aus, dass sich bereits eine aktuelle DirectX-Version auf dem PC befindet. Bei Quicktime muss es aber unbedingt 2.1 sein, aktuellere Versionen werden nicht erkannt!

Falls diese Vorgehensweise nicht funktioniert, so erkennt man dies daran, dass nach dem Aufruf von probe.exe die Applikation im Speicher hängt und keinerlei Ausgaben mehr zu sehen ist. Dann sind einige Änderungen erforderlich:

1. Deinstallation der Software (Programme / LEGO MINDSTORMS / ... / deinstallieren)
2. Deinstallation aller Quicktime-Versionen (Start / Einstellungen / Systemsteuerung / Software ...)
3. Erneute Installation der LEGO-Software mit Auswahl von Quicktime 2.1.
4. Start / Einstellungen / Systemsteuerung / System / Erweitert / Systemleistung-Einstellungen / Erweitert / Virtueller Arbeitsspeicher, dort ist einzustellen: Anfangsgröße auf 384 MB reduzieren.

Die zuletzt genannte Maßnahme ist notwendig, weil sich sonst der Quicktime-Player beschwert, dass er zu wenig Speicher zur Verfügung hat und dann nicht startet – ein etwas kurioser Bug.

Nun muss noch eine weitere Änderung vorgenommen werden. Hierzu klickt man mit der rechten Maustaste auf das Start-Icon auf dem Desktop. Dann: Verknüpfung / Ausführen in...

Der eingestellte Pfad ist zu ändern von „C:\Programme\LEGO MINDSTORMS\probe.exe“ auf „C:\Programme\LEGO MINDSTORMS“. Abschließend gibt es in selteneren Fällen noch Probleme mit einem hängenden Windows-Installer-Dienst (Fehler 1281). Um dies zu umgehen, kann man vor jeder Neuinstallation neu booten oder aber auch den Dienst manuell be-

enden per Start / Einstellungen / Systemsteuerung / Verwaltung / Dienste / Windows Installer. Dort klickt man auf die rechte Maustaste und wählt den Menüpunkt „Beenden“ aus. Jetzt kann man über das Desktop-Icon die LEGO-Software starten, wobei die CD stets im Laufwerk belassen werden muss.

Falls bei der älteren Robotics Invention Version 1.0 Probleme mit der Farbdarstellung auftreten, findet man unter [2] eine mögliche Lösung.

Hier noch ein paar Tipps aus der Praxis: Bei der Übertragung von der Sendestation zum Brick darf der Sender nicht unter einer zu starken Lichtquelle wie beispielsweise der Schreibtischlampe stehen. Ob die Übertragung funktioniert, sieht man an der grünen LED der Sendestation. Falls das System einmal längere Zeit nicht benutzt wird, sollte man die Batterien aus der Infrarot-Sendestation entnehmen.

Wenn am Computer die serielle Schnittstelle fehlt, kann man einen USB-Infrarot-sender zukaufen (bei eBay o.ä. für rund 35 Euro); günstiger ist allerdings ein USB-RS232-Schnittstellenwandler (zum Beispiel das Produkt USB2 Seriell für USB 1.1 bei Reichelt).

Abschließend noch ein Wort zur Programmierung: Für anspruchsvolle Projekte, wie sie beispielsweise unter [3] zu finden sind, eignet sich ein Hochsprachen-Compiler besser als das mitgelieferte grafische Programmiersystem. Eine gute Wahl ist der freie Cross-Compiler Not Quite C (NQC), der auf eine C-ähnliche Syntax setzt [4].

Weblinks

- [1] <http://shop.lego.com/ByCatalog>
<http://technik-lpe.info/LEGO/Schulprogramm/Preisliste>
- [2] www.crynwr.com/cgi-bin/ezmlm-cgi/7/21888
- [3] www.tik.ee.ethz.ch/tik/education/lectures/PPS/mindstorms/#finished

- www.informatik.uni-kiel.de/rtsys/lego-mindstorms/projekte/#c1798
- www.youtube.com/results?search_type=&search_query=lego+mindstorms&aq=f
- [4] <http://bricxcc.sourceforge.net/nqc/>

Kommunikation mit Laser 294

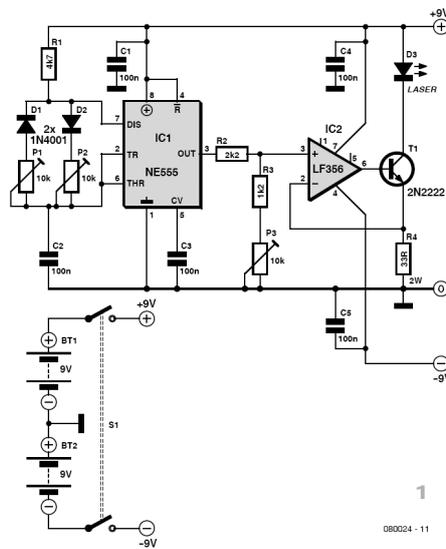
Raj. K. Gorkhali (Nepal)

Eigentlich ist Kommunikation per Laser nicht unbedingt neu. Von den Glasfaserkabeln, die Telefongespräche und Daten rund um den Globus transportieren, haben Sie bestimmt schon etwas gehört. Modulierte Laserlicht fungiert dabei als Träger.

Dieser Beitrag soll helfen, mittels Laser eine Sichtverbindung zu errichten, über die man Informationen zwischen zwei Stationen austauschen kann. Das Prinzip ähnelt der Technik bei Glasfaserkabeln – nur hier eben ohne Glasfasern. Solche Sichtverbindungen werden auch als Inter-Satelliten-Verbindung im Weltraum eingesetzt.

Man benötigt minimal einen Sender und einen Empfänger, die nicht sehr aufwendig sein müssen, wie die Bilder 1 und 2 beweisen.

Der Sender besteht im Kern aus einem altbewährten Timer-IC, das als astabiler Multivibrator geschaltet ist. Mit der vom Timer gelieferten Rechteckspannung wird die Stromquelle mit IC2 moduliert. Ge-



genüber der Standardbesetzung von IC1 sind zwei Dioden vorgesehen, die Puls- und Pausenzeit mit zwei Potis getrennt einstellbar machen. Die Impulszeit ergibt sich in etwa zu:

$$0,74 \times (R1+P2) \times C2 [s]$$

und die Pausenzeit zu:

$$0,74 \times P1 \times C2 [s]$$

Die Ausgangsfrequenz lässt sich mit den angegebenen Werten leicht auf etwa 1 kHz einstellen. Die Treiberschaltung für den Laser aus IC2 und T1 arbeitet als modulierbare und einstellbare Stromquelle. Die Laserdiode wird also von einem rechteckförmigen Strom durchflossen, dessen Frequenz vom Timer und dessen Amplitude von P3 und R4 abhängt. Der Spitzenwert des Stroms lässt sich so zwischen 10 mA und 200 mA einstellen.

Der Empfänger besteht im Wesentlichen aus einem Licht/Spannungsumsetzer mit hoher innerer Verstärkung. Das Licht lässt durch D4 einen Strom fließen, der an R5 einen Spannungsabfall ergibt. Die Verstärkung von IC3 ergibt sich zu:

$$(R6+R7) / R6$$

Mit der angegebenen Dimensionierung ergibt sich somit 84-fache Verstärkung.

Das Signal am Opamp-Ausgang dürfte groß genug sein, um verstärkt von T2 einen kleinen Lautsprecher zu treiben. Mit dem zweiten Opamp IC4 wurde ein Puffer mit einfacher Verstärkung realisiert, an dessen Ausgang man ein Oszilloskop oder andere Geräte anschließen kann.

Der Einfachheit halber werden sowohl Sender als auch Empfänger mit symmetrischer Betriebsspannung aus jeweils zwei 9-V-Batterien versorgt.

Es empfiehlt sich, die Empfänger-Diode in ein dünnes schwarzes Rohr einzubauen, damit Fremdlicht weniger stört.

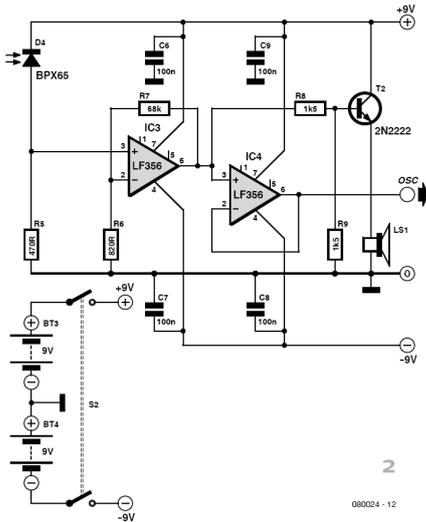
Der Abgleich:

1. P1 und P2 so einstellen, dass ein halbwegs symmetrisches 1-kHz-Signal an Pin 3 von IC1 ansteht.
2. P3 so einstellen, dass der gewünschte Strom durch D3 fließt. Dabei die vom Hersteller angegebenen Maximalwerte beachten!
3. Sender und Empfänger so ausrichten, dass das Laserlicht auf D4 fällt.
4. An Pin 6 von IC3 sollten nun Impulse mit einem Spitzenwert von 1...6 V auftreten.
5. Wenn das klappt, sollte der 1 kHz-Ton deutlich aus dem Lautsprecher zu vernehmen sein.

Man kann nun mit verschiedenen Entfernungen, mit Spiegeln oder Optiken und mit Tastverhältnissen experimentieren. Die mögliche Reichweite hängt stark von der Lichtleistung des Lasers ab.

Achtung:

NIEMALS in das Licht des Lasers schauen! Man muss die vom Hersteller angegebenen Vorsichtsmaßnahmen einhalten.



Dr. Thomas Scherer (D)

Zweck dieser Schaltung ist es, einer „intelligenten“ anderen Schaltung vorzugaukeln, dass ein Lüfter angeschlossen sei, wo keiner ist. Diese Art elektronischen Vorspielens falscher Tatsachen ist manchmal durchaus sinnvoll!

Der Autor war von seinem kleinen privaten Server – einem NAS (Network Attached Storage) – so angetan, dass er das Gerät einem guten Freund empfahl. Dieser wiederum hatte eine Quelle für preiswerte SSDs (Solid State Disks) aufgetan, ersetzte die rotierende Festplatte flugs durch den Halbleiterspeicher und konnte so den kleinen Server noch stromsparender machen. Und da eröffnete sich doch auch gleich eine Möglichkeit zu einer weiteren Geräuschreduktion. Denn bei einem resultierenden Verbrauch von unter 5 W sollte es nun doch auch möglich sein, den kleinen 60-mm-Lüfter abzuklemmen, oder etwa nicht?

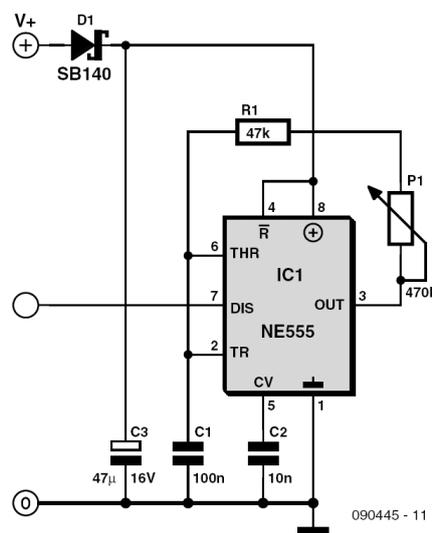
Doch im Land der Konjunktive ist alles einfach. In der Realität hingegen piepte plötzlich ein Summer ohn' Unterlass, denn die NAS-Elektronik steuert nicht nur die Lüfterdrehzahl je nach Temperatur, sondern überwacht auch, ob sich dieser Lüfter noch dreht. Tut er dies nicht, setzt es Alarmgetröte. Vom Freund angerufen, machte sich der Autor gleich auf den Weg in den Bastelkeller...

Schnell war nämlich klar, dass es sich um einen Lüfter mit „klassischem“ dreipoli-

Eigenschaften

- Simuliert Lüfter beliebiger Größe ;-)
- Pseudo-Drehzahl 15...150 Hz einstellbar
- Benötigt weniger als 5 mA Strom
- Arbeitet mit 4...15 V
- Absolut leise...

gem Anschluss handelt. Sein Kabel führte also +5...12 V auf der roten, Masse auf der schwarzen Ader und auf der gelben Ader lieferte der Lüfter bei langsamer Drehzahl ein Rechtecksignal mit einer Frequenz von etwa 35 Hz. Eine Pseudo-Lüfter-Elektronik muss also nicht mehr als so ein Rechtecksignal generieren und basta!



Für diese immens schwierige Aufgabe sollte – das ist jedem Elektroniker klar – unbedingt ein Spezial-IC eingesetzt werden. Wem jetzt nicht sofort die magische Zahl 555 in den Sinn kommt, der muss zur Strafe einen Multivibrator mit zwei Transistoren zusammenlöten. Der Timer 555 ist nämlich nicht nur das meistverkaufte IC überhaupt, sondern verfügt neben dem richtigen Spannungsbereich auch über einen passenden Open-Collector-Ausgang. Demgemäß bietet die Schaltung keine Überraschungen. Gegenüber der Standard-Beschaltung des ICs ist der zeitbestimmende Widerstand (Reihenschaltung aus R1 und P1) an den Gegentakt-Ausgang Pin 3 angeschlossen, was nicht nur Pin 7 als OC-Ausgang frei macht, sondern auch für Rechtecksignale mit 50%-Tastverhältnis sorgt. Mit den angegebenen Werten kann man Frequenzen von etwa 15 Hz bis 150 Hz einstellen, was für alle bekannten Fälle ausreichen müsste.

Man kann so eine einfache Schaltung natürlich ohne größere Schwierigkeiten auf einer Lochrasterplatine aufbauen, doch mit der passenden kleinen Platine sieht die Sache viel professioneller aus. Das Layout hierfür ist wie immer auf der Elektor-Webseite zu diesem Beitrag [1] zu finden. Der Pseudo-Fan eignet sich selbstverständlich nicht nur für den Einsatz in kleinen Servern. Auch wenn man vor hat, sich einen weitestgehend passiv gekühlten PC zu bauen, kann einem die integrierte Lüftersteuerung einen Strich durch die Rechnung machen, wenn sich die Lüfterüberwachung nicht individuell im BIOS deaktivieren lässt. Ein Pseudo-Fan löst auch dieses Problem schnell und ohne komplizierte BIOS-Patch-Versuche. Sogar Lüfter mit vierpoligen Anschlüssen lassen

Stückliste

Widerstände:

R1 = 47k
P1 = 470k, klein, stehend

Kondensatoren:

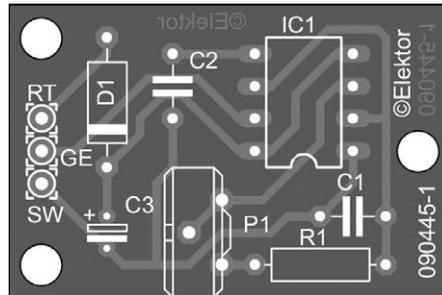
C1 = 100n
C2 = 10n
C3 = 47µ/16V

Halbleiter:

D1 = SB140 (Schottky-Diode)
IC1 = NE555

Außerdem:

Abgezwicktes Kabel mit dreipoligem Stecker
Platine 090445-1



sich damit virtualisieren – nur die angegebenen drei Anschlüsse sind wirklich erforderlich. Benötigt man keine einstellbare Pseudo-Drehzahl, kann man P1 durch eine Drahtbrücke ersetzen und R1 nach Wunsch anpassen. Die Formel für die Frequenz lautet dann

$$f = 1,44 / (2 \times R1 \times C1).$$

Weblinks

[1] www.elektor.de/090445

Downloads & Produkte

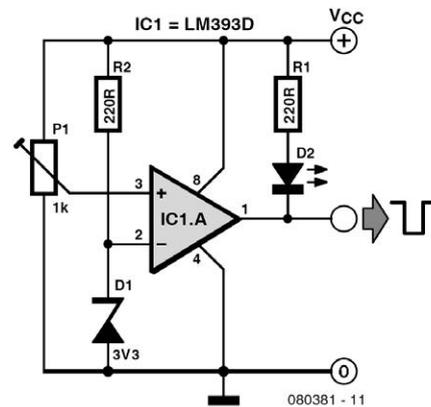
Platine

090445-1 erhältlich über

www.elektor.de/090445

Lars Näs (Schweden)

Diese Schaltung ist eine sehr einfache Überwachungslösung für Versorgungsspannungen von +5 V. Man kann damit zum Beispiel die Spannung einer Batterie dahingehend überwachen, ob sie unter einen bestimmten Wert fällt. Der Ausgang der Schaltung liefert digitale Logik-Pegel, die sich auch für den Anschluss an TTL-Eingänge eignen. Sie taugt auch als Brown-out-Detektor für Mikrocontroller (an Reset anschließen) oder allgemein dafür, Elektronik abzuschalten, bevor sie durch zu niedrige Versorgungsspannung in undefinierte Zustände gerät.



Die Schaltung benötigt einen der beiden Komparatoren im IC LM393D. Man kann aber auch $\frac{1}{4}$ des ICs LM339 verwenden. Der Komparator vergleicht die mit der Versorgungsspannung fluktuierende Spannung am Schleifer von P1 mit den stabilen 3,3 V der Z-Diode. Wenn die Spannung des Potis unter diese 3,3 V fällt, wird der Ausgang „Low“ und die LED leuchtet. Diese „negative Logik“ passt beispielsweise für die meisten Reset-Eingänge von ICs und Mikrocontrollern. Durch Vertauschen von Pin 2 und 3 kann man die Logik bei Bedarf invertieren. Dann zeigt die LED an, dass die Spannung in Ordnung ist. Die Einstellung der Schaltung auf bestimmte Grenzwerte geht wie folgt:

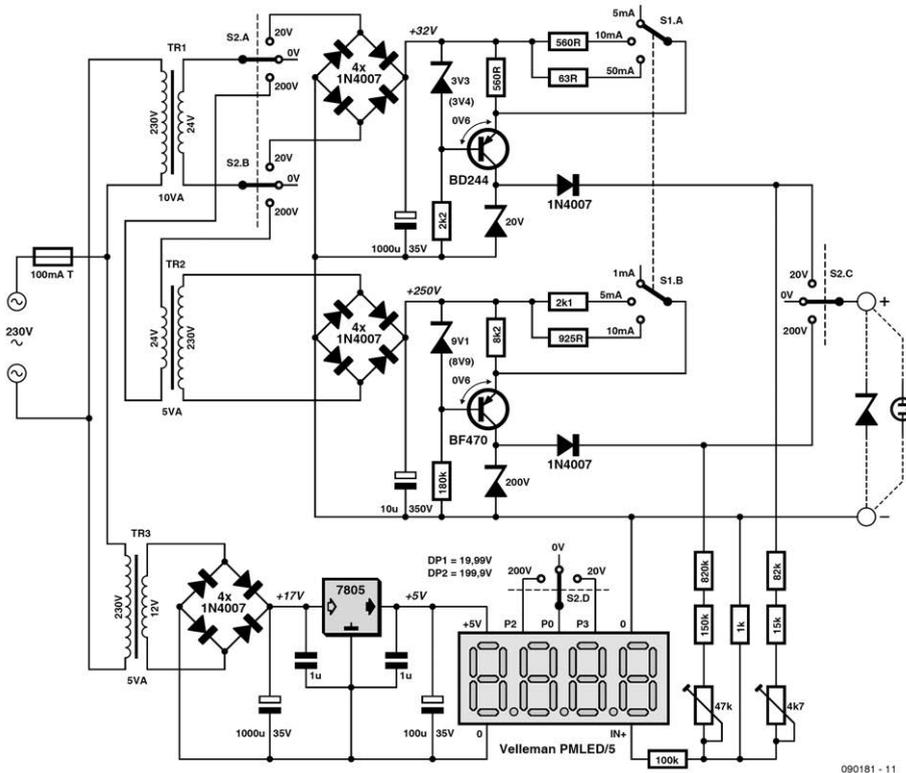
Angenommen, der Ausgang soll bei $V_{CC} = 4,75 \text{ V}$ ($= 5 \text{ V} - 5\%$) schalten, dann hängt man die Schaltung an ein Labornetzteil und stellt V_{CC} auf genau 4,75 V ein. P1 wird so eingestellt, dass die LED gerade noch nicht leuchtet.

Die Schaltung kann auch für höhere Spannungen verwendet werden. Für die Überwachung einer 12-V-Leitung empfiehlt sich allerdings der Ersatz von D1 durch eine 5,6-V-Z-Diode. P1 wird dann zu 5 k Ω , $R1 = 820 \Omega$ und $R2 = 1 \text{ k}\Omega$. Ein typischer Schwellwert für die 12 V eines PCs wäre 10,8 V ($12 \text{ V} - 10\%$).

Jean Herman (Belgien)

Mit dem hier beschriebenen Tester lässt sich die korrekte Funktion von Z-Dioden mit Nennspannungen bis zu 200 V überprüfen. Außerdem kann man damit die Durchbruchspannung unbekannter Z-Dioden ermitteln. Bei dieser Gelegenheit: Nur bei Nennspannungen im Bereich

2...5,6 V spricht man vom Zener-Effekt - bei höheren Spannungen wird der Durchbruch durch den so genannten Avalanche-Effekt dominiert. Die mit einer Z-Diode erzielbare Spannungsstabilität wird von ihrem differentiellen Innenwiderstand und ihrem Temperaturgang beein-



090181 - 11

flusst. Deshalb kann man bei diesem Tester drei verschiedene Messströme einstellen.

Der differentielle Innenwiderstand errechnet sich zu $R_{INT} = dV/dI$. Dabei ergibt sich dI als Differenz der Messung zwei Ströme: Bei 5 mA und 10 mA beispielsweise ist $dI = 5$ mA. Außerdem werden die Spannungen bei diesen beiden Strömen erfasst. Bei einem 6,8-V-Exemplar könnten 6,9 V bei 10 mA und 6,6 V bei 5 mA auftreten, wobei dV dann 0,3 V beträgt. Folglich wäre in diesem Fall $R_{INT} = 0,3 \text{ V}/5 \text{ mA} = 60 \Omega$.

Der Temperatur-Koeffizient ist stark von der Nennspannung abhängig. Idealerweise ist er bei den meisten Fabrikaten beim Nennwert von 5,6 V nahezu null. Unter diesem Wert wird er negativ und oberhalb entsprechend positiv. Den Temperaturgang kann man durch gleichzeitiges Messen der Durchbruchspannung und der Temperatur einschätzen.

Der Tester hat mit 0...20 V und 0...200 V zwei Spannungsbereiche mit jeweils unterschiedlichen Messströmen, was zwei unterschiedliche Trafos erfordert. Ein dritter Trafo dient lediglich der 5-V-Versorgung für das DVM-Modul. Für Schalter S2 eignet sich ein vierfacher Stufenschalter mit drei Stellungen. In der neutralen Mittelstellung ist die Messung ausgeschaltet.

20-V-Stellung

Trafo TR1 speist in der 20-V-Stellung von S2.A und S2.B einen Brückengleichrichter. Am folgenden Elko liegen dann rund 32 V Gleichspannung. Der Transistor BD244 ist mit Hilfe einer 3,3-V-Z-Diode

als Stromquelle geschaltet. Mit S1.A lassen sich durch unterschiedliche Emitterwiderstände Ströme von 5, 10 und 50 mA einstellen. Der Konstantstrom errechnet sich nach folgender Formel:

$$I_{KONST} = V_Z (3,4 \text{ V}) - V_{BE} (0,6 \text{ V})/R_E$$

Eine zusätzliche 20-V-Z-Diode begrenzt die maximal auftretende Spannung idealerweise auf 19,9 V, damit die Anzeige des DVMs nicht überläuft. Notfalls muss man das „richtige“ Exemplar aus mehreren Z-Dioden selektieren. Eine Diode vom Typ 1N4007 schützt die Elektronik vor versehentlich angelegten Spannungen von außen.

200-V-Stellung

S2.A und S2.B leiten die sekundären 24 V von TR1 an die sekundäre 24-V-Wicklung von TR2, der daraus dann doppelt isolierte 230 V an der Primärwicklung generiert. Bei TR2 handelt es sich um einen gewöhnlichen, „umgekehrt“ verwendeten 24-V-Netztrafo mit 5 VA. Der nachfolgende Brückengleichrichter macht daraus am Hochvolt-Elko eine Gleichspannung von mehr als 250 V. Hier dient der Transistor BF470 als Konstantstromquelle. PNP-Transistoren für hohe Spannungen sind selten. Der Typ BF470 wurde früher gerne als Videotreiber für Bildröhren eingesetzt. Mit S1.B wird über Emitter-Widerstände zwischen den drei Strömen 1, 5 und 10 mA umgeschaltet. Aufgrund der höheren Spannung werden niedrigere Messströme verwendet. Bei 10 mA entstehen am BF470 bei Kurzschluss der Ausgangsspannung immerhin gut 2,5 W an Wärme. Eine angeschlossene 200-V-Z-Diode muss bei 10 mA ordentliche 2 W aushalten.

0-V-Stellung

Das ist die neutrale Mittelstellung. Außer Z-Dioden kann man auch die Sperrspannungen gewöhnlicher Dioden sowie Gasentladungsröhren beziehungsweise Glimmstabilisatoren wie die Typen OA2, OB2 etc. überprüfen und Varistoren testen. Das DVM-Modul erlaubt eine genaue Mes-

sung der Durchbruchsspannung und eine gute Einschätzung des Temperaturgangs.

S2.D schaltet den Dezimalpunkt des Displays zwischen 19,99 und 199,9 um — der Messbereich wird automatisch über die Vorwiderstände des 1-k Ω -Widerstands angepasst. Man sollte unbedingt die Lötbrücke von Punkt P3 des Moduls entfernen.

Joseph Kreutz (D)

Diese Schaltung ist einem Verstärker aus den 60er Jahren nachempfunden, mit 8 Watt pro Kanal bei 8 Ω Last. Die Leistung des „Mini Sixties Plus“ ist moderat, aber mehr als ausreichend, um Lautsprecher guter Qualität zu versorgen. Mit Audiosignalen eines PCs oder MP3-Players wird ein angenehmer Höreindruck erreicht. Selbstverständlich müssen für eine Stereoanlage zwei Kanäle aufgebaut werden.

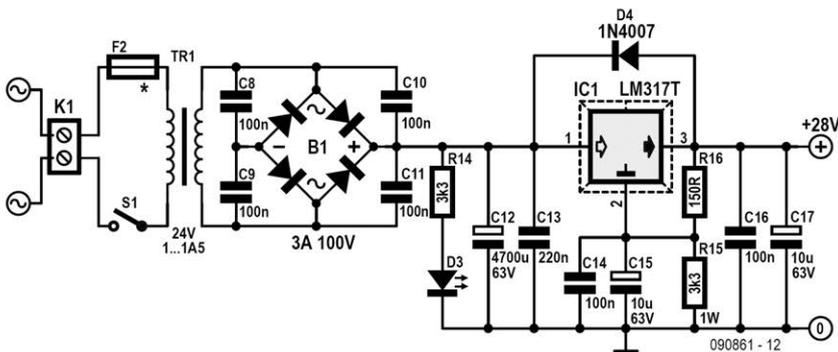
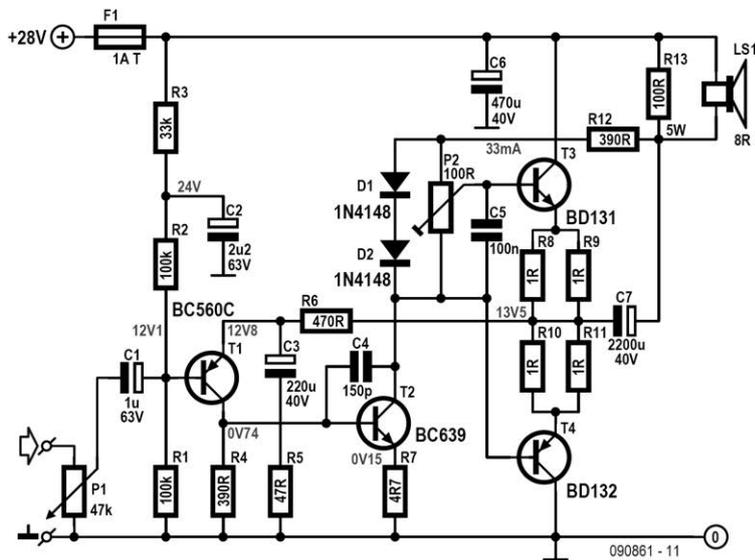
Das Eingangssignal wird an die Basis von T1 gelegt, wobei die Vorspannung, die durch C2 entkoppelt ist, durch den Spannungsteiler aus R1, R2 und R3 eingestellt wird.

Über R6 erhält der Emitter von T1 ein vom Ausgang abgeleitetes Rückkopplungssignal. Der Kollektorstrom von T1 wird durch die Differenz zwischen Eingangssignal und Rückkopplungssignal bestimmt, somit stellt der Transistor einen Differenzverstärker dar.

Spezifikation:

- Empfindlichkeit: 820 mV (9,1 W)
- Verstärkung: 10,4
- Leistung max.: 9,1 W (THD = 1 %)
- Bandbreite: 21 Hz...1 MHz (1 W)
21 Hz...400 kHz (8 W)
- THD + N: 0,14 % (1 kHz, 1 W, B = 80 kHz)
- S/N: 78 dB (B = 22 kHz lin.)
86 dBA

Das Verhältnis von R5 und R6 bestimmt die Spannungsverstärkung des „Mini Sixties“ im Audioband. Die hier gezeigte Konfiguration entspricht einem Verstärkungsfaktor von 11 ($1 + R6 / R5$). Wenn nötig erlaubt die Wahl von 22 Ω für R5 (und 470 μ F für C3) einen höheren Verstärkungsfaktor von 22. Die ausgewählten Werte für R5 und C3 ergeben im unteren Frequenzbereich eine Grenzfrequenz von 15 Hz. Der Transistor T2 sorgt für eine



Spannungsverstärkung, und zwar via R12. Dieser Widerstand ist nicht mit der Versorgungsspannung, sondern mit den Klemmen des Lautsprechers verbunden. Und dies auf eine Art und Weise, dass sich die Spannung über ihm quasi nicht ändert: Das ist der sogenannte „Bootstrap-Effekt“. Der durch den Widerstand fließende Strom bleibt somit konstant und reicht aus, die Leistungstristoren anzusteuern; und dies selbst dann, wenn sich die

Ausgangsspannung ihrem Maximum nähert. Ungünstigerweise fließt dieser Strom auch über die Last, woraus eine kleine Gleichspannung (26 mV bei 33 mA) über der Last resultiert. Widerstand R13 verhindert bei unbelastetem Verstärker einen offenen Kollektor von T2. Dies funktioniert, weil die Spannung an der Verbindung von R8//R9 mit R10//R11 immer gleich der halben Versorgungsspannung ist. Der Emitter-Wider-

stand R7 linearisiert die Spannungsverstärkung und Kondensator C4 sorgt für die Stabilität des Verstärkers.

Die Leistungsendstufe aus T3 und T4 ist klassisch als symmetrische und komplementäre Gegentaktschaltung ausgeführt. Die Dioden D1 und D2 sorgen für den Ruhestrom der Endstufe, der auf bis zu 20 mA am regelbaren Widerstand P2 eingestellt werden kann.

Für P2 wird dringend ein Spindeltrimmer o.ä. empfohlen. Der Ruhestrom wird mit einem Voltmeter zwischen den Emittern von T3 und T4 ermittelt: Die in mV abgelesene Spannung entspricht dem Strom in mA. Wenn nötig muss die Einstellung des Ruhestroms nachgeregelt werden, wenn der Verstärker seine Betriebstemperatur erreicht hat.

Die Leistungstransistoren müssen auf einem Kühlkörper montiert werden, dessen thermischer Widerstand allerhöchstens 4 °C/W ist. Man sollte mit Glimmerscheiben isolieren und Wärmeleitpaste einsetzen. Es ist wichtig, für eine gute thermische Verbindung zwischen D1, D2, T3

und T4 zu sorgen. Für den Verstärker ist keine symmetrische Versorgung vorgesehen, deshalb wird die Last über den Kondensator C7 angebunden. Achtung! Der Verstärker ist nicht gegen Kurzschluss geschützt. Im Schadensfall kann eine langsame 1 A Sicherung helfen, das Schlimmste zu verhindern. Die 28-V-Versorgung wird durch den Regler LM317 bereitgestellt, dessen Strombegrenzung zusätzliche Sicherheit bietet. Der Regler muss auf einem Kühlkörper montiert werden, dessen thermischer Widerstand kleiner als 2 °C/W ist. Gegebenenfalls ist für eine Isolation zu sorgen. Der Versorgungs-Transformator TR1 muss 24 V bei 1 bis 1,5 A liefern können. Der Wert für die Sicherung F2 sollte der Empfehlung des Trafo-Herstellers entsprechen. Die im Schaltbild angegebenen Spannungen und Ströme wurden an unserem Prototypen ermittelt.

Wir haben eine Verzerrung von 0,14 % (1 kHz, 1 Watt) gemessen. Nicht schlecht für einen Versuchsaufbau mit vier Transistoren!

299 Wechselblinker mit Glühlampen

D. Prabakaran (Indien)

In dieser Schaltung arbeiten zwei IRF511-MOSFETs (ersatzweise auch IRF510) als aktive Bauteile eines astabilen Multivibrators. Zwei Niedervolt-Glühlampen

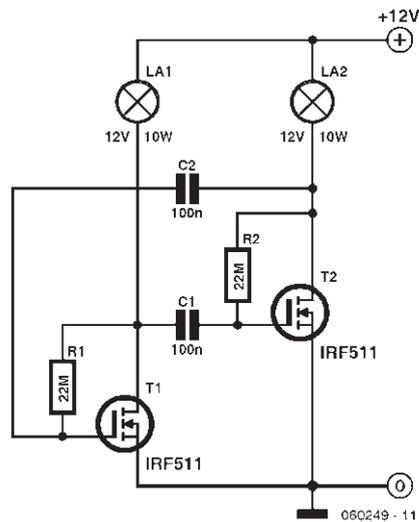
fungieren als Drain-Widerstände und blinken daher im Gegentakt. Die Blinkfrequenz hängt von den Werten von R1 und C1 bzw. von R2 und C2 ab und liegt mit

den angegebenen Werten bei 1/3 Hz, weshalb jede Glühlampe abwechselnd für etwa 1,5 s leuchtet. Mit anderen Werten für diese Bauteile kann man andere Frequenzen und sogar unsymmetrische Tastverhältnisse erreichen.

Ein Vorteil von Leistungs-MOSFETs gegenüber bipolaren Exemplaren ist, dass man sie problemlos parallel schalten kann, wenn mehr Strom benötigt wird, ohne etwas an der Beschaltung zu ändern. Das ist dann praktisch, wenn man mehr (oder „stärkere“) Glühlampen einsetzen will, da man so mit zusätzlichen preiswerten Transistoren die Leistung steigern kann.

Bei Glühlampen gilt es allerdings ein besonderes Phänomen zu beachten: Im kalten Zustand sind sie sehr niederohmig!

Bei 12-V-Glühlampen ist der Kaltwiderstand (beim Einschalten) um den Faktor 10 niedriger als bei Betriebstemperatur. Das muss man bei der Dimensionierung der Transistoren berücksichtigen. So kann



zum Beispiel beim Einschalten einer 12-V-10-W-Birne ein Stromstoß von bis zu 8 A auftreten, während der Betriebsstrom bei nur 0,8 A liegt. Die angegebenen Transistoren verkraften kurzzeitig 20 A und kontinuierlich maximal 5,6 A.

Genauer Frequenz-Generator

mit ATtiny2313

300

Vladimir Mitrovic (Kroatien)

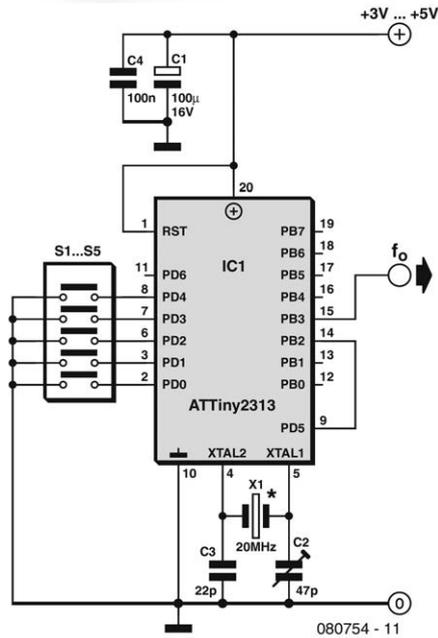
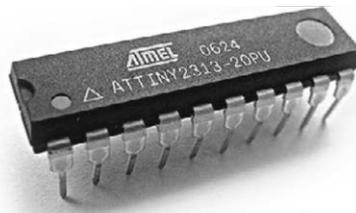
In diesem Projekt fungiert ein AVR-Mikrocontroller vom Typ ATtiny2313 als einstellbarer Frequenzteiler, wodurch sehr stabile Referenz-Frequenzen mit einem Tastverhältnis von 50 % in einem weiten Frequenzbereich erzeugt werden können.

Die Schaltung ist sehr einfach geraten, da sich die wesentlichen Dinge im Mikrocontroller abspielen. Im zugehörigen Programm sind schon viele unterschiedliche Festfrequenzen vordefiniert, die mit Hilfe der Schalter S1 bis S5 nach der Tabelle 1

507

oder Tabelle 2 – je nach Version – abgerufen werden können.

Ein ATtiny2313 verfügt über zwei Timer/Counter: den 16-bit-Timer/Counter1 und den 8-bit-Timer/Counter0. Mit beiden sind etliche Betriebsmodi möglich. Der Modus CTC (Clear Timer on Compare Match) ist der für die Erzeugung von Ausgangssignalen geeignete. Im CTC-Modus von Timer/Counter1 werden entweder System-Takte oder externe Impulse gezählt, bis der Wert im OCR1A-Register (Compare1A) erreicht ist. Ist dieser Wert erreicht, wird der Zähler auf null gesetzt und der Status des OC1A-Pins (PB3) invertiert. Timer/Counter0 macht im CTC-Modus das Gleiche mit dem Register OCR0A und dem OC0A-Pin (PB2). Zusätzlich können Vorteiler mit Faktoren bis zu 2×65.536 (für Counter1) oder 2×256 (für Counter0) in Betrieb genommen werden. Abgesehen von den Faktoren der Timer/Counter selbst wird die Ausgangsfrequenz also durch die Taktfrequenz des Controllers, einen optionalen Takt-Vorteiler und die schon erwähnten Zähler-Vorteiler (mögliche Faktoren für Counter0 = 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128, 256 und für Counter1 = 1, 8, 64, 256, 1024) festgelegt. In diesem Projekt kann ein Quarz mit 8 MHz oder 20 MHz eingesetzt werden. Abgebildet ist die Schaltung mit 20-MHz-Takt. Auf jeden Fall muss die Software diesen Takt berücksichtigen. Es gibt also mehr als einen Einfluss auf die Ausgangsfrequenz. Außerdem beeinflusst der effektive Takt auch die Stromaufnahme (je schneller desto mehr), weshalb es für manche Anwendungen Sinn macht, den geringstmöglichen Takt zu wählen. Bei maximal 4 MHz am Ausgang (Tabelle 1) ist minimal ein 8-MHz-Quarz erforderlich-



lich. Hier ist dann lediglich Timer/Counter1 notwendig. Er zählt die (vorgeteilten) Taktimpulse und die resultierende Ausgangsfrequenz errechnet sich zu:

$$f = 8.000.000 / (2 \times \text{Takt-Vorteiler} \times (1 + \text{OCR1A-Wert}))$$

Für niedrige Frequenzen wird noch Timer/Counter0 als zusätzlicher Vorteiler mit einem Faktor von zehn zwischengeschaltet. Dies wird bei der Einstellung der Counter-Modi berücksichtigt und deshalb werden dann die Impulse von dessen Aus-

gang Pin PB2 gezählt, weswegen dieser mit dem Eingang für externe Impulse Pin PD5 verbunden ist. Hier errechnet sich die Ausgangsfrequenz zu:

$$f = 8.000.000 / (2 \times \text{Takt-Vorteiler} \times (1 + \text{OCR1A-Wert} \times 2 \times (1 + \text{OCR0A-Wert})))$$

Die nötige Software wurde in BASCOM-AVR geschrieben. Die Positionen der Schalter S1...S5 werden zyklisch abgefragt und entsprechend ausgewertet. Die Software ist wie immer als kostenloser Download [1] von der Elektor-Webseite zu diesem Artikel erhältlich. Bei jeder Änderung eines Schalters wird die Subroutine „Set_f“ aufgerufen und die entsprechende Frequenz eingestellt. Die Subroutine stoppt die Zähler zunächst, konfiguriert sie neu, indem die passenden Werte in die Register geschrieben werden, und startet dann die Zähler wieder mit den neuen Teilerfaktoren. Die Register-Werte sind in drei Tabellen abgelegt.

1. „Clock_prescale_table“ enthält Werte im Bereich 1...256 (nur Potenzen der Basis 2 sind erlaubt), aus denen dann der richtige Wert für die Taktverteilung CLKPR (Clock Prescale Register) berechnet wird.
2. „Ocr1a_table“ enthält Werte im Bereich 1...65.535 welche als Basis für den Wert des Registers für Timer/Counter1 (OCR1A) dient. In dieser Anwendung werden nur Potenzen zur Basis 5 (1, 5, 25, 125, 625, 3125 und 15625) verwendet. Der Wert null ist gleichbedeutend damit, dass Timer/Counter1 gestoppt wird. Der in das OCR1A-Register geschriebene Wert wird zuvor um 1 dekrementiert.

3. „Ocr0a_table“ enthält Werte im Bereich 1...255, die zur Berechnung der Werte für das OCR0A-Register von Timer/Counter0 dienen. Hier sind nur die beiden Werte 0 und 5 zulässig, wobei auch hier eine 0 den Zähler stoppt, während eine 5 eine Teilung der Frequenz durch den Faktor 10 bedeutet. Falls noch tiefere Frequenzen erforderlich sein sollten, kann man auch noch die Werte 25 und 125 verwenden und damit Teiler mit den Faktoren 100 oder 1.000 generieren. Auch hier wird der Tabellenwert vor dem Schreiben in OCR0A dekrementiert.

Das Programm „Fref_ATtiny2313_Elektor_8MHz.bas“ kann nach Compilierung und Erzeugung einer Hex-Datei auf den Mikrocontroller übertragen werden. Wichtig ist es, dabei die richtigen Fuse-Bits für einen externen Quarz zu setzen (CKSEL3...0 = 1111), da ein „frischer“ Controller auf den internen RC-Oszillator voreingestellt ist. Die Hex-Dateien sind für beide Frequenzen fix und fertig unter [1] verfügbar. Um die Quarz-Frequenz wirklich genau auf 8.000.000 Hz einzustellen, ist mit C2 ein Trimmer erforderlich. Wem allerdings die typische Quarzgenauigkeit auch ohne Abgleich ausreicht, der kann C2 durch einen normalen Kondensator mit 22 pF ersetzen. In Tabelle 1 kann man sehen, welche Frequenz sich aus der Schalterkonfiguration ergibt.

Auch mit einer Versorgungsspannung von 3 V kann die 8-MHz-Version locker Eingänge von gängigen Logik-ICs treiben, die mit 5 V arbeiten (CMOS, LSTTL, HC, HCT etc.). Allerdings sollte vermieden werden, dass über PB3 etwas von diesen 5

S5	S4	S3	S2	S1	PD4...PDO	Frequenz
on	on	on	on	on	00000	4 MHz
on	on	on	on	off	00001	2 MHz
on	on	on	off	on	00010	1 MHz
on	on	on	off	off	00011	800 kHz
on	on	off	on	on	00100	400 kHz
on	on	off	on	off	00101	200 kHz
on	on	off	off	on	00110	100 kHz
on	on	off	off	off	00111	80 kHz
on	off	on	on	on	01000	40 kHz
on	off	on	on	off	01001	20 kHz
on	off	on	off	on	01010	10 kHz
on	off	on	off	off	01011	8 kHz
on	off	off	on	on	01100	4 kHz
on	off	off	on	off	01101	2 kHz
on	off	off	off	on	01110	1 kHz
on	off	off	off	off	01111	800 Hz
off	on	on	on	on	10000	400 Hz
off	on	on	on	off	10001	200 Hz
off	on	on	off	on	10010	100 Hz
off	on	on	off	off	10011	80 Hz
off	on	off	on	on	10100	40 Hz
off	on	off	on	off	10101	20 Hz
off	on	off	off	on	10110	10 Hz
off	on	off	off	off	10111	8 Hz
off	off	on	on	on	11000	4 Hz
off	off	on	on	off	11001	2 Hz
off	off	on	off	on	11010	1 Hz
off	off	on	off	off	11011	0.8 Hz
off	off	off	on	on	11100	0.4 Hz
off	off	off	on	off	11101	0.2 Hz
off	off	off	off	on	11110	0.1 Hz
off	off	off	off	off	11111	standby

S5	S4	S3	S2	S1	PD4...PDO	Frequenz
on	on	on	on	on	00000	10 MHz
on	on	on	on	off	00001	5 MHz
on	on	on	off	on	00010	2 MHz
on	on	on	off	off	00011	1 MHz
on	on	off	on	on	00100	500 kHz
on	on	off	on	off	00101	200 kHz
on	on	off	off	on	00110	100 kHz
on	on	off	off	off	00111	50 kHz
on	off	on	on	on	01000	20 kHz
on	off	on	on	off	01001	10 kHz
on	off	on	off	on	01010	5 kHz
on	off	on	off	off	01011	2 kHz
on	off	off	on	on	01100	1 kHz
on	off	off	on	off	01101	500 Hz
on	off	off	off	on	01110	200 Hz
on	off	off	off	off	01111	100 Hz
off	on	on	on	on	10000	50 Hz
off	on	on	on	off	10001	20 Hz
off	on	on	off	on	10010	10 Hz
off	on	on	off	off	10011	5 Hz
off	on	off	on	on	10100	2 Hz
off	on	off	on	off	10101	1 Hz
off	on	off	off	on	10110	0.5 Hz
off	on	off	off	off	10111	0.2 Hz
off	off	on	on	on	11000	0.1 Hz
off	off	on	on	off	11001	0.05 Hz
off	off	on	off	on	11010	0.02 Hz
off	off	on	off	off	11011	0.01 Hz
off	off	off	on	on	11100	0.005 Hz
off	off	off	on	off	11101	0.002 Hz*
off	off	off	off	on	11110	0.001 Hz*
off	off	off	off	off	11111	standby

V zurück zum Mikrocontroller gelangt. Dies würde dessen interne Schutzdioden ansprechen lassen, was für Controller und Stromversorgung gleichermaßen schlecht wäre. Um die Schaltung vor solchen Effekten zu schützen, kann man zusätzlich eine 3,3-V-Zener-Diode von PB3 nach Masse legen.

Noch ein wichtiger Hinweis: Der von Elektor unter der Bezeichnung 080754-41 erhältliche fertig programmierte Controller ist für den Betrieb mit einem 20-MHz-Quarz vorgesehen und arbeitet daher nicht bei 3 V. Bei 5 V erhöht sich der Stromverbrauch auf maximal 15 mA, doch ist dann auch der Betrieb mit 20 MHz möglich.

Falls der Stromverbrauch nicht so wichtig ist, kann man auch einen Präzisions-Oszillator verwenden und erkaufte sich so eine deutlich höhere Stabilität der Frequenz.

Mit dem Programm „Fref_ATtiny2313_Elektor_20MHz.bas“ sind Frequenzen von 0,001 Hz bis 10 MHz in den Abstufungen 1-2-5 möglich. Der größte Unterschied zur 8-MHz-Version ist, dass mit Hilfe des zusätzlichen Vorteilertimer/Counter0 Frequenzen unter 0,01 Hz erzeugt werden können. Im Programm ist deshalb die zusätzliche Tabelle „Timer0_prescale_table“ enthalten. Bei einem Wert

von null wird Timer/Counter0 nicht verwendet, bei 1 wird er verwendet, teilt aber nicht und bei 8 ergibt sich ein Vorteiler mit dem Faktor 8.

Die mit der 20-MHz-Version erzielbaren Frequenzen sind Tabelle 2 aufgeführt. Die beiden niedrigsten Frequenzen mit einem Sternchen (*) können nicht absolut exakt eingestellt werden, doch ist der Frequenzfehler kleiner als die Toleranz eines Quarzes und kann daher vernachlässigt werden.

Weblink
[1] www.elektor.de/080754

Downloads & Produkte
Programmierter Mikrocontroller
080754-41 ATtiny2313, fertig programmiert, 20-MHz-Version

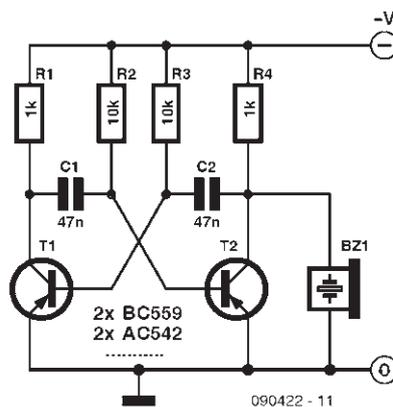
Software
080754-11 Source-Code und Hex-Dateien für 8 und 20 MHz unter [1]

Wie weit kann man das treiben? 301

Vladimir Mitrovic (Koatien)

Wenn Sie sich schon einmal gewundert haben, mit welchen niedrigen Spannungen moderne Prozessoren und Speicher arbeiten, dann hat sich Ihnen vielleicht auch schon die Frage aufgedrängt, wie weit die Versorgungsspannung analoger Elektronik reduziert werden könnte.

Als gutes Übungsobjekt für Experimente taugt der abgebildete astabile Multivibrator mit angehängtem Piezo-Schallwandler, der meldet, ob der AMV noch schwingt. Hier ist es eine eher ungewöhnliche Variante mit PNP-Transistoren und negativer Betriebsspannung. Eventuell empfiehlt es sich auch, die Funktion mit einem Oszilloskop zu überprüfen, denn bei niedrigen Spannungen kann ein Piezo ziemlich leise werden.



Hier die Experimentieranleitung:

1. Man lege eine Versorgungsspannung von -1 V an und schaue, ob die Schaltung dann noch anschwingt.

511

Tabelle 1.		
Transistor	Abschaltspannung	Anlaufspannung
BC559B	470 mV	520 mV
AC542	130 mV	190 mV

2. Anschließend verstellt man die Spannung langsam in Richtung 0 V, bis sie aufhört zu oszillieren.
3. Jetzt schaltet man solange ein und aus und erhöht jedesmal die Spannung um ein kleines Stück, bis die Oszillation beim Einschalten wieder einsetzt.

Der Autor hat dieses Procedere mit zwei verschiedenen Transistortypen durchgeführt: dem Siliziumtransistor BC559B und dem Germanium-Oldie AC542. Tabelle 1 zeigt die Ergebnisse.

Die tiefste erreichbare Spannung lag bei 130 mV! Sehr beachtlich, oder? Für die Experimente benötigt man ein Netzteil, das auch noch im Bereich 0...1 V gut einstellbar ist.

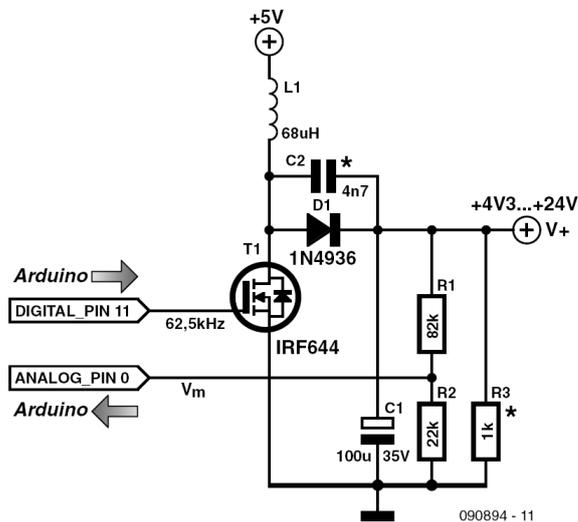
Ersatzweise kann man aber auch einen niederohmigen einstellbaren Spannungsteiler verwenden, der aus einem 1-k-Poti und einem 1k8-Vorwiderstand in Reihe an 5 V besteht.

302 Ein Spannungs-Booster mit Arduino

Clemens Valens (Redaktion Elektor Frankreich)

Wenn Sie für Ihre Schaltung eine zusätzliche Spannung benötigen, die höher ist als die vorhandene Betriebsspannung, können Sie eine der Standard-Applikationen für einen Aufwärtswandler verwenden. Nicht ganz so einfach ist es, wenn diese Spannung variabel sein soll. Hierfür kann man aber ein kleines Mikrocontroller-Board verwenden, besonders, wenn es so einfach zu programmieren ist wie das Arduino-Board. Die selbst gebaute Zusatzschaltung ermöglicht eigene Experimenten-

te, um das Verständnis der Funktionsweise zu vertiefen. Die Schaltung selbst ist ein weitgehend konventioneller Boostwandler. Der MOSFET wird durch ein PWM-Signal (Puls-Weiten-Modulation) vom Mikrocontroller des Arduino-Boards gesteuert, und die Ausgangsspannung der Wandlerschaltung wird über einen analogen Eingang des Mikrocontrollers gemessen. Der Controller (beziehungsweise dessen Firmware) stellt das PWM-Signal entsprechend der Differenz zwischen der



090894 - 11

gemessenen Ausgangsspannung und dem ebenfalls in der Software vorgegebenen Sollwert so nach, dass die Abweichung möglichst klein wird. Mit anderen Worten: Der Mikrocontroller regelt die Ausgangsspannung auf den gewünschten Wert.

In der Schaltung selbst gibt es einige interessante Details. Der kleine Kondensator parallel zur Diode verbessert den Wirkungsgrad der Schaltung. R3 sorgt für eine Belastung der Ausgangsspannung im Leerlauf. In der angegebenen Dimensionierung kann der maximale Ausgangsstrom mehr als 1 A betragen. Er wird in erster Linie durch die verwendete Induktivität (MSS1260T 683MLB von Coilcraft) begrenzt. Der maximale Wirkungsgrad von 89 % wird bei etwa 95 mA Laststrom erzielt (bei einer Ausgangsspannung von 10 V). Damit die Spannung am analogen Mikrocontroller-Eingang (= 5 V) nicht zu hoch wird, darf die Ausgangsspannung in der angegebenen Dimensionierung maximal 24 V betragen. Für höhere Ausgangs-

spannungen müssten die Werte der Widerstände R1 und R2 geändert werden.

Die Standard-PWM-Frequenz des Arduinos liegt bei 500 Hz. Das ist für diese Anwendung viel zu niedrig, wir benötigen eine mindestens 100 Mal höhere PWM-Frequenz. Aber das ist kein Problem, da der Arduino auch in Assembler programmiert werden kann, so dass die maximale PWM-Frequenz 62,5 kHz beträgt (bei 16 MHz Taktfrequenz). Für die Messung der Ausgangsspannung ist eine Samplefrequenz von 100 Hz akzeptabel, wir können also die Arduino-Standard-Timer- und Analog-Funktionen verwenden. Die serielle Schnittstelle des Arduino ist sehr praktisch, um den Sollwert der Ausgangsspannung (5 bis 24 V) einzustellen und Betriebsdaten abzurufen.

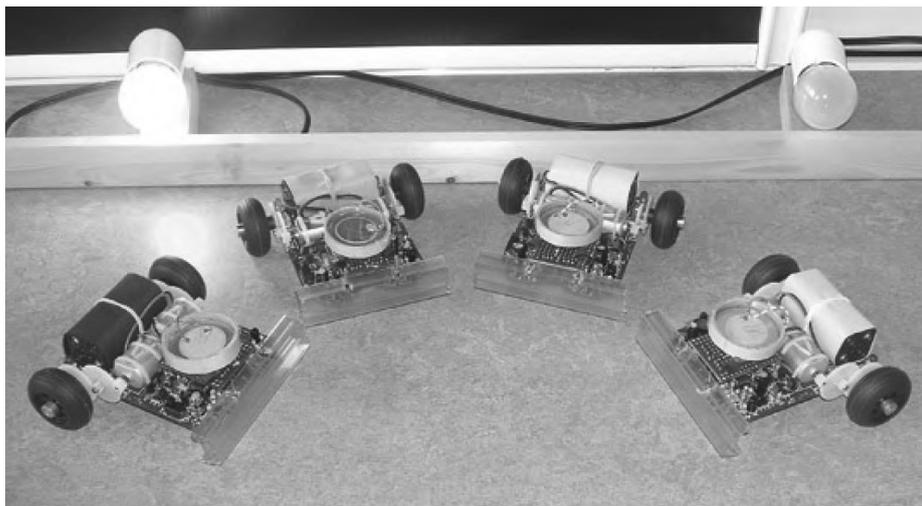
Dank der Arduino-Entwicklungsumgebung konnte das Programm für diese Anwendung in etwa einer halben Stunde erstellt werden. Sie können die Software von [1] herunterladen.

[1] www.elektor.de/090894

Abraham Vreugdenhil (NL)

Im Jahr 1984 trat Valentino Braitenberg mit einer viel beachteten Arbeit an die Öffentlichkeit, die das Verhalten von Robotern zum Thema hatte. Die Frage, die zu beantworten war: Wie verhalten sich Roboter tatsächlich, und was bewertet der Mensch als roboterhaftes Verhalten? Die Akteure einer Demonstration waren einfache fahrbare Roboter, gesteuert von noch einfacheren Programmen. Jeder Roboter hatte zwei nach vorn ausgerichtete, lichtempfindliche Sensoren und zwei angetriebene Räder, und jeder Sensor steuerte einen der beiden Motoren. Ferner waren Prellstangen vorhanden, deren Kontakte das Aufprallen auf Hindernisse (Wände oder andere Roboter) signalisierten. Bei den einfachsten Robotern steuerte der links vorn befindliche Lichtsensor das

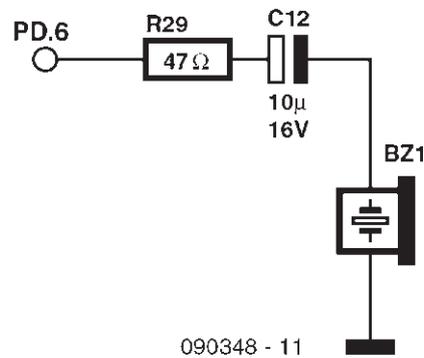
rechte Hinterrad, und der rechts vorn angebrachte Lichtsensor steuerte das linke Hinterrad. Wird der Roboter in einen Raum mit einer punktförmigen Lichtquelle gebracht, bewegt er sich in Richtung der Lichtquelle. Bei anderen Robotern steuerten der Lichtsensor links vorn das linke Hinterrad und der Lichtsensor rechts vorn das rechte Hinterrad. Diese Roboter entfernen sich von der Lichtquelle. Was geschieht, wenn mehrere wechselweise schaltbare Lichtquellen und mehrere Roboter beider Typen vorhanden sind? Zuerst bewegen sich die „Lichtsucher“ in Richtung der Lichtquelle, während die „Lichtmeider“ vor der Lichtquelle fliehen. Wenn die Lichtquelle wechselt, geraten die Roboter in neue Aktivitäten. Unvoreingenommene Beobachter, die den



Hintergrund nicht kannten, nahmen die Roboter erster Art als aggressiv vorwärts strebend wahr, während die Roboter zweiter Art als defensiv und ausweichend bewertet wurden. Das ist ein Indiz dafür, dass Menschen dazu neigen, Robotern menschliche Eigenschaften zuzuordnen.

Die Eigenschaften einiger Roboter, die sich auf geschlossenen Kreisbahnen bewegten, führten unter den Beobachtern zu längeren Diskussionen. Vielleicht sagen solche Experimente mehr über die Denkmuster der Beobachter als über das tatsächliche Verhalten der Roboter aus...

Nachfolgend wollen wir beschreiben, wie dieses Experiment möglichst einfach und kostengünstig nachgestellt werden kann. Benötigt werden mehrere kleine, wenig aufwändige Roboter, die sich unkompliziert programmieren und anpassen lassen. Vor einigen Jahren brachte Arexx [2] unter dem Namen „Asuro“ einen Roboter-Bausatz auf den Markt, der unter anderem vom Elektronik-Versender Reichelt [3] vertrieben wird. Den Asuro steuert ein Controller aus der ATmega-Familie, Hersteller Atmel hat einen Hex-Loader bereits eingebaut. Die Programme für den Asuro können in C oder (noch einfacher) in BASCOM-BASIC [4] geschrieben werden. In den ATmega werden die hexadezimalen Programmdateien über einen RS232/IR-Transmitter geladen, auch eine USB/IR-Version steht zur Verfügung. An die Experimentierplatine des Asuro montieren wir zwei Prellstangen-Sensoren und zwei Lichtsensoren, auf der Platine hat die Schaltung mit dem Piezo-Element ihren Platz. Als Lichtsensoren dienen die beiden Infrarot-Dioden (T9 und T10), die normalerweise unter dem Asuro montiert



sind. Die Infrarot-Dioden werden mit einem kurzen Stück Plastikrohr verkleidet. Das Piezo-Element wird anstelle der roten LED D11 an die Erweiterungsplatine angeschlossen. Die Roboter kennzeichnen wir durch unterschiedliche Farben, indem wir die Batteriefächer mit farbigem Papier umwickeln. Auch eine interne Nummerierung der Roboter ist möglich. Während die Roboter in Aktion sind, können Informationen über ihr Verhalten und ihre Entscheidungen fortlaufend über die Infrarot-Schnittstelle abgestrahlt werden. Wenn wir einen Infrarot-Empfänger über dem „Spielfeld“ positionieren, können wir alle Aktionen auf dem Computer-Bildschirm verfolgen.

Das vom Autor für das Experiment geschriebene Programm kann von der Elektor-Website [1] herunter geladen werden. An dieser Stelle soll eine Übersicht über das Programm in Kurzform genügen. Nach dem Start folgt zunächst eine 1 s lange Pause. Wird anschließend ein Prellstangen-Sensor gedrückt, ist damit das Licht suchende Verhalten aktiviert, andernfalls versucht der Roboter das Licht zu meiden. Nach einem Signalton wartet das Programm darauf, dass die Roboter-Num-

mer angepasst wird. Das geschieht, indem der Prellstangen-Sensor wiederholt gedrückt wird. Geschieht dies nicht, prüft das Programm, ob im EEPROM eine Nummer gespeichert ist. Trifft auch dies nicht zu, wird Nummer 10 angenommen.

Die Hauptschleife besteht aus drei Programmteilen: Prellstangen-Sensor (A), Licht suchendes und Licht meidendes Verhalten (B) sowie aus einem zufälligen Teil (C).

Das Programm wurde in AVR-BASCOM geschrieben, weitere inhaltliche Informationen enthält der Source-Code [1]. Die vom BASCOM-Compiler generierte Hex-Datei wird mit dem zum Asuro gehörenden Programm „Flash.exe“ in den Controller geladen. Nach dem Neustart kann das Roboter-Verhalten durch Drücken des Prellstangen-Sensors festgelegt werden, danach wird die Nummer eingegeben, und

anschließend geht der Braitenberg-Roboter seinen Weg. Die Diskussion darüber, welche Aktionen die Roboter unternehmen und wie sie sich dabei verhalten, ist eröffnet!

Zum Erzeugen zufälliger Änderungen der Lichtverhältnisse auf dem „Spielfeld“ hat der Autor eine Schaltung mit dem Controller 98C2051 und einigen Relais entwickelt. Sie sorgt dafür, dass vier Glühlampen an den Feldseiten im zeitlichen Abstand von 25 s in neuen Kombinationen leuchten. Die Lichteffekte sorgen dafür, dass die Roboter unermüdlich in Aktion bleiben.

[1] www.elektor.de/090348

[2] www.arexx.com

[3] www.reichelt.de

[4] www.mcselec.com

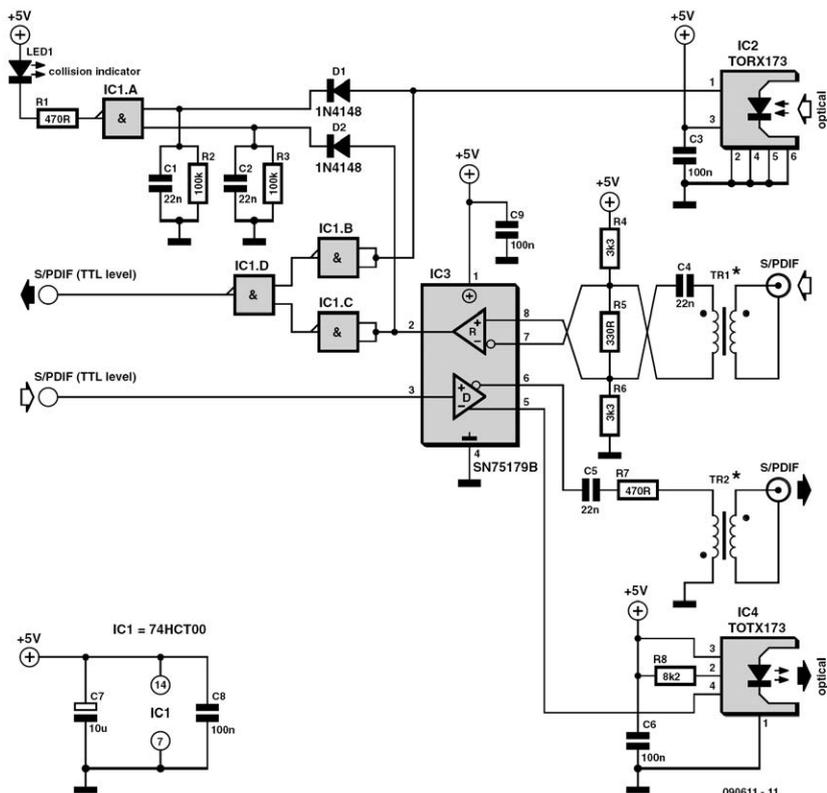
304 Optischer Audio-Anschluss für PCs

Joseph Kreutz (D)

Ebenso wie die meisten digitalen Geräte der Unterhaltungselektronik sind auch die Hauptplatinen moderner PCs mit Audio-Anschlüssen nach dem S/PDIF-Standard ausgestattet. Diese elektrischen S/PDIF-Anschlüsse transportieren Signale, die aus TTL-Signalen generiert werden. Optische S/PDIF-Audio-Schnittstellen sind an PCs eher selten, obwohl sie unbestreitbare Vorteile bieten. Wie die Schaltung zeigt,

ist das Nachrüsten ohne viel Aufwand möglich.

Ankommende S/PDIF-Signale werden zur galvanischen Trennung über einen Übertrager dem SN75179B (IC3) zugeführt. Dieses IC ist ein Receiver/Treiber-Baustein für differenzielle Signale. Der Ausgang dieses Schaltungszweigs ist logisch 0, solange kein Eingangssignal anliegt. Der optische Empfänger ist ein



TORX 173 (IC2). Die Gatter IC1B...IC1D bilden eine OR-Funktion. Gleichzeitig bringen sie das Ausgangssignal von IC2 auf TTL-Niveau für die weitere Verarbeitung.

Der optische und der elektrische S/PDIF-Eingang können natürlich nicht gleichzeitig genutzt werden, da sich die Signale gegenseitig stören würden. Wenn ein solcher Fall auftritt, leuchtet die über D1, D2 und IC1A gesteuerte LED D1 auf.

Trafo TR1 ist schnell angefertigt: Auf einen Ferritkern des Typs L44-X830 von Epcos (Ø 12,5 mm) wird zuerst die primäre Wicklung aufgebracht, die aus 6 Win-

dungen CuL-Draht der Stärke 0,3...0,5 mm besteht. Dann folgt die sekundäre Wicklung mit gleicher Drahtstärke und 12 Windungen.

Für den Übertrager sind auch andere Ferritkerne geeignet, solange der AL-Wert bei ungefähr 2200 nH/N^2 liegt.

Das als S/PDIF-Signal zu sendende TTL-Signal liegt unmittelbar am Sendereingang des SN75179B (IC3). Der invertierende Senderausgang ist über C6 und R7 mit dem Übertrager TR2 verbunden. Dieser Übertrager wird auf gleiche Weise wie TR1 angefertigt, hier bestehen jedoch die primäre Wicklung aus 20 Windungen

und die sekundäre Wicklung aus 8 Windungen. Der nicht invertierende Senderausgang steuert den optischen Sender TOTX 173 (IC4). Im Gegensatz zu den Eingängen können beide Ausgänge gleichzeitig genutzt werden.

Der Schaltungsaufbau bedarf kaum einer Erläuterung. Die Betriebsspannungen der

ICs müssen durch 100-nF-Kondensatoren entkoppelt werden, diese Kondensatoren sind möglichst nahe den IC-Anschlüssen zu montieren. Die 5-V-Betriebsspannung wird zusätzlich durch Elko C7 entkoppelt. Sie kann dem PC entnommen werden, für den die Schaltung bestimmt ist.

305

Gitarren-Booster

Merlin Blencowe (UK)

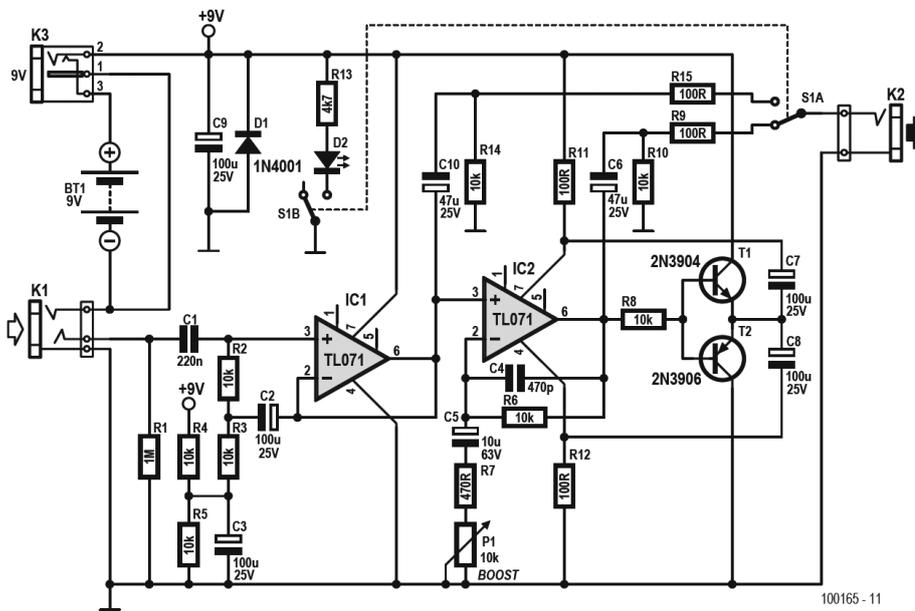
Bei Gitarren-Elektronik wird eine hohe Impedanz der Eingangsstufe oft einfach dadurch erzielt, dass ein hochohmiger Widerstand gegen Masse gelegt wird. Leider fließen über diesen Widerstand dann Ströme wie der so genannte „Bias Current“ eines Opamp-Eingangs, welche eine Rauschspannung zur Folge haben. In dieser Schaltung werden solche Ströme trickreich durch den niederohmigen Widerstand R2 abgeleitet. Der Trick besteht darin, dass die nicht mit dem Eingang verbundene Seite des Widerstands via C2 am Ausgang liegt – es sich also wechsellspannungsmäßig um Bootstrapping handelt. Der effektive Eingangswiderstand für Audiosignale wird so weit bis in den M Ω -Bereich erhöht. Obwohl also Bias-Ströme über die 10 k Ω von R2 abgeleitet werden, bleibt der Eingangswiderstand hauptsächlich durch R1 bestimmt.

Da so ein Booster in der Regel mit 9 V betrieben wird, ist der maximale Ausgangs-



pegel mit gewöhnlichen Opamps auf etwa 6 V_{SS} begrenzt. Das reicht normalerweise aus, um den Eingang des nachfolgenden Verstärkers gut zu übersteuern. Mit einem zweiten Trick wird hier aber erreicht, dass die Ausgangsspannung bei gleicher Versorgung den doppelten Wert annehmen

518



kann. Hier wird mit Hilfe der Transistoren T1 und T2 die Versorgungsspannung von IC2 mit einem an Münchhausen erinnernden Bootstrap-Verfahren fast verdoppelt. Man kann den Effekt mit einem „Rail-to-Rail“-Opamp für IC2 noch steigern und kommt dann auf Ausgangsspannungen von bis zu $16 V_{SS}$. Beschädigungen des Opamps muss man nicht befürchten, denn die meisten Exemplare arbeiten mit bis zu 30 V – und das schafft auch diese Schaltung bei 9-V-Versorgung nicht. Für eine optimale Stabilität sollte man übrigens getrennte Opamps für die beiden Stufen einsetzen und auf platzsparende Dual-Versionen verzichten.

Die maximale mit P1 einstellbare Verstärkung ergibt sich mit den angegebenen Werten zu $1 + R6 / R7 = 27$ dB. Für Humbucker-Tonabnehmer sollte die Verstärkung mit $1 \text{ k}\Omega$ für R7 etwas reduziert wer-

den, damit die Verzerrung nicht schon hier im Booster stattfindet. Bei S1 handelt es sich um einen gewöhnlichen Fußschalter für Bühnenzwecke.

Zur Stromversorgung eignet sich ein stabilisiertes 9-V-Netzteil oder eine 9-V-Batterie. Der Booster wird erst eingeschaltet, wenn ein Mono-Klinkenstecker in die Stereo-Buchse des Eingangs gesteckt wird. Der Prototyp des Autors wurde in ein Alu-Gehäuse mit $116 \times 64 \times 30$ mm eingebaut. Die 2,1-mm-Buchse für das Netzteil muss isoliert eingebaut werden, da der Mittenkontakt auf Masse gelegt wird.

Das Platinen-Layout des Autors kann von [1] herunter geladen werden. Man beachte allerdings, dass die Bauteil-Nummerierung dort leicht von der hier abgedruckten Schaltung abweicht.

[1] www.elektor.de/100165

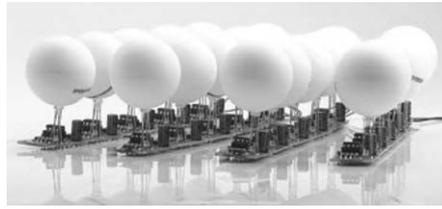
Alexander Weber (D)

Als technisch interessierter Mensch zeigt man sich beeindruckt, wenn sich Schwärme von hunderten oder gar tausenden Glühwürmchen gegenseitig synchronisieren. Zuerst „blinken“ sie unregelmäßig und individuell, dann aber beeinflussen sie sich mehr und mehr und leuchten schließlich (fast vollständig) im Gleichtakt.

Der Autor ließ sich vom Beitrag „Fun mit Firefly“ in der April-Ausgabe 2010 von Elektor [1] zu dieser neuen Schaltung anregen. Seine Version kommt mit lediglich einem ATtiny13, einer RGB-LED und einem Fototransistor aus. Billiger geht es kaum. Das wiederum ist sehr relevant, wenn man viele Glühwürmchen baut!

Das RGB-Glühwürmchen bewegt sich zwar nicht, kann aber seinen Gemütszustand mit farbigem Blinken ausdrücken. Wenn sich der ganze Schwarm synchronisiert hat, blinken alle ganz cool in blau. Wenn einige Abweichler entdeckt werden, die nicht synchron sind, fühlen sich die anderen nicht mehr ganz so wohl und verändern ihre Farbe ein Stück Richtung grün, gelb oder rot.

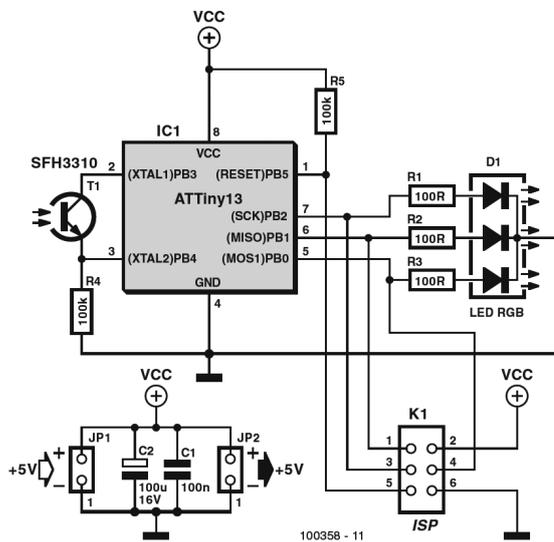
Besonders beeindruckend ist, dass sie völlig autonom operieren und zu nichts gezwungen werden. Sie gehorchen auch keinem starren Muster. Wenn man mehrere Glühwürmchen baut und interagieren lässt, dann bildet sich ein selbstorganisierendes System aus. Je größer der



Schwarm, desto eindrucksvoller die Show!

Natürlich braucht es noch etwas elektronische DNA in Form von Firmware zur Verhaltenssteuerung. Außerdem ist neben LED und Controller noch ein Fototransis-





tor vom Typ SFH3310 als elektronisches Auge vorhanden. Zur Software: Jedes Glühwürmchen besitzt einen Wert, der den Drang zu Leuchten repräsentiert. Dieser Wert wächst mit der Zeit. Oberhalb einer bestimmten Schwelle folgt ein Blinkimpuls, und der Wert wird wieder auf null gesetzt. Wenn nun ein blinkendes anderes Glühwürmchen in der Nähe entdeckt wird, wächst der Wert nicht von Null, sondern von einem etwas höheren Startwert aus. Jetzt wird das „Tierchen“ also etwas schneller blinken als beim letzten Mal. Da sich so über kurz oder lang alle Glühwürmchen gegenseitig anstecken, führt das zu einer Art Synchronisation – und schon ist man einer einfachen Variante des Schwarmverhaltens von Robotern auf der Spur [2].

Zur Schaltung: Das „Auge“ und R4 bilden einen Spannungsteiler, dessen Spannung vom Mikrocontroller via Pin 3 eingelesen wird. Die Elektronik benötigt stabilisierte 5 V zum Betrieb. Die Betriebsspannung

kann von einem gemeinsamen Netzteil kommen, so dass via JP1 und JP2 (keine Jumper) viele Glühwürmchen zu einer parallel versorgten Kette geschaltet werden können.

Als Auge eignen sich unterschiedliche optische Sensoren. Gegebenenfalls muss der Arbeitswiderstand R4 angepasst werden. Es hat sich aber gezeigt, dass ein Fototransistor jedem LDR überlegen ist, da Ersterer sehr viel schneller auf Helligkeitsschwankungen reagiert (rund 5 ms gegenüber etwa 50 ms). Ein weiteres Kriterium für den optischen Sensor ist, dass er halbwegs den spektralen Bereich des menschlichen Auges abdeckt (ca. 400 nm bis ca. 700 nm).

Die notwendige Software kann wie immer kostenlos von der Elektor-Webseite zu diesem Artikel [3] heruntergeladen werden. Zur Programmierung ist ein sechspoliger ISP-Header (K1) vorgesehen. Wer dies scheut, kann von Elektor einen fertig programmierten ATtiny13(V) beziehen [3]. Aufbau und Einsatz dieser elektroni-

schen Glühwürmchen ist auf der Webseite des Autors [4][5] ausführlich mit Videos illustriert.

[1]www.elektor.de/100014

[2]www.elektor.de/100013

[3]www.elektor.de/100358

[4]http://tinkerlog.com/2009/06/25/

64-synchronizing-fireflies

[5]http://tinkerlog.com/howto/ syn-

chronizing-firefly-how-to

Gert Baars (NL)

Das Anfertigen von Platinen nach Layoutvorlagen ist nicht jedermanns Sache, obwohl es eigentlich nicht schwierig ist. Die wichtigsten Werkzeuge sind ein Drucker (oder Kopierer), ein Belichter, fotoempfindliches Platinenmaterial, Chemikalien und ein Ätzgefäß. Häufig scheitert das Vorhaben, weil kein Belichter vorhanden ist.

Auf Papier gedruckte Vorlagen werden mit dem Kopierer auf Transparentfolie kopiert, Vorlagen in Form von Dateien werden über den Computer auf Transparentfolie gedruckt. Beim Drucken ist darauf zu achten, dass sich die Transparentfolie für das Druckverfahren (Tintenstrahl oder Laser) eignet. Zum Entwickeln belichteter Platinen wird Natriumhydroxid benötigt, geätzt werden die entwickelten Platinen mit Eisen-III-Chlorid. Ein Schaumätzgerät ist nicht unbedingt notwendig, eine flache Kunststoffschale kann den gleichen Zweck erfüllen. Mit dem Schaumätzgerät geht die Arbeit jedoch schneller von der Hand. Der Ätzvorgang wird abgekürzt,

wenn das Ätzmittel eine Temperatur von etwa 40 °C hat.

Wie schon erwähnt, ist das Belichten die schwierigste Hürde auf dem Weg zur perfekten Platine. Früher wurden fotoempfindliche Leerplatinen mit aufgelegter Layoutfolie einige Zeit starkem Sonnenlicht ausgesetzt oder mit UV-Lampen bestrahlt. Das ist Vergangenheit, denn der Bau eines vollwertigen Belichters ist nicht schwierig. Benötigt werden ein Gehäuse mit Glaswand, eine oder mehrere UV-Röhren und eventuell ein Zeitschalter. Was angeschafft werden muss, sind die UV-Röhren mit Startern und zugehörigem Vorschaltgerät.

Die clevere Idee besteht darin, einen ausgedienten Flachbettscanner zu einem Platinenbelichter umzugestalten. Das Innenleben des Scanners muss den UV-Röhren weichen, die beispielsweise aus einem Gesichtsbräuner stammen. Wir haben die Montageplatte der UV-Röhren aus einem Gesichtsbräuner gesägt und unter der Glasplatte des ehemaligen Scanners ein-

gebaut. Die Starter und Drosseln fanden an anderer Stelle im Scannergehäuse ihren Platz. Auch an ihrem neuen Einsatzort arbeiteten die UV-Röhren problemlos.

Da die Transparentfolie mit dem Platinenlayout während der Belichtung flächig an der Platine anliegen muss (anderenfalls entstehen Schatten), wurde auf die Innenseite des Scannerdeckels eine dünne

Schaumstoffmatte mit den Maßen der Glasplatte aufgeklebt. Während der Belichtung muss der Deckel angedrückt werden, was zum Beispiel durch Auflegen einiger dicker Bücher geschehen kann. Die richtige Belichtungszeit hängt natürlich von den Eigenschaften der UV-Röhren ab. Bei unserem Belichter lag sie zwischen zwei und drei Minuten.

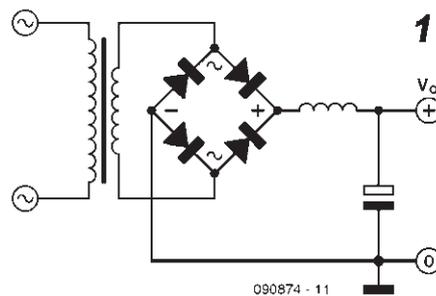
Stabile Spannung

308

Thijs Beckers (Redaktion NL)

Jede elektronische Schaltung braucht eine Stromversorgung. Und die meistgenutzte Energiequelle für elektronische Schaltungen ist nun mal das 230-V-Netz. Um die dort entnommene Energie an die versorgte Elektronik anzupassen, braucht es ein Netzteil. Von daher ist es wichtig zu wissen, worauf es bei Netzteilen ankommt...

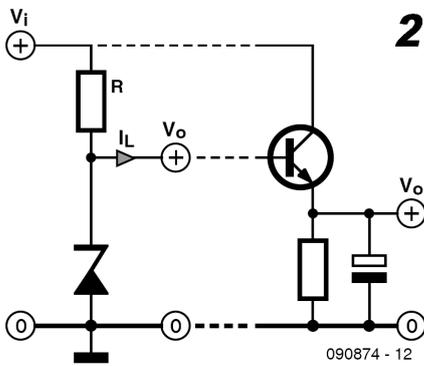
Die einfachste Variante eines Netzteils verwendet eine Einweggleichrichtung. Die nächste Stufe ist der Einsatz einer Vollweggleichrichtung. Wenn darauf ein Ladekondensator (Elko) folgt, wird aus einer gleichrichteten Wechselspannung (fast) eine richtige Gleichspannung. Zur besseren Siebung und zur Reduktion des Rippelstroms (überlagerter Wechselstrom) durch den Ladekondensator kann eine Spule zwischen Gleichrichter und Kondensator geschaltet werden (Bild 1).



Wann immer die Gleichspannung stabiler sein soll, muss man höheren Aufwand treiben. Die simpelste Stabilisierung gelingt mit einer Z-Diode (Bild 2). Diese Einfachlösung ist aber nur für kleine Ströme bis etwa 50 mA (je nach Spannung) zu empfehlen.

Mehr Strom und eine verbesserte Stabilisierung bringt ein zusätzlicher Transistor,

523



wobei die Z-Diode dann mit einem stabileren Strom betrieben werden kann. Die stabilisierte Ausgangsspannung ist dann bei Verwendung eines Silizium-Transistors um rund 600...700 mV niedriger als die Z-Spannung U_Z an der Diode. Widerstand R ist von der Differenz zwischen der Eingangsspannung U_{in} (V_i im Bild) und U_Z abhängig. Er wird so gewählt, dass der empfohlene Strom I_Z (typisch 5 mA) durch die Z-Diode fließt und genug Reserve für den maximalen Basisstrom I_{Bmax} des Transistors vorhanden ist:

$$R = (U_{in} - U_Z) / (I_{Bmax} + I_Z)$$

mit $(I_{Bmax} + I_Z) = I_{Zmax}$

Eine sehr einfach zu realisierende Verbesserung besteht aus dem Einsatz der bekannten dreibeinigen Spannungsregler-ICs der 78xx- (+5...+24V) und 79xx-Serie (-5...-24V), wie in Bild 3 dargestellt. Ein stabilisiertes symmetrisches Netzteil zu realisieren ist mit diesen ICs ein Kinderspiel. Die Eingänge der ICs müssen möglichst dicht am Ladeelko platziert werden, sonst benötigt man einen extra kleinen Elko zwischen IC-Eingangspin und Masse zur Entkopplung. Auch am Ausgangs-

Pin sollte ein kleiner Kondensator gegen Masse geschaltet sein.

Mehr Freiheit gibt es bei der Verwendung einstellbarer Spannungsregler-ICs wie dem LM317 für positive und dem LM117 für negative Spannung. Für richtig große Ströme gibt es Spezial-Ausführungen wie die LT108x-Reihe, die immerhin für 7,5 A gut ist.

Dimensionierung

Die minimal erforderliche Sekundärspannung des Trafos U_{sek} ergibt sich nach dieser Formel:

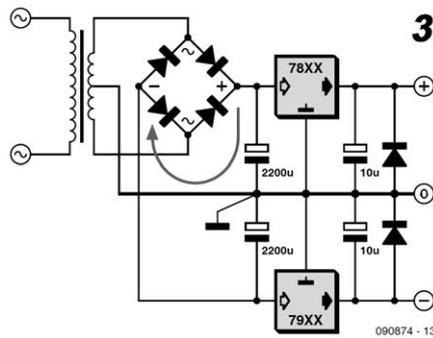
$$U_{sek} = (U_{out} + \Delta U_{min} + U_{Rss} + U_D) / \sqrt{2}$$

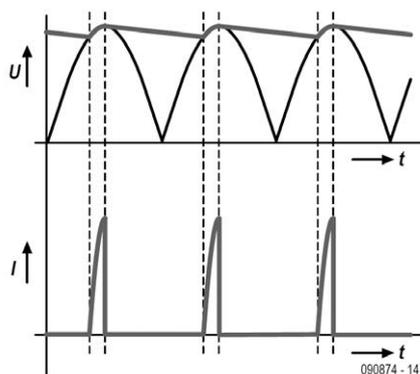
Wobei ΔU_{min} der minimale Spannungsabfall am Spannungsregler-IC und U_D der wirksame Spannungsabfall an den Gleichrichter-Dioden ist.

U_{Rss} lässt sich bei kleinem Innenwiderstand des Trafos nach folgender Formel schätzen:

$$U_{Rss} = I / (f \cdot C)$$

Die Frequenz ist dabei abhängig von der Gleichrichtung. Bei der üblichen Vollweggleichrichtung hinter einem Einpha-





sen-Trafo gilt $f = 100$ Hz. Man beachte, dass die Kapazität des Ladeelkos C in F eingesetzt wird.

Der Nennstrom I_{sek} des Trafos sollte mindestens dem maximalen Strom der Last entsprechen.

Die anderen Werte kann man in den Datenblättern der Bauteile finden.

Richtwerte: Für 78xx-Regler gilt $\Delta U_{\text{min}} = 3$ V und bei einem Silizium-Brückengleichrichter gilt $U_D = 1,5$ V. Mit Schottky-Dioden spart man gegenüber einem Brückengleichrichter aus Silizium-Dioden $0,7 \dots 0,9$ V bei U_D .

Bei der Dimensionierung muss man noch etwas im Hinterkopf behalten: Der Ladeelko wird nur während einer recht kurzen Zeit geladen. Es fließt nur Strom, wenn die Spannung am Kondensator U_C durch Entladung abgenommen hat, wenn also $U_{\text{sek}} > (U_C + U_D)$ ist. In Bild 4 sieht man, dass der Ladestrom ziemlich impulsförmig ausfällt. Um die Rippelspannung möglichst klein zu halten, braucht es große Elkos. Dadurch wird allerdings nicht gleichzeitig auch der Rippelstrom kleiner, sondern dieser bleibt betragsmäßig gleich, wenn man den Innenwiderstand des Trafos ver-

nachlässigt. Lediglich seine Form ändert sich dann hin zu kürzeren Impulsen mit größerer Amplitude, denen auch die Gleichrichter-Dioden gewachsen sein müssen.

In der Praxis allerdings spielen Innenwiderstand und weitere Eigenschaften des Trafos bei der Begrenzung des Spitzenstroms eine große Rolle. Wenn der Spitzenstrom für den Trafo zu groß wird, dann gerät dessen Kern in die Sättigung. Folglich kann dann der Ladestrom für den Elko nicht weiter ansteigen – von den negativen Folgen der Kernsättigung für den Trafo einmal abgesehen. Bei der Strombelastbarkeit der Gleichrichter-Dioden kann man sich nach folgender Faustformel richten:

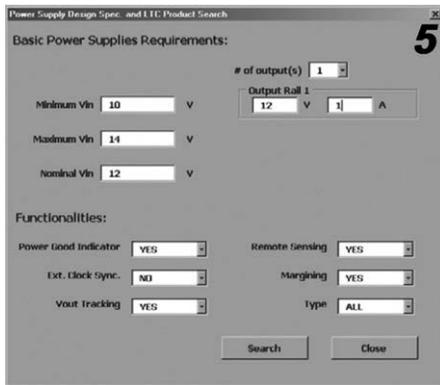
$$I_{D_{\text{max}}} = I_{T_{\text{max}}} \cdot \sqrt{2}$$

Wobei $I_{T_{\text{max}}}$ der maximale Sekundärstrom des Trafos ist. Weiter sollte man nicht vergessen, dass es bei größeren Strömen erforderlich ist, Gleichrichter oder Dioden zu kühlen. Zur Berechnung der Kapazität des Ladeelkos hat sich folgender Richtwert in der Praxis bewährt:

$$C = I_{\text{out}} \cdot 2200 \mu\text{F/A}$$

Internet & Co.

Zur Berechnung komplexerer Netzteile stellen etliche Halbleiter-Hersteller geeignete Software zur Verfügung. Ein Beispiel hierfür ist das Tool „LTpowerCAD“ [1] von Linear Technology. Mit dieser auf Excel basierenden Berechnungshilfe kann man recht einfach ein Schaltnetzteil berechnen. Man muss lediglich die gewünschten Werte eingeben (siehe Bild 5). Auch das Online-Tool „Webench Power Designer“ [2] von National Semiconduc-



tor bietet vielfältige Möglichkeiten. Weiter erwähnenswert sind die Tools von Fairchild [3], „VIPer Design Software v.2.24“ [4] von STMicroelectronics und „SwitcherPro“ [5] von Texas Instruments. Fast allen Software-Tools dieser Gattung ist gemein, dass sie für spezielle ICs gedacht sind. Dafür sind sie in aller Regel auch kostenlos.

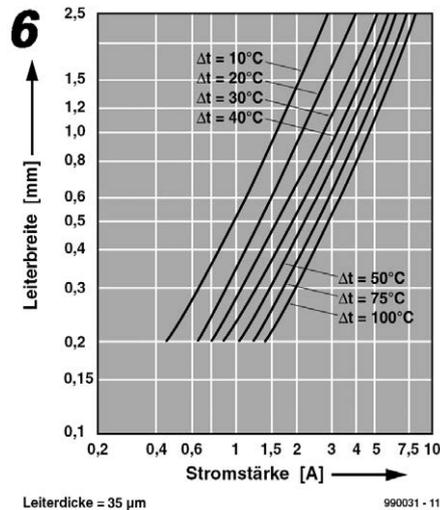
Wer am Entwurf von Schaltnetzteilen interessiert ist, dem sei ein Blick auf www.smeps.us empfohlen. Neben vielen Informationen gibt es dort auch eine Übersicht über die typischen Topologien [6]. Auch ein Besuch bei www.powersim.com lohnt sich. Hier kann man ein SMPS (Switched Mode Power Supply) online nach eigenen Vorgaben berechnen.

Platinen-Layout

Ein paar Tipps, die das Layouter-Leben leichter machen:

Entkoppel-Kondensatoren platziert man möglichst dicht an den Bauteilanschlüssen, die man entkoppeln will.

Bei langen Leiterbahnen muss man bei hohen Strömen mit deren Widerstand und bei höheren Frequenzen mit deren Induktivität (und Kapazität) rechnen, und sollte



daher lieber kurze Leiterbahnen vorsehen. Wo viel Strom fließt, müssen die Leiterbahnen entsprechend breiter sein. Der Spitzenstrom, der durch die Ladeelkos fließt, verdient besondere Beachtung. In Bild 3 fließt ein Teil dieses Stroms über die Masseleitung. Um möglichst wenig Brummen in der stabilisierten Ausgangsspannung zu erhalten, sollte man die entsprechenden Anschlüsse der Elkos, die Mittelanzapfung des Trafos und die 0-V-Leitung des Ausgangs mit der Regelungselektronik in dem einen Punkt zusammenlaufen lassen, der mit dem Masse-Symbol bezeichnet ist. Breite Leiterbahnen sind selbstverständlich. Diese Art der sternförmigen Verbindung der diversen Massepotentiale ist gute Designpraxis. Bei besonders großen Netzteilen mit Batterien von Elkos empfiehlt es sich, deren Masse-Anschlüsse getrennt zu einem zentralen Masse-Punkt der Schaltung zu führen.

Bei großen Strömen ist auch die Wärmeableitung relevant. Im Diagramm in Bild 6 sieht man die Temperaturerhöhung

als Funktion von Strom und Leiterbahnbreite bei einer typischen Kupferauflage von 35 μm . Es empfiehlt sich, die Temperaturerhöhung nicht größer als 40 Grad werden zu lassen. Außerdem idealisiert die Grafik die realen Verhältnisse: Ist die Platine in ein geschlossenes Gehäuse eingebaut, kann die Temperaturerhöhung durchaus noch größer ausfallen.

- Software/ltpowercad.jsp
[2] www.national.com/analog/webench/power
[3] www.fairchildsemi.com/design_tools/index.html
[4] www.st.com
[5] <http://focus.ti.com/docs/toolsw/folders/Platine/switcherpro.html>
[6] www.smps.us/topologies.html

Links

- [1] www.linear.com/designtools/

Netzteile dynamisch testen 309

Harry Baggen (Redaktion NL) und Ton Giesberts (Elektor-Labor)

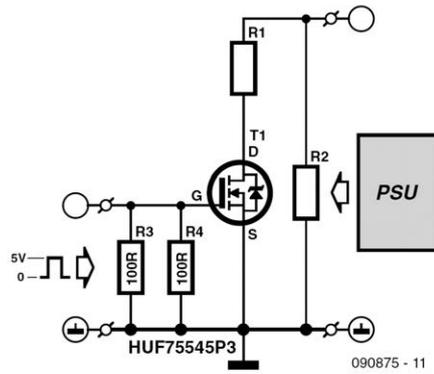
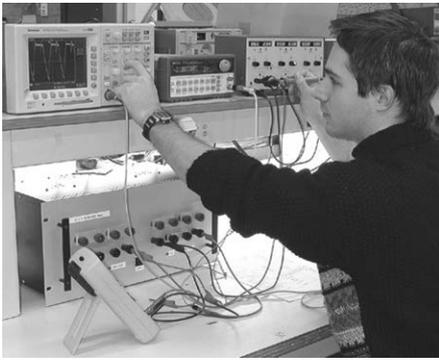
Wie lässt sich herausfinden, ob ein (Labor-)Netzteil wirklich stabil arbeitet? Die Beurteilung des Kurzzeit-Regelverhaltens ist durch dynamische Ausgangsbelastung möglich. Das ist mit wenigen Bauteilen getan.

Zu den wichtigen Größen von Netzteilen gehören nicht nur Spannung, Strom, Ausgangswiderstand, Brummen und Rauschen, auch das Regelverhalten bei wechselnden Lasten ist entscheidend. Das lässt sich durch Belasten des Ausgangs mit einer Widerstandsreihe testen, die zwischen zwei Werten umschaltet. Hersteller von Netzteilen dimensionieren die wechselnde Last gern so, dass sie 10 % und 90 % der maximalen Ausgangsleistung beträgt. Die Schaltfrequenz liegt bei einigen 10 Hz, ein gängiger Wert ist 40 Hz. Aus dem Schalt-

verhalten, das mit einem Oszilloskop beobachtet werden kann, lassen sich Rückschlüsse auf die Netzteil-Stabilität ziehen. Meistens zeigt die Rechteck-Vorderflanke ein mehr oder weniger ausgeprägtes Überschwingen. Die Ursachen sind im Regelverhalten der Stabilisierung, in den Induktivitäten der internen und externen Leitungen und in dem eventuell vorhandenen Ausgangsfilter zu suchen.

Das Elektor-Labor hat im Lauf der Jahre schon einige Netzteile und Netzgeräte getestet. Normalerweise wird das dynamische Verhalten von Netzteilen nur bei einer festen Frequenz untersucht. Unsere Tester haben sich etwas mehr Mühe gemacht und das Verhalten auch bei höheren Schaltfrequenzen untersucht. Nötig ist dazu nur ein gebräuchlicher Funktionsge-

527



nerator, der ein Rechtecksignal erzeugt, sowie die abgebildete Schaltung. So gerüstet lassen sich Schaltfrequenzen bis in den Megahertz-Bereich realisieren, was recht genaue Aufschlüsse über die Eignung des Testobjekts für vorgesehene Einsatzzwecke erlaubt. Vielen Netzteilen und Netzgeräten ist eine Art Wechsellast-Resonanzfrequenz zu eigen, bei der sie nicht stabil arbeiten. Es kann durchaus nützlich sein, diese Frequenz zu kennen.

Die Testschaltung erfordert nur wenig Aufwand. Der Power-MOSFET schaltet bis zu 80 V/75 A, der On-Widerstand beträgt nur 10 mW bei $U_{GS} = 10$ V. Widerstand R2 belastet den Netzteil-Ausgang kontinuierlich, er wird so dimensioniert, dass durch ihn 1/10 des maximalen Ausgangsstroms fließt:

$$R2 = U_{max} / 0,1 I_{max}$$

Durch R1 sollen 80 % des maximalen Ausgangsstroms fließen, hier gilt:

$$R1 = U_{max} / 0,8 I_{max}$$

Immer wenn der MOSFET durchschaltet, sind am Netzteil-Ausgang 90 % der maximalen Last angeschaltet, in den Pausen sind es 10 %. Die Widerstände, deren Werte auf die nächsten Werte der E12-Normreihe gerundet werden, müssen genügend belastbar sein (eventuell aktiv kühlen!). Bei hohen Ausgangsströmen ist auch für den MOSFET ein Kühlkörper notwendig. Am Gate des MOSFETs liegen zwei 100-Ω-Widerstände parallel nach Masse, so dass der Funktionsgenerator mit 50 Ω belastet wird.

Stellen Sie das Rechtecksignal auf 5...10 V_{SS} ein. Steigern Sie die zu Testbeginn niedrige Schaltfrequenz allmählich, behalten Sie ständig die Anzeige des Oszilloskops im Auge. Es ist nicht ausgeschlossen, dass Sie die eine oder andere Überraschung erleben...

Bitte denken Sie daran, dass Elektor nicht für eventuelle Schäden an Ihrem Testobjekt haften kann. Sie führen den Test in eigener Verantwortung durch!

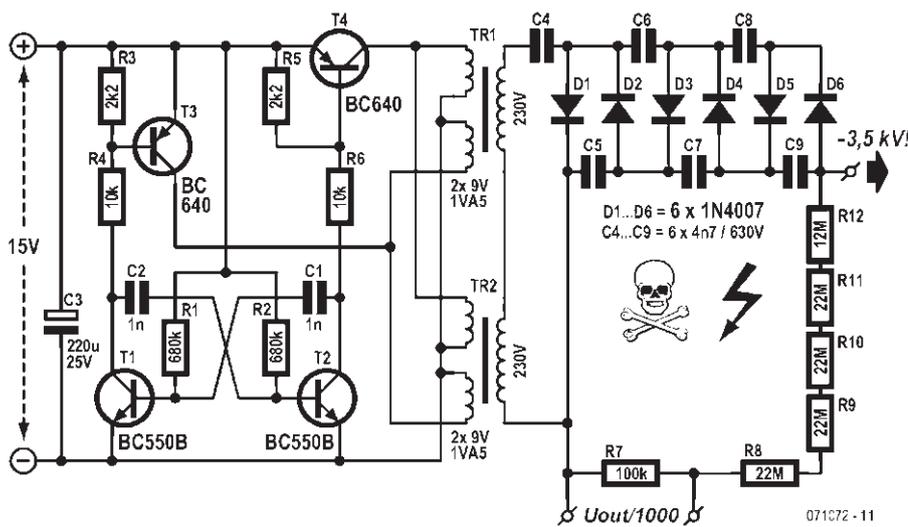
Ton Giesberts (NL), Elektor-Labor

Die Konzentration negativer Sauerstoff-Ionen in der Luft hat Einfluss auf das physische und psychische Gleichgewicht vieler Menschen. Im Hochgebirge und an der See sind negative Sauerstoff-Ionen in der Luft relativ zahlreich vertreten. Das trägt dazu bei, dass sich Urlauber dort wohler als zu Hause fühlen. In der häuslichen Wohnung und auch im Büro lässt sich die Luftqualität mit einem Ionisator steigern.

Eine genügend hohe Konzentration negativer Sauerstoff-Ionen in der Luft ist aus mehreren Gründen erstrebenswert. Diese Ionen haben die Fähigkeit, sich an Aerosolpartikel und schwebende Staubteilchen zu binden. Weil sie dann schwerer als die umgebenden Luftmoleküle sind, sinken

sie zu Boden. Negative Sauerstoff-Ionen können sich auch an Bakterien und Krankheitskeime heften. Schon die elektrische Ladung nimmt vielen von der Luft transportierten Keimen ihre Gefährlichkeit. Durch den natürlichen Reinigungseffekt wird die Konzentration von Schadstoffen und Mikroorganismen in der Luft gemindert.

Negative Sauerstoff-Ionen sollen auch einen Einfluss auf den Stoffwechsel des Menschen haben. Demnach fördert das Einatmen ionisierter Luft die Sauerstoffkonzentration im Blut und verbessert den Zellenstoffwechsel. Auch die Produktion des Serotonin soll gefördert werden. Dieses Hormon beeinflusst die emotionale Stimmung des Menschen.



Das Gleichgewicht zwischen positiven und negativen Sauerstoff-Ionen ist in Wohn- und Arbeitsräumen häufig gestört. Höhere Konzentrationen negativer Sauerstoff-Ionen können daher das Wohlbefinden der dort anwesenden Personen steigern. All dies lässt sich mit unserem Ionisator ohne großen Aufwand realisieren.

Hochspannung

Der Bauteilaufwand für den Ionisator hält sich in Grenzen. Erzeugt werden muss eine ausreichend hohe elektrische Spannung, um einen Teil des in der Luft enthaltenen Sauerstoffs zu ionisieren. Diese Hochspannung wird an eine spitze Elektrode angelegt. Dafür dient eine Schaltung, die mit zwei handelsüblichen 230-V-Netztrafos und einem Spannungsvervielfacher arbeitet. Die Spannung am Ausgang der aus Dioden und Kondensatoren bestehenden Hochspannungskaskade beträgt ungefähr 3,5 kV. Auch die übrigen Bauelemente gehören dem Standardsortiment an, sie könnten sogar im vorhandenen Bauteile-Fundus vorrätig sein.

Der Schaltung des Ionisators entnehmen wir, dass am Eingang eine Gleichspannung von 15 V liegt, die zum Beispiel ein Steckernetzteil liefert. Der Schwingungserzeuger ist ein mit T1 und T2 diskret aufgebauter astabiler Multivibrator. Die Werte von R1, R2 und C1, C2 sind so gewählt, dass die Frequenz knapp über 1 kHz liegt. Die 9-V-Wicklungen der Transformatoren werden vom astabilen Multivibrator gegenphasig gesteuert. Die normalerweise sekundären Trafo-Wicklungen werden hier als Primärwicklungen betrieben.

Die hohe Induktivität der Trafos hat zur Folge, dass T1 und T2 die 9-V-Wicklungen nicht unmittelbar steuern können. Bei

direkter Steuerung würde der astabile Multivibrator unregelmäßig und mit falscher Frequenz schwingen. Deshalb folgen T3 und T4, zwei PNP-Transistoren des Typs BC640 im Gehäuse TO-92 (80 V/1 A). Die Widerstände R3 und R5 verhindern, dass T3 und T4 vorzeitig schalten.

Die beiden Netztrafos sind kleine, kurzschlussfeste 1,5-VA-Typen. Noch kleinere Ausführungen, zum Beispiel 0,35 VA, sind ebenfalls problemlos einsetzbar. Die doppelten 9-V-Wicklungen sind parallel geschaltet, während die 230-V-Wicklungen in Reihe liegen. Der zweite Trafo ermöglicht eine verdoppelte Ausgangsspannung, so dass der Spannungsvervielfacher mit der halben Anzahl an Dioden und Kondensatoren auskommt.

Durch den mit D1...D6 und C4...C9 aufgebauten Spannungsvervielfacher wird die Spitzenausgangsspannung der Trafos versechsfacht. Bei 15 V Gleichspannung am Schaltungseingang liegt die Summe der Trafo-Spitzenausgangsspannungen zwischen 500 V und 600 V. Nach der Versechsfachung beträgt die Hochspannung am Ausgang der Vervielfacher-Kaskade ungefähr 3,5 kV.

Weil die Hochspannung nicht unmittelbar gemessen werden kann, haben wir am Ausgang einen Spannungsteiler hinzugefügt, der mit den hochspannungsfesten Widerständen R8...R12 (Typ VR25 von Vishay-BCcomponents, 1600 VDC) aufgebaut ist. Widerstand R7, der ebenfalls zum Spannungsteiler gehört, kann ein Widerstand in normaler Ausführung sein. An R7 liegt die durch den Faktor 1000 (exakt: 1001) herabgeteilte Hochspannung. Der Spannungsteiler ist nicht zwingend notwendig, er dient lediglich zur Kontrolle der Hochspannung. Beim direk-

ten Messen mit gebräuchlichen Multimetern würde der Multimeter-Eingangswiderstand (meistens 10 M Ω) die Hochspannungskaskade zu stark belasten.

An den Ausgang wird einseitig eine Nadel mit möglichst feiner Spitze, zum Beispiel eine Nähnaedel angeschlossen. Aus Sicherheitsgründen sollten zwischen dem Ausgang und der Nadel mehrere hochohmige und hochspannungsfeste Widerstände eingefügt (z.B. R8 bis R12 aus dem Spannungsteiler, wenn er nach erfolgreicher Messung nicht mehr gebraucht wird). Sie begrenzen den Strom auf ungefährliche Werte, falls eine Person die Nadel trotz getroffener Vorsichtsmaßnahmen berührt.

Die Schaltung ist auch ohne spezielle Platine schnell aufgebaut. Auf einer Experimentierplatine muss dafür Sorge getragen werden, dass die Isolation zwischen den Anschlüssen der primären und sekundären Trafo-Wicklungen sowie zwischen den Stufen der Hochspannungskaskade genügend spannungsfest ist. Wenn die für die Hochspannungskaskade vorgeschriebenen MKT-Kondensatoren 4,7 nF/630 V

nicht beschaffbar sind, können sie durch zwei in Reihe geschaltete MKT-Kondensatoren 12 nF/400 V ersetzt werden.

Während des Betriebs darf die Hochspannungsseite des Ionisators niemals berührt werden, und auch nach Abschalten der Eingangsspannung ist abzuwarten, bis sich die Kondensatoren der Vervielfacherkaskade entladen haben.

Für den Dauereinsatz muss die Schaltung in ein isolierendes Kunststoffgehäuse eingebaut werden. Eine Gehäusewand wird mit einer Bohrung versehen (beispielsweise 5 mm), darunter wird die senkrecht stehende die Nadel montiert. Die Nadelspitze darf nicht in die Bohrung hineinragen, so dass sie beim Griff nach dem Gehäuse nicht berührt werden kann.

Der Ionisator wird an einem vor Kindern und Haustieren sicheren Ort aufgestellt, in unmittelbarer Nähe sollen sich keine größeren metallischen Objekte befinden.

Nachdem das Steckernetzteil eingeschaltet ist, kann es abhängig von der Raumgröße noch einige Zeit dauern, bis die frische und reinere Luft spürbar ist und ihre Wirkung zeigt.

Alternativer Antrieb

aus defekter Festplatte

311

G. van Zeijts (NL)

Defekte Festplatte? Nicht entsorgen! Damit lässt sich noch einiges anfangen. Ein Beispiel ist die Idee eines Elektor-Lesers,

der aus dem Festplatten-Kopfantrieb einen alternativen Motor konstruierte. Gesteuert wird der Motor über den PC.

531

Vielleicht haben Sie schon schmerzlich erfahren müssen, dass Festplatten unerwartet und für immer ihren Dienst verweigern können. Ein kleiner Trost für den Verlust können die inneren Werte der defekten Festplatte sein. Auch wenn die gespeicherten Daten verloren sind, so verbleibt doch der Antrieb der Platte und der Schreib-Lese-Köpfe, bei Wikipedia [1] auch „Aktoren“ genannt.

Der Aktor, der den Arm mit den Schreib-Lese-Köpfen bewegt, ist nichts anderes als eine von einem starken magnetischen Feld umgebene Drahtwicklung. In der Festplatte wird dieser Aktor von einem speziellen IC gesteuert. Die Arme können relativ weite, lineare Bewegungen ausführen, wobei die Kräfte vergleichsweise hoch sind. Wenn Sie keine defekte Festplatte in der Schublade haben, gibt es bestimmt welche im Freundeskreis oder im Computerladen. Kreativen Konstrukteuren fällt es bestimmt nicht schwer, dafür neue Einsatzbereiche zu erschließen.

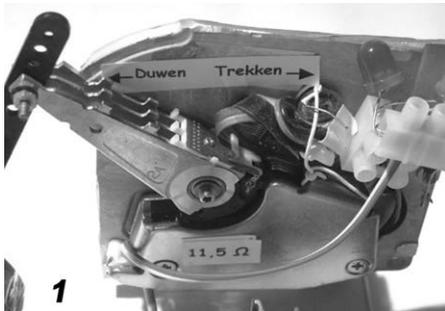
Aktor

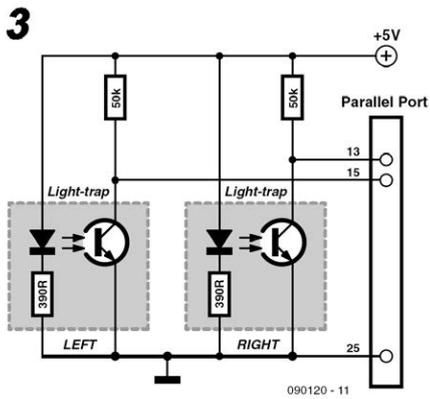
Nachdem Sie die defekte Festplatte aus dem Gehäuse ausgebaut und von der Elektronik getrennt haben, bleibt das Metallchassis mit den beiden Antrieben übrig. Vor dem Crash wurde die Platte von einem Kleinmotor in Rotation versetzt, die Schreib-

Lese-Köpfe wurden von einem zweiten Antrieb in Position gebracht. Der zuletzt genannte Aktor ist der, um den es hier geht.

Um unnötigen Ballast zu entfernen, setzen Sie die Säge am Chassis so an, dass nur der Aktor und die Kopfträgerarme übrig bleiben (Bild 1). Achten Sie darauf, dass keine Teile aus magnetisierbarem Stahl angesägt werden. Die Permanentmagnete des Aktors ziehen die Stahlspäne ähnlich einem starken Staubsauger an, von dort lassen sie sich nur mühsam entfernen. Die Schreib-Lese-Köpfe, die an den Armen montiert sind, haben ausgedient. Wichtig für den neuen Verwendungszweck ist die Drahtwicklung, die zwischen den Magneten dreht. Ihre Anschlüsse bestehen aus dünnen, flexiblen Leitungen, sie führen meistens zu einem mehrpoligen Steckverbinder. Dort trennen Sie die Leitungen ab und legen sie an einen separaten Steck- oder Klemmverbinder. Das kann eine zweipolige Kabelschraubklemme sein, wie sie in Bild 1 zu sehen ist.

Der Wicklungswiderstand liegt in der Regel bei 8...12 Ω , die Wicklung ist für 5 V Betriebsspannung ausgelegt. Bei höheren Spannungen wie beispielsweise 12 V entfaltet der Antrieb noch stärkere Kräfte, allerdings hält er dies nur im Kurzzeitbetrieb durch. Wenn die Polarität der ange-



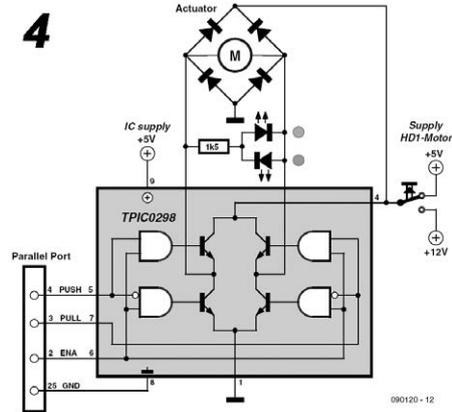


legten Gleichspannung vertauscht wird, kehrt sich die Richtung der Kraftwirkung um. Die genannten Eigenschaften fordern faktisch dazu heraus, den Antrieb mit einem Mikrocontroller oder Computer zu steuern und einem attraktiven Verwendungszweck zuzuführen.

Idee

Nachdem der Aktor ausgebaut ist, fehlt noch die zündende Idee für sein neues Einsatzfeld. Unser Leser hat mit dem Aktor einen Motor konstruiert, der die lineare Bewegung in eine Drehbewegung umsetzt. Das Prinzip ist schon bei der Dampfmaschine und ebenso beim Otto- oder Dieselmotor zu finden, wobei die lineare Bewegung der Kolben über die Kurbelwelle in eine rotierende Bewegung gewandelt wird. Da der Aktor aus der Festplatte das treibende Element ist, hat der Motor einen dazu passenden Namen erhalten: Er heißt „Hard Disc Motor“, abgekürzt „HD-Motor“. Nachfolgend stellen wir zwei Varianten vor:

- Einaktormotor (HD1-Motor)
- Vieraktormotor mit vier Aktoren (HD4-Motor)



Der HD1-Motor ist gleichzeitig die Basis der zweiten Variante, er wird deshalb etwas detaillierter beschrieben.

HD1-Motor

Die Aktorarme geben die Kraftwirkung an die Kurbelwellenmechanik weiter. Als „Kurbelwelle“ dient eine Kopftrommel aus einem ausgeschlachteten VHS-Video-recorder. Die Kopftrommel ist leicht laufend gelagert, ihr Schwungrad-effekt sorgt dafür, dass die rotierende Bewegung annähernd gleichförmig verläuft.

Der Aktor führt Zug- und Schubbewegungen aus, wobei die Bewegungsrichtung von der Polarität der an der Wicklung liegenden Spannung abhängt. Da viele elektronische Geräte mit Drehrichtungsumkehr bei Gleichstrommotoren arbeiten, bietet die Halbleiterindustrie für die Steuerung diverse integrierte Bausteine an. Mit ihnen lässt sich meist auch die Motordrehzahl steuern. Auf das für die HD-Motoren verwendete Treiber-IC kommen wir noch zurück.

Die Entscheidung, ob der Aktor ziehen oder schieben muss, wird mit Hilfe von

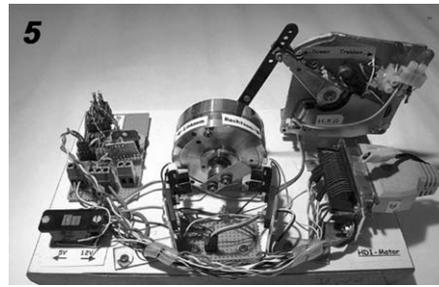
zwei Lichtschranken getroffen. Eine auf die Kopftrommelachse aufgesetzte Lasche (Bild 2) löst Signale aus, an denen der steuernde PC den Kopftrommelstand erkennt. Abhängig von der Position schaltet er den Aktor über das Treiber-IC in Zug- oder Schubrichtung. Auch die Motordrehzahl wird vom Computer über das Treiber-IC gesteuert. Zwei zum Aktor parallel geschaltete LEDs (rot und grün) leuchten abhängig von der Bewegungsrichtung auf.

PC-Anbindung

Wie die Lichtschranken mit dem Parallelport des PC zu verbinden sind, geht aus Bild 3 hervor. Am ersten Parallelport-Eingang liegt ein Signal, wenn die Lasche nach links zeigt, während am zweiten Eingang ein Signal liegt, wenn sie nach rechts zeigt. Als Lichtschranken eignen sich nahezu alle Typen, sie können zum Beispiel aus einem defekten Drucker oder einer mechanischen Maus ausgebaut sein. Das Treiber-IC wird über drei Parallelport-Ausgänge gesteuert. Die erste Leitung ist aktiv, wenn der Aktor zieht, die zweite Leitung ist aktiv, wenn der Aktor schiebt, während die dritte Leitung (Enable) die Geschwindigkeit steuert. Bild 4 zeigt die Anschlüsse am Treiber-IC.

Treiber-IC

Das Treiber-IC ist das Bindeglied zwischen dem PC-Parallelport und dem Aktor. Unser Leser hat sich für den „Dual full H-Driver“ TPIC0298 entschieden (die Typen TLP298 und L298N sind kompatibel). Dokumentationen über H-Driver, die auch H-Bridges genannt werden, sind im Internet bei [2] und [3] zu finden. Die meisten derartigen Treiberbausteine wurden für bidirektionale Schrittmotoren ent-

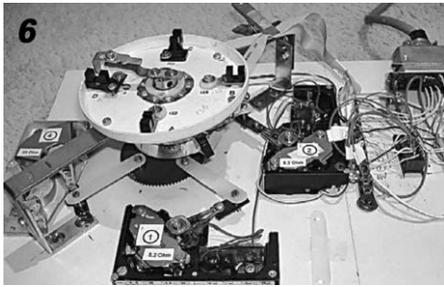


wickelt, sie können aber auch die Drehrichtungen von Gleichstrommotoren steuern. Aus Bild 4 ist auch ersichtlich, dass das Treiber-IC nur zur Hälfte genutzt wird. Zur Treiber-Elektronik gehören vier „Tore“, die über AND-Gatter so geschaltet werden, dass der Aktor entweder zieht (Pin 2 auf hoher Spannung, Pin 3 auf Masse) oder schiebt (Pin 2 auf Masse, Pin 3 auf hoher Spannung).

Eine Ausgangsleitung des PC-Parallelports ist mit dem Enable-Eingang des Treiber-Bausteins verbunden. Über diesen Eingang wird die Aktor-Geschwindigkeit mit einem vom PC erzeugten PWM-Signal gesteuert (PWM = Pulse Width Modulation, Pulsbreiten-Modulation). Die Geschwindigkeitssteuerung ist von der Bewegungsrichtung unabhängig und recht präzise. Die vier Dioden schützen das Treiber-IC vor Spannungsspitzen, die infolge der Wicklungsinduktivität auftreten können.

Software

Das PC-Programm, das den alternativen Motor unseres Lesers steuert, wurde in Visual Basic unter Windows XP geschrieben. Es kann kostenlos von der Elektor-Projektseite [4] heruntergeladen werden, die Download-Nummer ist 090120-11. Das vergleichsweise einfache Programm



hat folgende Funktionen:

- Erkennen der Kopftrommelstellung und Bestimmen der Bewegungsrichtung
- Motoranlauf Links oder Rechts
- Drehzahlsteuerung mit pulsartigem Signal (PWM)
- Bestimmen und Anzeigen der Motordrehzahl in U/min

Das Programm kann bei Bedarf auch in andere Programmiersprachen portiert werden. Leider ist der direkte Zugriff auf die PC-Ports bei Windows abhängig von der Version nur beschränkt möglich:

- Vista erlaubt lediglich den Zugriff auf USB-Ports, so dass das Programm unter Vista nicht lauffähig ist,
- XP verhält sich anders, hier ist der Zugriff auf den Parallelport über die DLL „input32.dll“ möglich,
- Windows 98SE, 98, 95 und älter schränken den Zugriff auf die Ports (Parallel, Seriell, Game und Sound) nicht ein, die DLL „ports.dll“ macht dies möglich.

Das Programm läuft folglich unter allen Windows-Versionen bis einschließlich XP, unter Vista und Windows 7 läuft es nicht!

Erkenntnisse

Wenn der HD1-Motor (siehe Bild 5) an 5 V betrieben wird, liegt die maximale Drehzahl bei 1000 U/min. Bei 12 V wird eine Höchstdrehzahl von 1800 U/min erreicht. Höhere Betriebsspannungen als 5 V sind nur kurzzeitig zulässig, im Langzeitbetrieb mit über 5 V kann die Drahtwicklung des Aktors beschädigt werden. Die niedrigste Drehzahl, bei der die Mechanik noch rund läuft, beträgt ungefähr 200 U/min.

Vollständigkeitshalber sei noch erwähnt, dass wir den Wirkungsgrad des Gesamtsystems auf höchstens 1 % einschätzen:

- Geschätzter Leistungsbedarf:
PC = 200 W, Aktor = 12 W
- Geschätzte Leistungsabgabe:
HD1-Motor = 2 W

Mehr Zylinder?

Wenn Sie einen einzigen „Zylinder“ alias Aktor für übertriebene Sparsamkeit halten, bauen Sie einen Motor mit vier, sechs oder acht Zylindern alias Aktoren. Unserem Leser gefiel die Vieraktor-Version am besten, der so genannte „HD4-Motor“. Da eine Pleuelstange wie bei einem Vierzylinder-Reihenmotor mit den verfügbaren Mitteln nicht realisierbar war, wurden die vier treibenden Elemente, wie Bild 6 zeigt, sternförmig angeordnet (siehe auch [5]). Bei Sternmotoren treiben die Zylinder eine gemeinsame Pleuelstange an, sie liegen in der gleichen räumlichen Ebene. Auch beim HD4-Motor dient das Pleuelager aus dem VHS-Videorecorder als Pleuelstange. Die vier Aktoren sind kreissymmetrisch angeordnet, der Winkel der Achsen beträgt 90°. Wegen der flachen Konstruktion lässt sich das gesamte System bequem

auf einer gemeinsamen Grundplatte unterbringen.

Die mechanische Stellung der „Kurbelwelle“ wird diesmal mit vier Lichtschranken erkannt. Aus den Signalen leitet das PC-Programm ab, welcher Aktor anziehen muss. Anders als beim HD1-Motor werden hier keine Treiberbausteine eingesetzt. Jeder Aktor wird lediglich von einem Darlington-Transistor gesteuert, was natürlich kostengünstiger ist. Erkauft wird dieser Vorteil damit, dass die vier Aktoren nur ziehen, nicht aber schieben können. Trotzdem ist der Vierzylinder in der Lage,

vorwärts und rückwärts zu drehen. Im Elektor-Youtube-Kanal [6] zeigen zwei Clips die beiden alternativen Motoren in Aktion.

Weblinks

- [1] <http://de.wikipedia.org/wiki/Aktor>
- [2] <http://de.wikipedia.org/wiki/Vierquadrantensteller>
- [3] www.discovercircuits.com/H/hbridge.htm
- [4] www.elektor.de/090120
- [5] <http://de.wikipedia.org/wiki/Sternmotor>
- [6] www.youtube.com/ElektorIM

Platinen, Bausätze und Zubehör

Es folgt eine Liste der Schaltungen, zu denen Sie unter www.elektor.de Platinen, Bausätze, Hex-Code u. a. erhalten können.

Zur Zeit der Drucklegung des Buches ist das komplette „Zubehör“ vorrätig. Aber dies kann nicht auf ewig gewährleistet werden, denn Bücher stehen auch mal längere Zeit im Schrank und plötzlich schlägt man doch wieder eine Schaltung nach. Platinen werden z. B. in größeren Stückzahlen gefertigt und es hängt es vom Verkauf ab, ob sich eine Neuauflage lohnt oder nicht. Ist die Wirtschaftlichkeit aufgrund eines zu geringen Interesses nicht mehr gewährleistet, werden die Restbestände abverkauft und danach ist ein solches Bauteil nicht mehr erhältlich.

Sie können selbst sehr einfach überprüfen, ob die von Ihnen gesuchten Teile (noch) geliefert werden können, in dem Sie auf der Elektor-Website unter „Suchen“ den Namen der Schaltungen (also z.B. Digitaler Diesel-Drehzahlmesser) eingeben und schauen, was noch zu bekommen ist.

Und jetzt die Schaltungen aus diesem Buch, zu denen Sie unter www.elektor.de Zubehör erhalten können:

Schaltung	Seite
3	S. 13
7	S. 19
8	S. 22
10	S. 23

Schaltung	Seite
11	S. 24
12	S. 26
13	S. 28
19	S. 36
24	S. 43
26	S. 46
28	S. 50
31	S. 55
38	S. 66
39	S. 67
40	S. 70
41	S. 71
42	S. 73
43	S. 74
45	S. 77
47	S. 82
48	S. 83
49	S. 85
50	S. 87
54	S. 93
56	S. 96
61	S. 103
62	S. 104
63	S. 105
65	S. 109
71	S. 117
74	S. 122
75	S. 123
76	S. 125
79	S. 130
81	S. 133
84	S. 137
85	S. 138
88	S. 143
90	S. 146
94	S. 152
99	S. 161
102	S. 165

Schaltung	Seite	Schaltung	Seite
103	S. 168	209	S. 349
105	S. 170	210	S. 352
106	S. 173	212	S. 355
107	S. 174	213	S. 356
108	S. 176	215	S. 359
112	S. 181	217	S. 363
114	S. 185	225	S. 375
119	S. 193	226	S. 377
120	S. 195	235	S. 393
121	S. 197	238	S. 397
122	S. 198	239	S. 399
129	S. 210	241	S. 402
131	S. 213	244	S. 407
132	S. 215	248	S. 414
138	S. 223	250	S. 419
139	S. 227	251	S. 421
140	S. 229	252	S. 423
144	S. 235	254	S. 427
147	S. 239	256	S. 430
149	S. 242	257	S. 432
150	S. 244	261	S. 438
153	S. 250	265	S. 445
154	S. 252	266	S. 448
155	S. 254	270	S. 453
159	S. 261	271	S. 455
162	S. 267	273	S. 457
170	S. 282	275	S. 461
175	S. 288	276	S. 464
178	S. 295	277	S. 466
179	S. 296	279	S. 470
183	S. 302	281	S. 472
185	S. 306	282	S. 474
186	S. 311	283	S. 476
190	S. 315	284	S. 478
194	S. 323	287	S. 485
195	S. 326	290	S. 490
196	S. 327	291	S. 492
198	S. 331	295	S. 499
198	S. 331	300	S. 507
199	S. 333	302	S. 512
202	S. 337	303	S. 514
203	S. 338	305	S. 518
206	S. 344	306	S. 520
207	S. 346	311	S. 531

Stichwortverzeichnis

!	
1-Watt-LED-Treiber mit PR4401	374
3-Pin-Lüfter an 4-Pin-Stecker	276
3D-LED-Pyramide	402
40-W-Verstärker im Retro-Stil	138
6-stelliges Display mit SPI-Interface	349
70-A-Halbleiterrelais für Anlasser	277
8-Kanal-DTMF-Decoder	298
8-Kanal-DTMF-Encoder	322
A	
Ab 0 mA einstellbare Konstantstromquelle	222
Akkutester	244
Akkuwächter	93
Akustischer Trainer	492
Akustisches ELT	22
Alternativer Antrieb aus defekter Festplatte	531
AM-Empfänger mit Quadratmischer	187
Analoger elektronischer Schlüssel	29
Analoges LED-Laufflicht	265
Annoy-a-tron	472
Anti-Jugendlärm mit ATM18	419
Arduino Shields	456
Astrolampe	448
ATM18 : Drei Thermometer - nur ein Draht	333
ATM18-DIP	252
ATtiny15 als MHz-Oszillator	352
Audio-High-Level Adapter	184
Auf den ersten Drücker...	312
Außenlicht-Steuerung	353
Autoalarm-Sound-Booster	330
Automatischer Netzschalter für die FeWo	54
Automatisches Fahrradrücklicht	131
Autoradio-Booster	168
B	
Batterie-Leer-Anzeige	99
Baustellenampel für den Modellbau	359
Binär-Uhr	427
Blinklicht für Flugmodelle	15
Blinklicht mit 24 LEDs ohne IC	90
Booster für Elektretmikros	373
Braitenberg-Roboter	514
Break-out-Board für PIC10F2xx (SOT23-6)	164
Breitband-Funk(en)empfänger	191
C	
Chaos-Generator	401
Codeschloss mit zwei Tastern	73
D	
Dämmerungsschalter	296
Dämmerungsschalter	208
DC/DC Konverter mit LT1376	59
Diebstahlschutz über OBD	388
Differenzspannungslupe	301
Digitaler Daumenradschalter	100
Digiwobbler+Sinusgenerator mit digitaler Frequenzeinstellung	165
Dimmbare Aquarienbeleuchtung mit Sonnen-Auf- und Untergang	115
Dimmer mit Berührungsschalter	246
Diskreter Low-drop Spannungsregler	452
DIY-SMD-Adapter	163
DMX-Sender	96
Drahtbrücken-Biegelehre	103
Drahtlose S/PDIF-Verbindung	392
Drahtloser Babysitter	193
Drehrichtung erkennen mit PIC	214
Dreidraht-Blinkgeber für motorisierte Zweiräder	24
Dreieckoszillator mit Sinuskonverter	114
Dynamikbegrenzer	152

E

Ein Spannungs-Booster mit Arduino	512
Eindraht-RS232-Halbduplex	201
Einfache Alarmanlage für Motorräder	314
Einfache HF-Rauschquelle	335
Einfache LED-Konstantstromquelle	201
Einfache Temperaturmessung und -regelung	170
Einfacher Fahrrad-Alarm	98
Einfacher Not-Aus per Funk	18
Einfacher Rechteck- Generator & Tester	62
Einschaltzwang für PCs	65
Einstellbare Niederspannungsquelle	408
Einstellbarer Low-drop-Regler	174
Einzellige Stromversorgung	134
Eiskalter Trick	469
Elex-Experimentierplatine	371
Emitterfolger-Audion	203
Empfänger bis 18 MHz	288
Empfindliche NF-Leistungsanzeige	22
Energiesparhilfe	148
Entschwefeler für Bleiakku	261
Entspannte SMD-Bestückung	370
Entwicklungssystem für MC9S08DZ60	239
Erweiterung und Zusatzfunktion für USB-TTL-Kabel	414
Experimenteller Hall-Sensor	11

F

Fahrrad-Beleuchtungsautomatik	197
Fahrrad-Ladeschaltung	313
Fan-Speed-Controller	227
Fernbedienbarer Preamp mit digitalem Poti	46
Fernsteuerung für Netzwerkgeräte	34
Fledermäuse hören	31
FM Audio-Transmitter	36
Frontplatten anfertigen	471
Frontplatten gestalten	483
Frontplatten mit Mousepad-Folie	386
Frostsicherung mit Elektrozaun- Gewebeband	464
Full Color Nachtflugbeleuchtung	478
Funkschalter als Ein-Aus-Taster	248

G

Gardinenautomatik	213
Genauer Frequenz-Generator mit ATtiny2313	507
Gesangsadapter für Gitarren & Bassverstärker	404
Gitarren-Booster	518
Gitarren-Kompressor ohne CA3080	218
Günstiger Einstieg in die LEGO-Robotik	495

H

Handy-Sende-Indikator	273
Heißer Draht	396
Heizungsregelung	94
HEXFETs egalisieren	64
Hochspannungsgenerator	60
Hundepfeife Ronja	443

I

I2C-Ansteuerung	461
I2C-Bedieneinheit	127
Impulsuhr-Steuerung mit DCF77	233
Indikator für Dynamikbegrenzer	111
Intelligente Steckdosenleiste	199
Ionisator hebt das Wohlbefinden	529
IR-RC5-Decoder mit E-blocks	474
IR-Tester	455

J

Jogging-Timer	123
-------------------------	-----

K

Kellerpumpensteuerung	177
Klang-Extender für E-Gitarren	291
Klangverbesserung für Audio-Quellen- Geräte	119
Kleine Lampen mit hohem Standby- Verbrauch	451
Klingeltöne-Player	377
Kommunikation mit Laser	497
Kühlschranksicherung	19

L		Morseuhr	344
L200-Ladeschaltung	238	Multivibrator mit TL431	176
Labornetzteil für den PC	43	Musikalische Fahrradklingel	441
Lader für einzelne Lithiumzellen	157		
Langzeit-Timer mit ATtiny2313	82	N	
Lautsprecherschutz für Audio-Verstärker	204	Neigungsmesser mit USB	223
LED als Fotoelement.	493	Netzstromindikator	342
LED-Fahrradlampe in neuem Licht	17	Netzstromindikator	125
LED-Fahrradlicht	256	Netzteil für Gitarrenverstärker	76
LED-Jagd	229	Netzteile dynamisch testen	527
LED-Multi-Blitz.	130	Netzvoltmeter	145
LED-Tester	192	Netzwerk-Kabeltester	412
LED-Treiber mit LM3410	338	Niedervolt-Dimmer	70
LEDifizierer Mobile 3-Watt-LED-Leuchte	267	Niveaugesteuerte Pumpenelektronik	57
Lichtsteuerung für RC-Autos	421	Notstopp	437
Light(n)ing für Flugmodelle	121	NPN-Kippschwingungen	217
Line-Eingänge für Zoom H2	159		
LipoMonitor	387	O	
Lithium-Akkulader mit BQ24103	320	Öko-Timer	149
LM2931-5.0 als Rauschgenerator	189	Öltemperaturanzeige für Scooter	346
Lötstopp-Laminat selbst aufbringen	481	Optischer Audio-Anschluss für PCs	516
Low-cost-Abisolierer	216	Oszilloskoptext	430
Low-Drop-Serienregler mit TL431	92		
LPCXpresso für Anfänger	383	P	
Luxeon-Logik: Helligkeitssteuerung für LED-Taschenlampen	490	PC-Powersaver	487
		Pedalgetriebenes USB-Ladegerät.	406
		Phasenkopplung für Powerline-Netzwerke	407
		PIC/C oder VHDL/FPGA für den RFM12-TX/RX.	399
M		Platinenbelichter	522
Magnetschwebbahn Demonstrator	327	Porterweiterung	282
Massefreie Stromversorgung für DVM-Module aus 5 V.	112	Positive Stromquelle	41
Mehr Portleitungen für den R8C/13	13	PR4401/02 im Doppelpack	142
Messfilter für Klasse-D	306	Preamp, Mixer & Leitungstreiber für E-Gitarren	79
Micro-Power-Quarzoszillator	230	Preemphasis für FM-Audio-Sender.	117
MicroSD-Kartenhalter	66	Preiswerter Bewegungsmelder	129
Mikro-Thermometer.	210	Pseudo-Fan.	499
Milliohm-messung mit Multimeter.	53	Pulsempfänger	173
Mini Sixties Plus	504		
Mini-Experimentierplatine für ATtiny45	85	Q	
Miniblinker	435	Quarz-Tester	87
Minimalistischer Missing-Pulse-Detektor.	305	Quarzabgleich	438
Minimalistisches Dipmeter	160		
Modellbauers Pendeluhr	466		

Quarztester	113
Quarzuhr als Impulsgeber	42

R

R/G-Multiblinker	380
R8C/13 spricht CAN	105
Rangierlicht für Loks mit Digitaldecoder ..	293
Regler für Drehstromgeneratoren	40
Regler für elektrische Zusatzheizungen ..	143
Rettung für AVR-Controller	375
RGB-Schwarm	520
RGB-Solarlampe	28
RGB-Verstärker für PC-Engine	360
Ringoszillator	39
RJ-45-Kabeltester mit PIC	104
Roboter mit Arduino Nano	146
Router-Notstromversorgung	271
RS232-Netzwerk	32
RS232-Pegelwandler mit Isolation	286

S

S-Video-Konverter	302
SCAP-AVR-Programmer	394
Schaltuhr für extreme Zeiten	300
Schaltverzögerung	382
Schnell messen und prüfen	285
Schnell zu sicheren Vias	89
Schrittmotoren identifizieren	390
Schutzkontakt-Prüfer	198
Schwebende Spannung für Einbau- Voltmeter	133
Schwebender Text	453
Schweißlicht für die Modellbahn	23
Schwertposition	122
Sechsfacher Umschalter	367
Segel-BattMeter	445
Sender und Empfänger für Funk-Alarm ..	409
Sensor für Laser-Nivelliergerät	107
Serieller Port für Mac	432
Serieller Schaltautomat	339
Servo-Waage	242
ServoDrive	137
Slow glow	311

SMD-Transistortester	323
Smoggy Der Walkman als Elektrosmog- Detektor	450
Snail-Mail-Detektor	274
Solar-Akkulader	181
Solar-Feuchtesensor	50
Solidstate Gleichstrom-Relais	250
Spannungsbegrenzung für Gitarrenverstärker	237
Spannungsüberwachung	141
Spiele mit „Simon“	485
SRPP-Kopfhörer-Verstärker	284
SSR 2.0 OptoMOS-Halbleiterrelais	179
Stabile Spannung	523
Starthilfe für PCs	326
Steckbrett-Experimentierplatine	254
Stereo-Verbreiterung	161
Streifenrasterplatine als Heizplatte	241
Stress-o-Meter	416
Strom fürs zweite Laufwerk	319
Stromversorgung mit sehr hoher Isolationsspannung	259

T

Taktteiler mit symmetrischem Ausgangstakt	220
Tank-Sensor	428
Tastatur als Interface	185
Tastenentprellung für 12-V-Kontakte ..	287
Telefonklingel-Verstärker	365
Temperaturlogger für den Kühlschrank ...	336
Tempowarner	83
Tester für induktive Sensoren	235
Tester für Magnetzündungen	136
Thermometer mit vierstelliger LED-Anzeige	74
Tiefentladungsschutz für 12-V-Akkus ..	489
Tierliebe Mausefalle	470
Timer für 2-4-6 Stunden	295
Timer für Handgeräte-Akkus	460
Tiny-Pulser	457
Tiny-Timer	476
Tochterblitz für Unterwasserkamera ..	195
Trennender Netzschalter	368

Türklingel-Tandem	178	VGA-Ambilight	355
TV-Beleuchtungssteuerung	337	Video-Umschalter für Sprechanlagen	102
U		Virtuelle 9-V-Batterie	151
Uhr mit Schlag	397	Vorbestimmte COM-Port-Nummern	425
Uhrimpulsgeber	44	Vorteiler für Drehzahlmesser	170
UKW-Prüfgenerator für die Westentasche	30	Vorverstärker für Wobbelgenerator	423
Umgekehrter RIAA-Adapter	348	W	
Universaltester für dreibeinige Bauteile	55	Wasseralarm	266
Universelle Timer-Schaltung ohne Stand- by-Strom	231	Wasserdichter Näherungsschalter	433
Universeller IR-Fernbedienungstester	212	Wasserstandsmelder	356
Universeller PWM-Generator	77	WAV-Türgong	26
Unterspannungs-Indikator	501	Wechselblinker mit Glühlampen	506
USB ohne Treiber	280	Wie weit kann man das treiben?	511
USB-Funkterminal	331	WM-Trockner fertig per Funkklingel	442
USB-Hub aufrüsten	12	Wobbel den Funktionsgenerator	260
USB-Schalter	71	Z	
V		Z-Dioden-Tester	502
Variabler Spannungsstift	156	Zapper nach H. Clark	358
Variables Quarzfilter	381	Zeit-Container	279
Ventilatorsteuerung für das Bad	109	Zepter: Touchscreen-Steuerung nach Arduino-Manier	363
Verbesserter Hybrid-Kopfhörer-Verstärker	67	Zwei TVs an einem Receiver	315
Verzögerte Hintergrundbeleuchtung	49		

311 Schaltungen

311 Schaltungen – das zwölfte Buch innerhalb der „Dreihunderter-Reihe“. 311 Schaltungen und neue Konzepte in einem Buch sind ein (fast) unerschöpflicher Fundus zu allen Bereichen der Elektronik: Audio & Video, Spiel & Hobby, Haus & Hof, Prozessor & Controller, Messen & Testen, PC & Peripherie, Stromversorgung & Ladetechnik sowie zu Themen, die sich nicht katalogisieren lassen.

311 Schaltungen – enthält viele komplette Problemlösungen, zumindest aber die Idee hierzu. Nicht zuletzt sind die 311 Schaltungen der Anstoß zu ganz neuen Überlegungen.

311 Schaltungen – sind eine Zusammenfassung der Beiträge aus den Halbleiterheften 2009 bis 2011. Die Halbleiterhefte sind die jährlichen Doppelausgaben Juli/August der Zeitschrift Elektor.

311 Schaltungen ist das Buch für alle, die kreativ mit der Elektronik umgehen; sei es im Beruf oder als Hobby.

Elektor-Verlag GmbH
52072 Aachen
www.elektor.de

ISBN 978-3-89576-255-0

