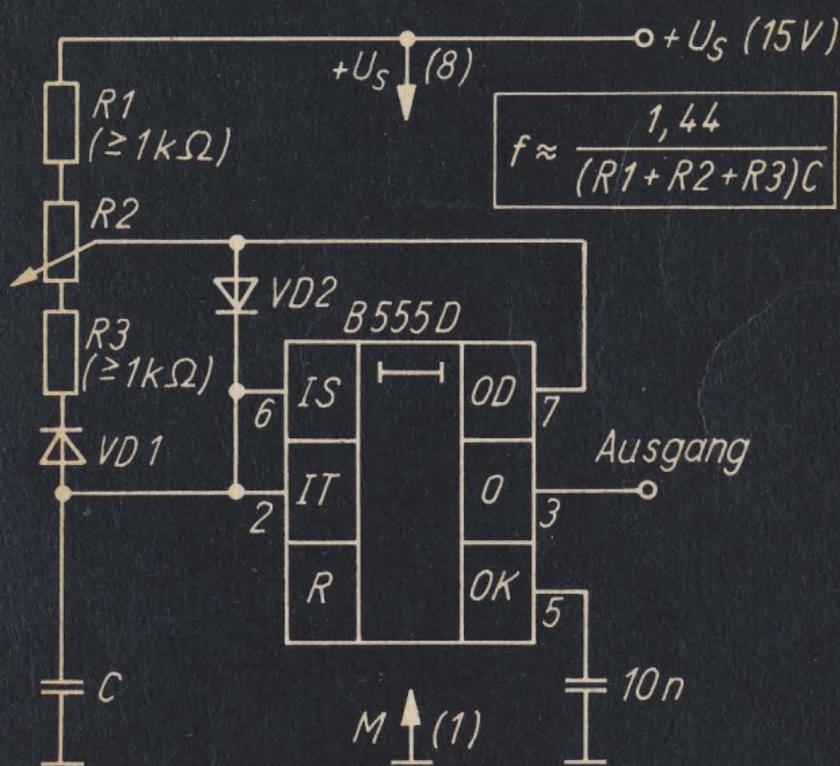


amateurreihe electronica



Schlenzig/Bläsing

Timerschaltkreise
B555D und B556D
Informationen
und Applikationen

213/
214

electronica · Band 213/214

KARL-HEINZ BLÄSING · KLAUS SCHLENZIG

Timerschaltkreise B 555 D und B 556 D

— Informationen und Applikationen —



MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1984

© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
(VEB) — Berlin, 1984

Lizenz-Nr. 5

Printed in the German Democratic Republic

Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam

Lektor: Rainer Erlekampf

Zeichnungen: Angelika Prüfert

Typografie: Martina Schwarz

Redaktionsschluß: 31. Juli 1983

LSV 3539

Bestellnummer: 746 619 0

00380

Inhaltsverzeichnis

1.	Einleitung	6
2.	Übersichtsschaltbild, Funktionsprinzip und Daten des B 555 D	9
3.	Grundsaltungen	26
3.1.	Saltungen ohne zeitbestimmende Glieder	26
3.1.1.	Schwellwertschalter	28
3.1.2.	Gatterfunktionen	35
3.1.3.	Bistabile Funktionen	38
3.2.	Saltungen mit zeitbestimmenden Gliedern	39
3.2.1.	Monostabile Funktion	40
3.2.2.	Astabile Funktion	48
4.	Anwendungen des Komparatorteils	60
4.1.	Gleichspannungsteiler	60
4.2.	Sinus-Rechteckformer	62
4.3.	Impulsformer mit Frequenzverdopplung	63
4.4.	Rechteckformer	64
4.5.	TTL-Prüfstift	65
4.6.	Ablenkgenerator für Oszillografen	67
5.	Anwendungen des Flip-Flop-Teils	70
5.1.	Prellfreie Taste	70
5.2.	Prellfreie Tasten mit elektronischer Verriegelung	71
5.3.	Tasten mit gegenseitiger Auslösung	73
5.4.	Gegenseitige Verriegelung von Steuerleitungen	75
5.5.	Lichtgesteuerter Ein-Aus-Schalter	78
6.	Monoflop-Anwendungen	80
6.1.	Betrachtungen zum Energiebedarf	81
6.2.	Potentialgetrennter Netzspannungsschaltér	82
6.3.	Niederspannungs-Zeitlampen	91
6.4.	Pulsbreitensteuerung	96
6.5.	Fernsteuerbare Pulsbreiteneinstellung	98

6.6.	Ein- und Ausgangszähler mit Nullschalter	99
6.7.	Impulsausfalldetektor	106
6.8.	Geschwindigkeitsmelder	109
6.9.	Pulsfolgegenerator	111
6.10.	Tachometer	113
7.	B 555 D als astabiler Multivibrator	117
7.1.	Generatormodul	118
7.2.	Ruhestromfreier Signalgeber mit Einschaltverzögerung	120
7.3.	Effekttongenerator	122
7.4.	„Astabiler Monoflop“ ohne Ruhestrom	123
7.5.	Kapazitätsmeßzusatz im astabilen Betrieb	125
7.6.	Spezielle Generatorschaltungen	128
7.6.1.	Laufzeitgenerator	129
7.6.2.	Tonfrequenzsignalgeber mit Kondensator	130
7.6.3.	Tieffrequenzgenerator mit nur einem externen Bauelement	132
7.6.4.	Monoflop mit nur einem Bauelement	133
7.6.5.	Intermittierender Tongenerator	135
7.6.6.	Extrem sparsamer Signalgenerator	136
7.6.7.	Quarzgeneratoren	137
7.7.	Einfacher Funktionsgenerator	141
7.8.	Metronom mit Tonimpulsen	143
8.	Aktive Frequenzteiler und Modulatoren	145
8.1.	Frequenzteiler	146
8.2.	Pulsbreitenmodulator	147
8.3.	Pulslagemodulator	150
9.	Spezielle Anwendungen und Kombinationen	151
9.1.	NF-Sichtgerät	151
9.2.	Periodische Langzeitsteuerung	158
9.3.	Langzeitsteuerung mit einstellbarer Aktivzeit	165
9.4.	Langzeittimer mit Operationsverstärker hoher Eingangsimpedanz	168
9.5.	Lichtklingel für Hörbehinderte	170
9.6.	Zeitbegrenztes Alarmsignal	174
9.7.	Kapazitätsmesser	176
9.7.1.	C-Meßgerät mit Zeigerinstrument	177

9.7.2.	Kapazitäts-Zeit-Umsetzer	180
9.8.	Widerstands-Zeit-Umsetzer	184
9.9.	Ladegerät für NK-Akkumulatoren	185
10.	Doppeltimer B 556 D	191
11.	Spezielle Hinweise	193
12.	Literatur	199

1. Einleitung

In letzter Zeit sind auch für den Amateur erheblich mehr integrierte Schaltkreise erhältlich. Aus diesem Grund gibt es kaum noch eine mit elektronischen Mitteln lösbare Aufgabe, die sich nicht mit geeigneten digitalen oder analogen Schaltkreisen realisieren läßt.

Mit den Begriffen digital und analog gelingt es aber nicht in jedem Fall, einen Schaltkreis in seiner Funktion richtig einzuordnen. Solche Bausteine liegen meist an den Schnittstellen beider Techniken und sind daher u. a. dort zu finden, wo analoge Signale in digitaler Form verarbeitet werden sollen, um anschließend vielleicht wieder analog ausgegeben zu werden. Sie lassen sich aber auch innerhalb der digitalen Technik oft recht unterschiedlich einsetzen, so, wie etwa ein Gatterschaltkreis je nach Verknüpfung als Flip-Flop, als astabiler Multivibrator oder auch nur zur „Verteilung“ digitaler Informationen genutzt werden kann. Und im Extremfall kommt es auch vor, daß man einen dafür geeigneten Inverter im eigentlich zu meidenden Übergangsbereich zwischen den beiden definierten Zuständen zweiwertiger Logik als Analogverstärker betreibt.

Der in dieser Broschüre beschriebene vielseitige Schaltkreis reagiert z. B. auf das „langsame“ Ansteigen einer Eingangsspannung bei einer bestimmten Schaltschwelle ausgangsseitig digital. Man könnte ihn also danach als Schwellwertschalter definieren. Weitere Ein- und Ausgänge sorgen jedoch dafür, daß er eingangsseitig eine Spannung zwischen zwei Schwellwerten pendeln läßt, so daß eine periodische Impulsfolge am Ausgang entsteht. Dann wäre dieser Schaltkreis also ein astabiler Multivibrator. Durch geringfügiges Ändern der Anschlußzuordnung wird aus der periodischen Pulsfolge nach einem gewünschten Start ein Einzelimpuls, sozusagen „one shoot“. Der Digitaltechniker kennt diesen Effekt als monostabile Funktion. Wenn sich der Schaltkreis auch im Sinne eines bistabilen Multivibrators steuern läßt, also als Flip-Flop, so sind im wesentlichen alle digitalen Grundfunktionen darstellbar. Erfreulich ist der Zusatz, daß sich all dies bis zur amplitudengesteuerten Pulsbreiten- oder

Pulsmodulation der Ausgangssignale analog beeinflussen läßt. Dazu arbeitet der gegenüber üblichen TTL-Schaltkreisen platzgünstige Baustein mit nur 8 Anschlüssen in einem Betriebs Spannungsbereich, der ihn sowohl für TTL- wie für CMOS-Logik kompatibel macht. Der Betriebsstrom bleibt dabei noch erfreulich niedrig, verglichen mit der bipolaren Technik, in der er realisiert worden ist. Eine seiner möglichen Funktionen gab diesem Schaltkreis den Namen Timer, auf deutsch etwas umständlicher als „integrierte Zeitgeberschaltung“ bezeichnet. Der Hersteller ordnete ihn den analogen Schaltungen zu. Er steht in dieser Gruppe nicht allein. Man vergleiche dazu den *electronica*-Band 205/206. Diese äußerst vielseitig nutzbaren Schaltkreise können – jeder Vergleich ist unvollkommen – als eine Art komplexer Vielzwecktransistoren angesehen werden. Solche in ihrem Einsatz vielfach untereinander austauschbaren Transistoren können deshalb dennoch durchaus intern grundlegende Unterschiede in der technologischen Gestaltung haben. Ähnlich verhält es sich auch mit dem hier vorgestellten *B 555 D*. Er wird heute praktisch in der ganzen Welt angewendet, und zahlreiche Hersteller bieten ihre Version dazu an. (Man vergleiche auch zu diesem Thema den Beitrag von *D. Lechner* im Elektronischen Jahrbuch 1983 [1].) Ob als *LM 555*, als *NE 555* oder als $\mu A 555$ – entscheidend für den Anwender ist nicht, wie der jeweilige Hersteller diese „komplexe Transistorfunktion“ realisiert hat, sondern ob sich Anwendungsbeispiele, publiziert mit dem einen Typ, auch mit dem eines anderen Herstellers nachvollziehen lassen. Das aber muß – schon an dieser Stelle sei es warnend vermerkt – nicht unbedingt der Fall sein! Dem Anwender ist wenig damit gedient, wenn ihm ein Vergleich der jedes Transistorelement wiedergebenden detaillierten Innenschaltungen aller dieser Hersteller zugemutet wird. Kennzeichnend für die schnelle Beurteilung von Unterschieden und ihren Konsequenzen ist vielmehr meist die input-output-Tabelle. Eine solche Übersicht findet der Leser daher schon im nächsten Abschnitt.

Im übrigen wird diese Broschüre hauptsächlich den Einsatz des sicherlich am leichtesten erhältlichen *B 555 D* beschreiben. Das schließt bisweilen vielleicht doch nützliche Hinweise auf abweichendes Verhalten anderer Typen dieser Timerfamilie nicht aus. Wo möglich bzw. nötig, wurden solche Informationen mit eingearbeitet. Die vielen Einsatzmöglichkeiten des *B 555 D* be-

deuten selbstverständlich nicht, daß damit stets das „absolute Optimum“ einer Lösung erreicht werden kann. Älteren Lesern gegenüber sei der Vergleich mit der legendären *P 2000* des Röhrenzeitalters gestattet. Mit dieser Röhre machte oder versuchte man einst „alles“. Die Situation heute unterscheidet sich von jener Zeit grundlegend. Es hängt eigentlich nur noch von den Kenntnissen des Lesers ab, wie viele andere Lösungsvarianten er zu einer in dieser Broschüre mit dem *B 555 D* realisierten Schaltung noch nennen kann. Erst in einem solchen Vergleich wird sich dann an der konkreten Aufgabe zeigen, ob man zum *B 555 D* oder zu einem anderen, vielleicht dafür geeigneteren Schaltkreis (mit entsprechender Peripherie) greifen soll. Als generelle Entscheidungshilfen seien genannt:

- Preis
- Energiebedarf (Einsatzzeit)
- Flächenbedarf
- Betriebsspannungsbereich
- Frequenzbereich
- Bedarf an weiteren Bauelementen
- Verfügbarkeit zum Bedarfszeitpunkt
- Betriebszuverlässigkeit der Lösung

Rationalisatoren, die gerade in der „nichtelektronischen“ Industrie im Timer *B 555 D* einen für manche nützliche Maßnahme günstigen Partner finden dürften, sollten sich an diesen Kriterien orientieren. Für wichtige andere nicht lösbare Fragen und Probleme stehen in den Mikroelektronik-Beratungszentren aufgeschlossene Partner bereit. Die Autoren hoffen, mit der vorliegenden Praktikerlektüre einen nützlichen Beitrag zum technischen Fortschritt im Detail zu leisten.

2. Übersichtsschaltbild, Funktionsprinzip und Daten des B 555 D

Die in Abschnitt 1. genannten vielfältigen Möglichkeiten dieses Timers ergeben sich aus der Verknüpfung von zwei Komparatoren mit einem rücksetzbaren Flip-Flop und zwei Ausgangsstufen (Bild 2.1). Die eine von ihnen (Anschluß 3) ist als Lei-

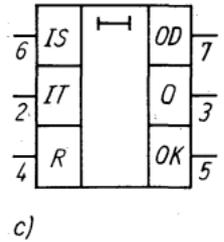
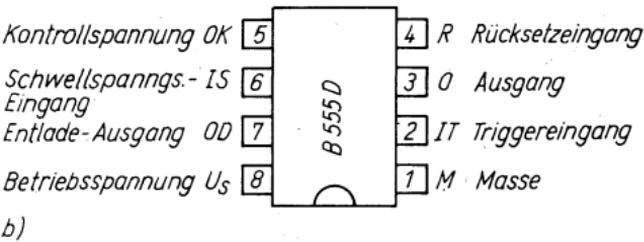
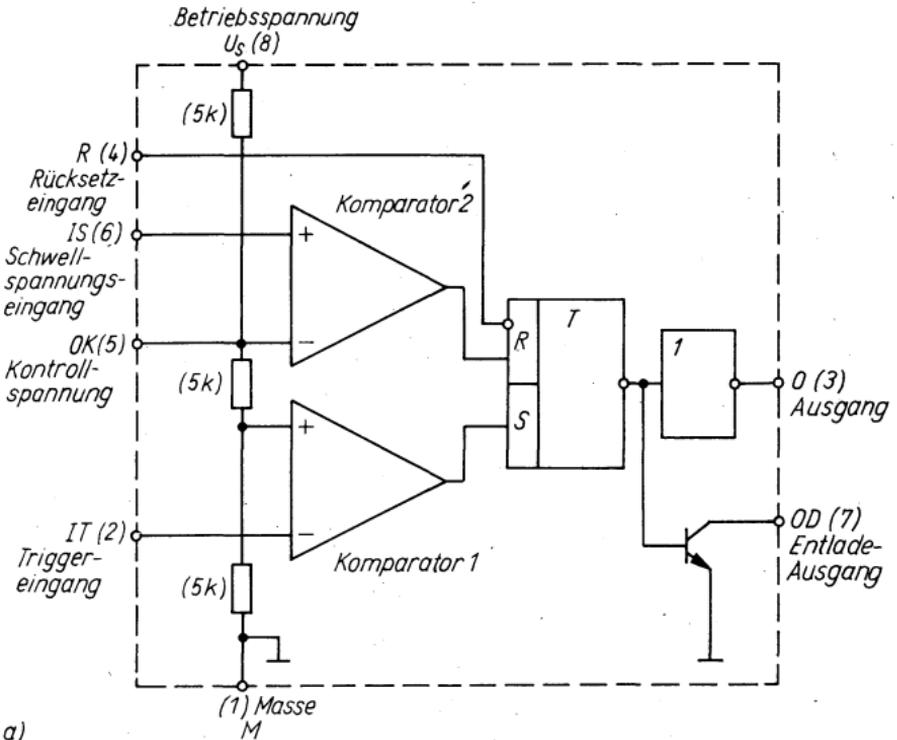


Bild 2.1 a — Übersichtsschaltbild, b — Anschlußbelegung, c — Logiksymbol (Vorschlag!) des B 555 D

Tabelle 2.1. Grenzwerte des B 555 D, gültig für den Betriebs-
temperaturbereich (P_{tot} nur bis $\vartheta_a = 70^\circ\text{C}$), ent-
nommen dem zum Manuskriptzeitpunkt gültigen
Informationsblatt des Herstellers

Kenngröße	Kurz- zeichen	Einheit	minimal	maximal
Betriebsspannung	U_S	V	4,5	16
Ausgangsstrom	I_3	mA	-200	200
Eingangsspannungen	U_2			
	U_4	V	0	U_S
	U_5			
	U_6			
Entladestrom	I_7	mA	0	100
Gesamtverlustleistung ($\vartheta \leq 70^\circ\text{C}$)	P_{tot}	mW	—	600
Betriebstemperaturbereich	ϑ_a	$^\circ\text{C}$	-25	85
Lagerungstemperaturbereich	ϑ_a	$^\circ\text{C}$	-40	125

stungsstufe zu betrachten. Sie ist sowohl nach Masse wie nach Betriebsspannung für einen Strom von 200 mA ausgelegt (siehe Tabelle 2.1.). Es handelt sich bei diesem Leistungsausgang um eine Gegentaktstufe. Da ein Bootstrapanschluß fehlt, heißt das für die nach Plus führende Seite des Ausgangs, daß die volle Betriebsspannung am Ausgang auch nicht annähernd erreicht werden kann. Das Informationsblatt für den Anwender nennt für 15 V Betriebsspannung (U_S) und 100 mA H-Ausgangsstrom typisch 13,3 V (Kleinstwert nach Fachbereichsstandard *TGL 34160* von Dezember 1981 12,75 V), vergleiche Tabelle 2.2. Bei $U_S = 5$ V und nur 5 mA ist bereits mit nur noch 3,3 V (mindestens 2,75 V nach *TGL 34160*) zu rechnen. Wenn die realen Exemplare auch vielfach günstiger liegen, so wird daran noch letzten Endes auch deutlich, daß eine kleinere Betriebsspannung einen kleineren Basisstrom für die Endstufe bedeutet. Selbst bei kleinerem Ausgangsstrom muß man also schon mit erheblichem Spannungsverlust rechnen.

Etwas günstiger liegen die garantierten Werte bei L am Ausgang. Nur noch 0,31 V nennt die diesen Angaben zugrunde liegende Informationsblattausgabe. In *TGL 34160* von Dezember 1981 werden jedoch maximal 2,5 V angegeben bei 15 V Betriebsspannung und 100 mA. Für $U_S = 5$ V werden bei 5 mA dagegen

Tabelle 2.2. Kennwerte des *B 555 D* für $\vartheta = 25^\circ\text{C} - 5\text{K}$ und $U_4 = U_8 = U_S$ (wenn nicht anders angegeben) nach dem zum Manuskriptzeitpunkt gültigen Informationsblatt des Herstellers. Die garantierten Größt- bzw. Kleinstwerte sind im Erzeugnisstandard, TGL 34160, angegeben!

Kenngröße Meßbedingungen	Kurz- zeichen	Ein- heit	Kleinst- wert	Mittel- wert	Größt- wert
Stromaufnahme	I_S	mA			
$U_S = 15\text{ V}; U_2 = 7\text{ V};$ $U_6 = 12\text{ V}$			9,1	9,6	11,3
$U_S = 5\text{ V}; U_2 = 2,7\text{ V};$ $U_6 = 4,5\text{ V}$			2,6	3,1	3,5
Kontrollspannung	U_5	V			
$U_S = 15\text{ V}; U_2 = 3\text{ V}$			9,99	10,01	10,04
$U_S = 5\text{ V}; U_2 = 0,7\text{ V}$			3,32	3,33	3,34
L-Ausgangsspannung	U_{3L}	mV			
$U_S = 15\text{ V}; U_2 = 7\text{ V};$ $U_6 = 12\text{ V}; I_3 = 100\text{ mA}$			302	310	340
$U_S = 5\text{ V}; U_2 = 2,7\text{ V};$ $U_6 = 4,5\text{ V}; I_3 = 5\text{ mA}$			24	25	28
H-Ausgangsspannung	U_{3H}	V			
$U_S = 15\text{ V}; U_2 = 3\text{ V}; U_6 = 8\text{ V};$ $-I_3 = 100\text{ mA}$			13,28	13,30	13,36
$U_S = 5\text{ V}; U_2 = 0,7\text{ V};$ $U_6 = 2,3\text{ V}; -I_3 = 100\text{ mA}$			3,29	3,30	3,34
Triggerstrom	$-I_2$	nA			
$U_S = 15\text{ V}; U_2 = 0\text{ V}$				110	570
$U_S = 5\text{ V}; U_2 = 0\text{ V}$				70	490
Rücksetzstrom	$-I_4$	μA			
$U_S = 15\text{ V}; U_4 = 0\text{ V}$				115	130
$U_S = 5\text{ V}; U_4 = 0\text{ V}$				17	20
Schwellstrom	I_6	nA			
$U_S = 15\text{ V}; U_6 = 12\text{ V}$				123	190
$U_S = 5\text{ V}; U_6 = 4,5\text{ V}$				55	97
Entladungsleckstrom	I_7	pA			
$U_S = 15\text{ V}; U_2 = 3\text{ V};$ $U_6 = 8\text{ V}; U_7 = 12\text{ V}$				490	580
$U_S = 5\text{ V}; U_2 = 0,7\text{ V};$ $U_6 = 2,3\text{ V}; U_7 = 4,5\text{ V}$				60	75
Triggerschwelle	U_{2T}	V			
$U_S = 15\text{ V}$			5,01	5,022	5,037
$U_S = 5\text{ V}$			1,666	1,672	1,678
Rücksetzschwelle	U_{4T}	V			
$U_S = 15\text{ V}$			0,547	0,564	0,574
$U_S = 5\text{ V}$			0,566	0,582	0,592

Kenngröße Meßbedingungen	Kurz- zeichen	Ein- heit	Kleinst- wert	Mittel- wert	Größt- wert
Schaltswelle	U_{6T}	V			
$U_S = 15 \text{ V}$			10,01	10,02	10,03
$U_S = 5 \text{ V}$			3,33	3,34	3,35
Anstiegszeit	t_{TLH}	ns			
$U_S = 15 \text{ V}$				52	60
$U_S = 5 \text{ V}$				192	262
Abfallzeit	t_{THL}	ns			
$U_S = 15 \text{ V}$				5,1	5,4
$U_S = 5 \text{ V}$				23	25

nur 25 mV typisch (Datenblatt) und 0,35 V maximal (TGL) ausgewiesen. Drei TTL-Lasten überschreiten daher mit Sicherheit nicht den für TTL vorgegebenen L-Pegel. Daraufhin getestete *B 555 D* haben sich besonders an der unteren Betriebsspannungsgrenze als günstig erwiesen – viel besser auch als im Vergleich gemessene Exemplare von zwei anderen Herstellern. Ergebnisse

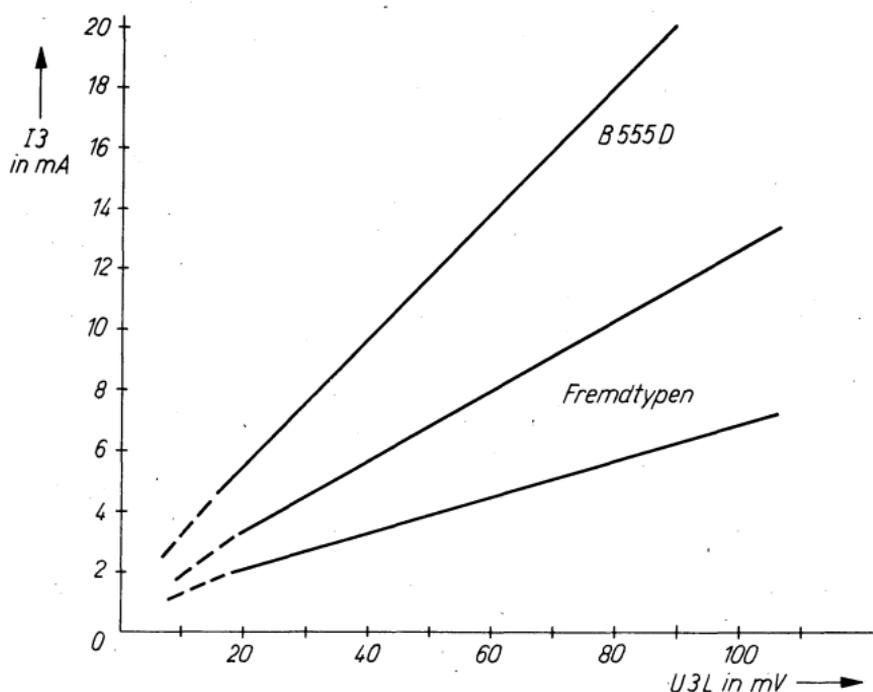


Bild 2.2 Ausgangskennlinie für $U_3 = L$, gemessen an *B 555 D* und an zwei Exemplaren anderer Hersteller bei $U_S = 12 \text{ V}$

dazu gehen aus Bild 2.2 hervor. (Vergleiche dazu auch die Bilder am Ende dieses Abschnitts aus dem Informationsblatt des Herstellers.) Übrigens empfiehlt der Hersteller, bei TTL-Betrieb zum Verbessern der dynamischen Eigenschaften zwischen 3 und 1 1 nF zu legen.

Beim Beschalten des Ausgangs (Anschluß 3) mit einer induktiven Last braucht der *B 555 D* nicht nur die übliche Rückflußdiode zum Abbau der vom zusammenbrechenden Magnetfeld beim Abschalten in der Induktivität entstehenden Spannung (Bild 2.3). Diese Diode, entgegen der anliegenden äußeren Spannung gepolt, muß genausoviel Strom aufnehmen können, wie vorher durch die induktive Last geflossen ist. Das würde eigentlich bedeuten, daß dem Ausgang des *B 555 D* auch dieser Strom zugemutet werden könnte. Auf Grund des Ausgangsverhaltens bei negativen Spannungen an Anschluß 3 (Inversbetrieb des unteren Ausgangstransistors) fließt in ihm in Gegenrichtung bereits bei kleinen Spannungswerten unterhalb von 1 V ein er-

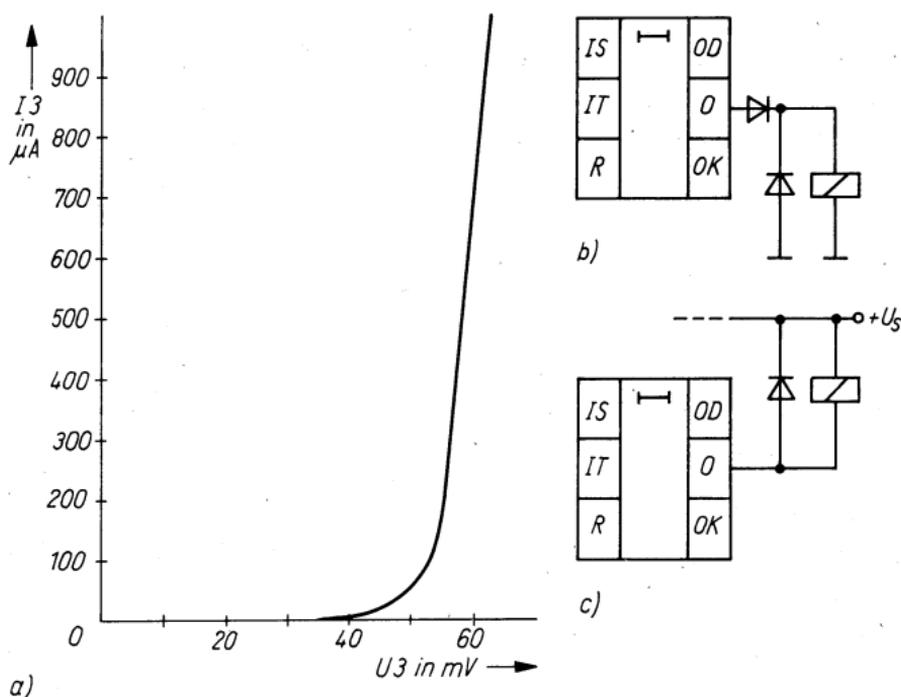


Bild 2.3 a — Gleichspannungsverhalten des Ausgangs (Anschluß 3) ohne Betriebsspannung, b — notwendige Diodenbeschaltung bei induktiver Last gegen Masse, c — ausreichende Beschaltung bei induktiver Last gegen Plus

heblicher Strom. Die mit einem Digitalohmmeter (Widerstandsangabe in Ohm entspricht anliegender Spannung in Millivolt) an einem *B 555 D* ohne Betriebsspannung ermittelten Daten sind in Bild 2.3 mit aufgenommen worden.

Mit unterschiedlicher Wirkung reagierten alle untersuchten *555* auf die beim Abschalten einer Induktivität über der Rückflußdiode noch verbleibende Flußspannung. Die in der Testschaltung vorgegebene Monoflopfunktion wurde dadurch in eine Generatorwirkung verwandelt. Bei jedem negativen Impuls am Ende der Monoflopzeit, wenn also das gegen Masse geschaltete Relais wieder abfiel, wurde das Monoflop neu getriggert und startete sofort wieder. Das ging so schnell vor sich, daß dem Relais gar nicht erst genügend Zeit zum Abfallen blieb. Es entstand eine Art „latch up“. Manche *555*-Typen schalteten dabei ausgangseitig gar nicht erst auf L, sondern blieben ständig auf H. Die untersuchten *B 555 D* lieferten parallel zum Relais durch das jeweils kurze Abschalten Impulse, deren Dauer von der *RC*-Beschaltung abhängt. Die Seriodiode am Ausgang des *B 555 D* ist also notwendig und darf keinesfalls vergessen werden, wenn z. B. ein Monoflop mit Relais gegen Masse auch tatsächlich nach der programmierten Aktivzeit wieder exakt abschalten soll! Die Betrachtung des Ausgangs wurde den anderen Funktionseinheiten vorangestellt, weil der Ausgang im allgemeinen stets in die übrigen Funktionen mit einbezogen ist.

Ein zweiter Ausgang (Anschluß 7), der parallel zum ersten angesteuert wird, schaltet ebenfalls auf L, wenn Anschluß 3 L führt. Er geht jedoch nicht von sich aus auf H, wenn 3 auf H geht, denn es handelt sich diesmal nur um einen open-collector-Transistor. Das muß man im speziellen Anwendungsfall mit einem pull-up-Widerstand nach Plus berücksichtigen. Im allgemeinen wird mit diesem „Entlade“-Transistor jedoch – wie der Name schon sagt – lediglich zum Umschaltzeitpunkt der bei den monostabilen und astabilen Anwendungen an den Eingängen liegende Kondensator entladen.

Die „Ergiebigkeit“ dieses Pfades ist ebenfalls begrenzt, wenn bei kleinen Betriebsspannungen gearbeitet wird. Tabelle 2.1. nennt als maximalen Entladestrom *I*₇ 100 mA. Wie Bild 2.4 zeigt, sollte diese Angabe mindestens bei kleiner Betriebsspannung nicht so sehr als zulässiger, sondern als höchstens zu erwartender Wert interpretiert werden. Nur so können die An-

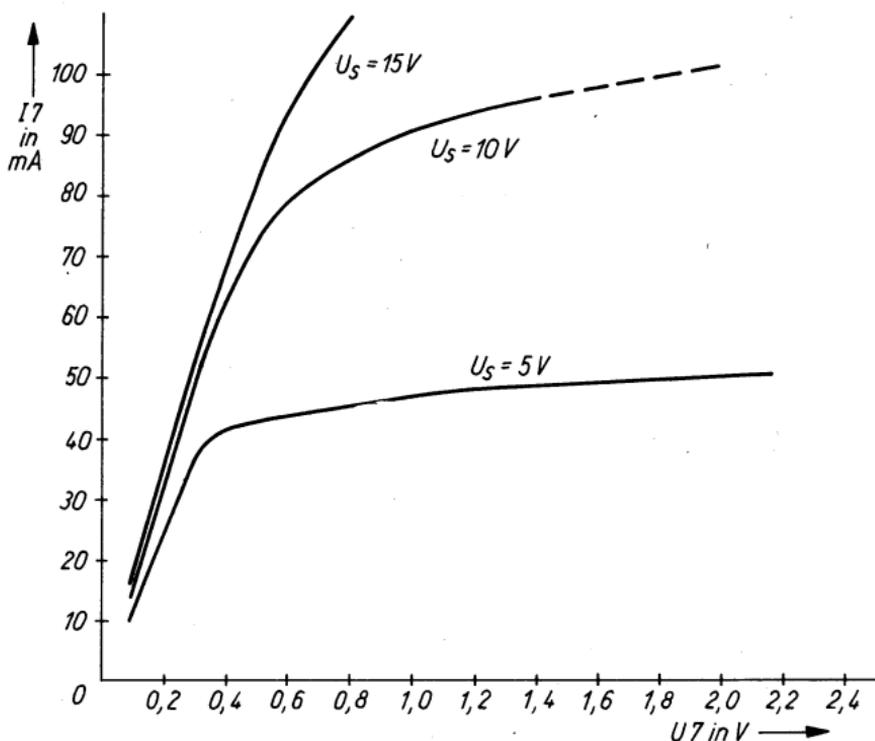


Bild 2.4 I_C/U_C -Kennlinien des Entladetransistors (Anschluß 7) für unterschiedliche Betriebsspannungen am B 555 D

wendungsschaltungen verstanden werden, bei denen meist ohne irgendeinen Strombegrenzungswiderstand Kapazitäten mit oft recht großen Ladungsmengen direkt über Anschluß 7 entladen werden. Man muß daher umgekehrt in Extremfällen wohl eher überprüfen, wie lange dadurch ein großer Kondensator (z. B. im Millifaradbereich) braucht, um beispielsweise mit nur 20 mA Entladestrom bis zu dem von Anschluß 2 bedingten Schwellwert oder sogar bis 0 V – je nach Anwendung – entladen zu werden! Kritischer wirkt sich, da er bei auf L liegendem Anschluß 7 zu einem ständig fließenden Laststrom führt, der Ladewiderstand aus, der üblicherweise zwischen Plus und 7 angeordnet wird. Zwar liegen keine Angaben über die Belastbarkeit des Entladetransistors bezüglich Verlustleistung vor, doch wird man sicherlich nicht bei 15 V Betriebsspannung ohne Leistungsbegrenzung auskommen. Applikationsbeispielen läßt sich entnehmen, daß für den unteren Grenzwert eines solchen Widerstands (z. B. zur Anschlagbegrenzung an Stellwiderständen) üblicherweise mit

1 k Ω gerechnet wird, was bei 15 V zu höchstens etwa 60 mW im Entladetransistor führt. Schließlich ist zu bedenken, daß die Restspannung an Anschluß 7 auch die Monoflopzeit beeinflusst, da sich mit ihr der Startpunkt verschiebt.

Im gesperrten Zustand weist Anschluß 7 einen erfreulich kleinen Leckstrom auf. Mit 100 nA (TGL-Maximalwert) liegt er selbst im Maximum so niedrig, daß Betrachtungen zu dessen Einfluß wie etwa in [2] bezüglich anderer open-collector-Ausgänge gegenstandslos werden. Der typische Wert liegt nach Informationsblatt sogar nur bei 0,5 nA. Da 100 nA \cdot 20 M Ω eine Spannung von 2 V ergeben, wird verständlich, warum entsprechende Anwendungsrichtlinien 20 M Ω als den oberen Grenzwert für einen Widerstand nach Plus im Lade-Entlade-System darstellen, wo noch bei $2 U_S/3$ erreicht und damit eine Wirkung geschaltet werden muß.

Beide Ausgangsstufen werden vom invertierenden Ausgang eines RS-Flip-Flop angesteuert. Dieses Flip-Flop läßt sich zusätzlich an einem an Anschluß 4 herausgeführten invertierenden Rücksetzeingang (also \bar{R}) beeinflussen. Gegenüber den Pegeln an R und S wird dominant rückgesetzt, sofern Eingangsanschluß 2 auf H liegt ($U_2 > U_S/3$). (Bei 2 auf L geht 3 wieder auf H, wenn der Rücksetzimpuls an 4 beendet ist!) Das heißt, unter diesen Bedingungen bleiben dann die Ausgänge des *B 555 D* in der von \bar{R} bestimmten Lage, nämlich auf L. Anschluß 4 muß dazu auf eine Spannung von $U_{4L} \leq 0,4$ V gebracht werden. Der Bereich dieser Rücksetzschwelle soll möglichst schnell durchlaufen werden, damit keine undefinierten Schaltungszustände entstehen können. Da Anschluß 4 auch auf äußere Störungen reagieren kann, soll er im Normalfall an wenigstens $U_S/3$ gelegt werden. Während darum in Anwendungen häufig eine Verbindung von 4 nach 8 eingezeichnet ist, ergibt sich oft ein einfaches Leiterbild dadurch, daß man 4 mit 5 verbindet. In solchen Fällen darf aber dieser Anschluß nicht extern beeinflusst werden. Es ist auch zulässig, einen Widerstand zwischen 4 und das Bezugspotential zu legen, was das Umschalten zwischen L und H erleichtert. Der aus 4 fließende Rücksetzstrom beträgt laut Informationsblatt bei 15 V Betriebsspannung typisch 115 μ A und bei 5 V sogar nur 17 μ A. Für Einzeleinsatz läßt sich daher auch Anschluß 4 „sensorartig“ benutzen. Nach der bereits mehrfach zitierten TGL von

Dezember 1981 ist jedoch im schlechtesten Fall (also bei sehr ungünstigen Schaltkreisexemplaren) mit 1,5 mA zu rechnen. Solange 4 auf L liegt, bleiben die Ausgänge des *B 555 D* auf L, und keine andere Eingangsinformation kann daran etwas ändern. Dem R- und dem S-Eingang des Flip-Flop ist intern jeweils der Ausgang eines von zwei Komparatoren zugeordnet. Von den vier Eingängen dieser Komparatoren sind drei zugänglich, davon zwei frei zu beeinflussen: Triggereingang (Anschluß 2) und Schwellwertschalter (Anschluß 6). Anschluß 2 ist für das Gebiet zwischen 0 V und dem unteren Schwellwert zuständig und Anschluß 6 für das zwischen unterem und oberem Schwellwert. Das heißt: Eine Eingangsspannung an 2 löst, wenn sie den unteren Schwellwert (Triggerpunkt) unterschreitet, mit ihrer abfallenden Flanke über den invertierenden Eingang dieses ersten Komparators an S des Flip-Flop ein H-Signal aus und setzt ihn damit. Dadurch geht Ausgang \bar{Q} des Flip-Flop auf L, die Ausgangsstufen werden gesperrt, und an 3 und 7 erscheint H. Dieser Zustand ändert sich auch nicht, wenn Eingang 2 die Triggerschwellspannung wieder überschreitet. Allerdings geht dann die Ausgangsspannung von Komparator 1 auf L. Dabei ändert das Flip-Flop seinen Zustand noch nicht. Erst dann, wenn bei weiterhin auf $U_2 > U_{\text{Trigger}}$ gehaltenem Eingang 2 die Spannung an Eingang 6, der bisher als auf unterhalb seines Schwellwerts liegend vorausgesetzt wurde, den Schwellwert vom Komparator 2 erreicht und überschreitet, nimmt dessen Ausgang H an. Nun kippt das Flip-Flop wegen $S = L$ und $R \rightarrow H$ auf $\bar{Q} \rightarrow H$, d. h., es wird rückgesetzt. Dadurch erhalten die Ausgänge des *B 555 D* Steuerstrom und schalten auf L.

Die beiden Grenzwerte für die Eingänge 2 und 6, zwischen denen diese Vorgänge ablaufen, werden durch einen im Schaltkreis enthaltenen Spannungsteiler festgelegt. Dazu wird jedoch nicht auf eine stabilisierte Spannung bezogen, sondern die Teilspannungen sind ein Abbild der Betriebsspannung. Das garantiert für alle Anwendungen, wo die Steuerinformation ebenfalls von der Versorgungsspannung geführt wird, eine ausgezeichnete Stabilität der Werte. Das heißt, sie sind gerade dadurch von der Betriebsspannung unabhängig. Mehr dazu in Abschnitt 3.

Da für die Nennwerte der drei Widerstände je 5 k Ω angegeben werden, liegt mit von den Komparatorempfindlichkeiten be-

dingten wenigen hundert Mikrovolt Abstand die Triggerschwelle von Komparator 1 (Eingang 2) bei $U_S/3$ und die des Eingangs 6 bei $2 U_S/3$. Diese letztgenannte Spannung kann am Schaltkreis gemessen werden. Sie und damit auch der invertierende Eingang von Komparator 2 sind über Anschluß 5 zugänglich („Kontrollspannung“). Der Hersteller nennt auf Grund dieser Spannungsteilung als Nennwert von U_5 10 V bei $U_S = 15$ V und 3,3 V bei $U_S = 5$ V. Im Informationsblatt werden dafür erfreulich enge Grenzen angegeben (vgl. Tabelle 2.2.). Allerdings muß für „worst case“ aus Fertigungsgründen doch mit erheblichen Streubreiten gerechnet werden, die die TGL 34160 von Dezember 1981 mit 9 V bis 11 V bei 15 V und mit 2,6 V bis 4,0 V bei 5 V Betriebsspannung angibt. Über Anschluß 5 kann der Schaltkreis gewissermaßen ferngesteuert werden. Durch eine Steuerspannung lassen sich Schwellspannungs- und Triggerbereich verschieben. Das wird sowohl „statisch“ zum Beeinflussen von Verzögerungszeiten und Pulsbreiten als auch „dynamisch“ zur Pulsbreiten- oder Pulslagemodulation der Ausgangsspannung benutzt. Auch durch einfaches externes Parallelschalten eines Widerstands (nach Masse oder nach Plus) läßt sich die Kontrollspannung verändern.

Komparatoren sind hochverstärkende Funktionseinheiten. Der Kontrollspannungseingang ist daher „empfindlich“ für Fremdspannungen. In üblichen Einsatzfällen legt man deshalb Anschluß 5 über etwa 10 nF an Masse, ähnlich, wie man Anschluß 4 im Falle des aktivierten Schaltkreises besser an Plus legt (direkt oder über Widerstand), als ihn freizulassen.

Die Steuereingänge des Komparators sind sehr empfindlich. Das drückt sich in den niedrigen Werten für den Triggerstrom (bei $U_2 = 0$ V) von $I_2 = -0,11 \mu\text{A}$ (typisch) für 15 V und sogar nur -70 nA für 5 V Betriebsspannung aus. Die TGL weist $-2 \mu\text{A}$ für Extremfälle aus. Entsprechend der Wirkrichtung – dieser Strom fließt aus der Basis eines intern mit Emitter nach Plus zeigenden pnp-Transistors aus dem Anschluß heraus – wird er mit negativem Vorzeichen versehen. Daher stellt jede galvanische Verbindung zwischen 2 und Masse einen Pfad für diesen Strom dar, ähnlich, wie auch sonst bei bipolaren Operationsverstärkern der Eingangsbasisstrom abzuleiten ist, wenn der Verstärker arbeiten soll. Bei z. B. 6 V Betriebsspannung liegt die untere Schwellspannung bei 2 V. Um diese zu unter-

schreiten (und damit die Ausgänge auf H zu schalten, sofern Anschluß 4 auf H liegt), genügt also bei einem Strom $< 0,5 \mu\text{A}$ bereits ein Widerstand von $2 \text{ V} / 0,5 \mu\text{A} = 4 \text{ M}\Omega$! Das erklärt, warum z. B. ein schon ziemlich abgedunkelter Fotowiderstand von Anschluß 2 nach Masse die Ausgänge zu aktivieren vermag. Man braucht also für solche Einsatzbeispiele fast immer noch einen „Hilfswiderstand“ nach Plus, der das Potential an Anschluß 2 wieder über $U_2/3$ hebt, bis die gewünschte Wirkung ausgelöst wird (also $U_2 < U_S/3$ – im Beispiel durch Beleuchten des Fotowiderstands). Mit bereits einpolig oder sogar nur kapazitiv eingekoppelten Störspannungen gelingt es daher recht einfach, diese Bedingung auch ungewollt – und wenn auch vielleicht nur vorübergehend! – zu erzielen. Daraus leitet sich die Brauchbarkeit einpoliger Sensorflächen an Anschluß 2 für den Fall ab, daß der Umgebungstörnebel nicht bereits diese „Antennenfläche“ aktiviert. Wie schmal (einige zehn Nanosekunden unter entsprechenden Bedingungen) ein Triggerimpuls nur sein muß, zeigt später Bild 2.13 mit den dort genannten Randbedingungen. Der Triggerimpuls muß abgeklungen sein, bevor die von der Beschaltung bestimmte Aktivzeit erreicht ist. Kleinere Verzögerungszeiten als $4 \mu\text{s}$ sollte man nicht vorsehen. Stabiles Arbeiten kann vom *B 555 D* bis 250 kHz Oszillatorfrequenz erwartet werden. Zwischen Triggerimpulsende und Rücksetzimpulsanfang sind wenigstens $3 \mu\text{s}$ einzuhalten.

Die Empfindlichkeit des Eingangs 6 liegt in der gleichen Größenordnung wie die von 2. Nur muß der auslösende Strom von einem Potential von $U_6 > 2U_S/3$ aus in den Anschluß hineinfließen (6 liegt an der Basis eines npn-Transistors). Etwa $0,1 \mu\text{A}$ typischer und $0,25 \mu\text{A}$ maximal nötiger Schwellstrom sind dafür bei 15 V angegeben. Für 5 V kann mit typisch 55 nA gerechnet werden. Die Reaktionszeit dieses Schwellwertschalters stellt die zweite „Geschwindigkeitsbarriere“ für den Timer dar. Aus seinem Verhalten resultiert die Empfehlung, aus diesem Grunde keine Verzögerungszeiten oder Impulsbreiten unterhalb von etwa $4 \mu\text{s}$ zu planen. Insgesamt ist laut Informationsblatt mit folgenden Signalverzögerungszeiten zu rechnen:

$$t_{\text{PLH}} = 200 \text{ ns}, t_{\text{PLH6}} = 125 \text{ ns}, t_{\text{PHL4}} = 400 \text{ ns}.$$

Mit dieser Analyse des Übersichtsschaltbilds werden die in den folgenden Abschnitten beschriebenen Grundsaltungen zum Einsatz und Anwendungsbeispiele von vornherein etwas „durch-

sichtiger“. Es gibt eine Einschränkung, die sich auf die bisher nur jeweils kurz gestreifte Frage der Priorität bestimmter Eingangsinformationen gegenüber anderen bezieht. Hier aber zeigen sich Auswirkungen der von den einzelnen Herstellern angewandten und voneinander abweichenden Schaltkreis-Lay-outs und -technologien. Auf solche Effekte ist in der Literatur ebenfalls schon hingewiesen worden.

So findet man in [3] eine Aufstellung von Reaktionen der Ausgänge von Timern der 555-Familie, die von unterschiedlichen Herstellern angeboten werden, auf bestimmte Eingangssignalkonfigurationen. Jeweils zwei Eingangspotentiale wurden konstantgehalten, während man das dritte in Form eines L-H-L- bzw. H-L-H-Impulses variiert hat, je nach der für den entsprechenden Eingang erforderlichen Wirkrichtung. In Tabelle 2.3. ist diese Aufstellung von den Autoren um entsprechende Informationen zum *B 555 D* und zu zwei anderen Typen ergänzt worden. Die Herkunft dieser Typen ließ sich nicht exakt bestimmen. Zum Beispiel hatte der *NE 555 P* (was vom „NE“ her vielleicht

Tabelle 2.3. Unterschiedliche Reaktionen des Ausgangs (Anschluß 3) bei Schaltkreisen der Typenfamilie 555 je nach Hersteller, ergänzte Tabelle nach [3]. Man beachte die jeweils auslösende Flanke!

Eingänge			Ausgang (3)					Übereinstimmung	
2	4	6	<i>B555D*</i> HFO	<i>CA555CE</i> RCA	<i>SN7255***</i>	<i>NE555V***</i>	<i>NE555V</i> (Lit.)		<i>LM555H*</i> (Lit.)
0	U	0	U	L	U	U	U	U	
0	U	1	0	L	U	U	U	0	
1	U	0	L	L	L	L	L	L	x
1	U	1	0	L	L	L	0	0	
U	0	0	0	0	0	0	0	0	x
U	0	1	0	0	0	0	0	0	x
U	1	0	J	J***	J	J	J	J	
U	1	1	0	J	J	J	L	0	
0	0	L	0	0	0	0	0	0	x
1	0	L	0	0	0	0	0	0	x
0	1	L	U	0	1	1	1	U	
1	1	L	L	L	L	L	L	L	x

)*, **) untereinander gleiches Verhalten.)*** reagiert erst auf Rückflanke!

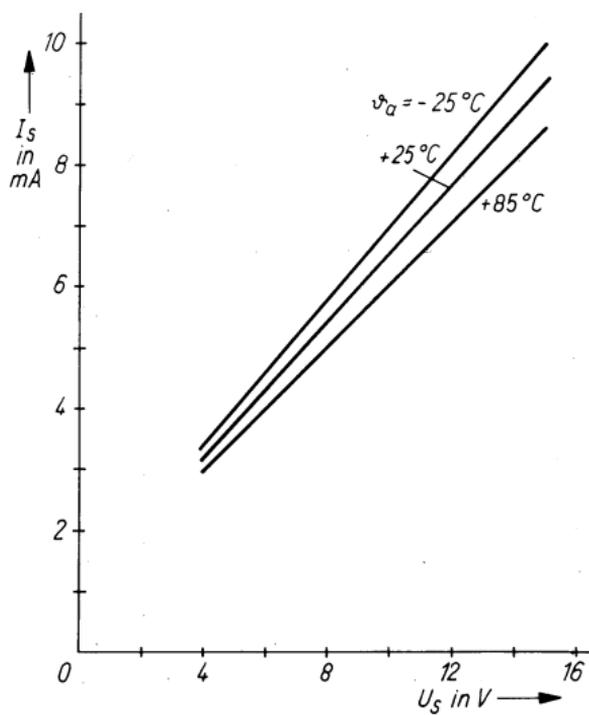


Bild 2.5
 Stromaufnahme I_S
 (typische Werte) des
 B 555 D für
 $U_2 = 0,5 U_S$ und
 $U_4 = U_6 = U_S$ in
 Abhängigkeit von der
 Betriebsspannung U_S ;
 Parameter: Umgebungs-
 temperatur

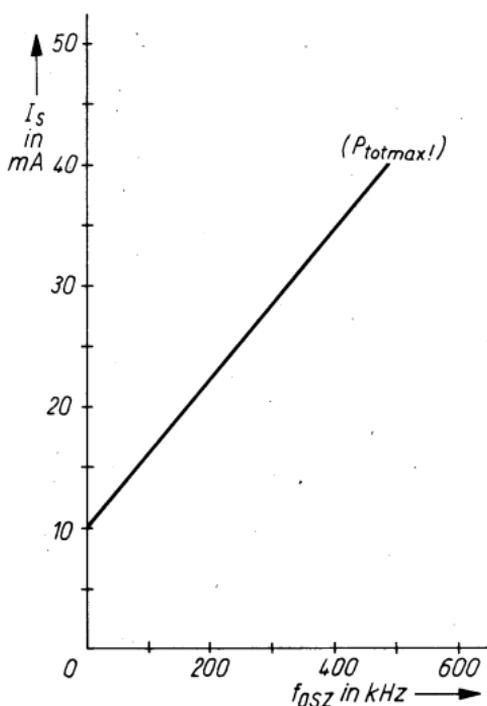


Bild 2.6
 Stromaufnahme I_S in
 Abhängigkeit von der
 Arbeitsfrequenz

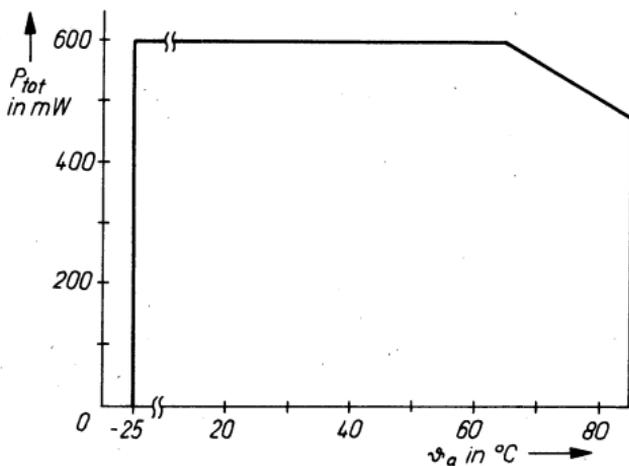


Bild 2.7
Zulässige Gesamtverlustleistung P_{tot} in Abhängigkeit von der Temperatur

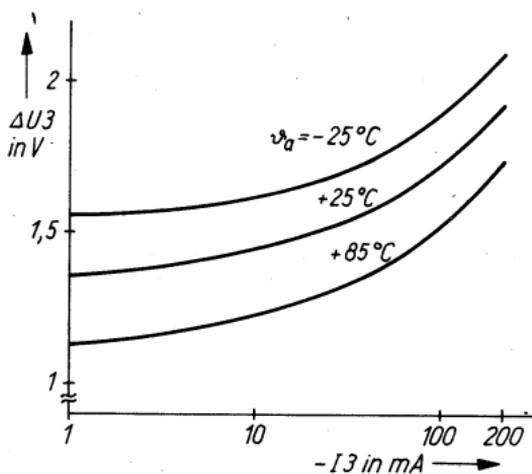


Bild 2.8
Differenz ΔU_3 zwischen Betriebsspannung U_S und Ausgangs-H-Spannung U_{3H} im Bereich $U_S = 5 \text{ V}$ bis $U_S = 15 \text{ V}$ für $U_2 = 0$, $U_4 = U_S$, $U_6 = 0,5 U_S$ in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom $-I_3$; Parameter: Umgebungstemperatur

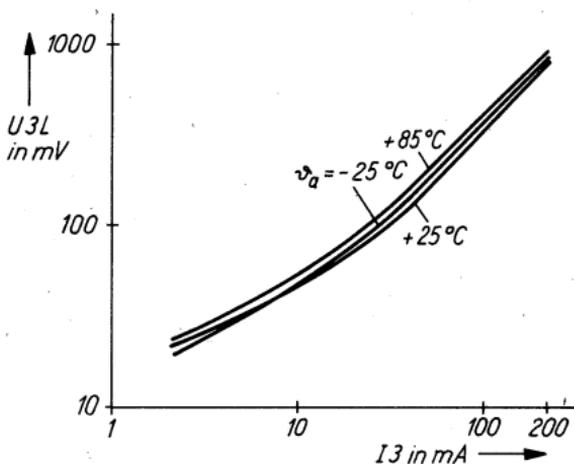


Bild 2.9
Ausgangs-L-Spannung U_{3L} in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom für $U_S = 15 \text{ V}$, $U_2 = 0,5 U_S$, $U_4 = U_6 = U_S$; Parameter: Umgebungstemperatur

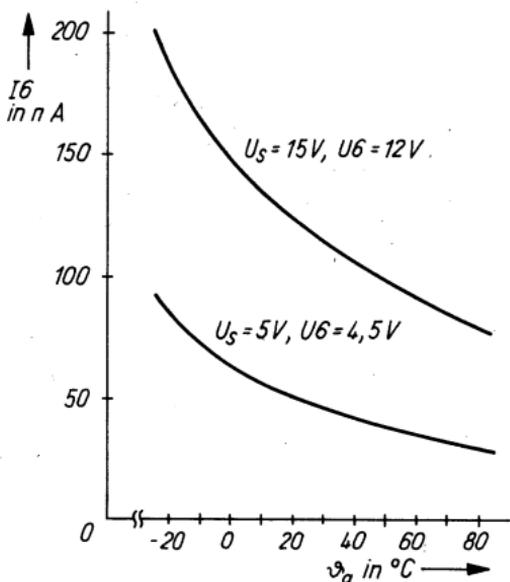


Bild 2.10
Schwellwertstrom I_6 als Funktion der Temperatur für $U_S = 15V$, $U_6 = 12V$ (obere Kurve) bzw. $U_S = 5V$, $U_6 = 4,5V$ (untere Kurve)

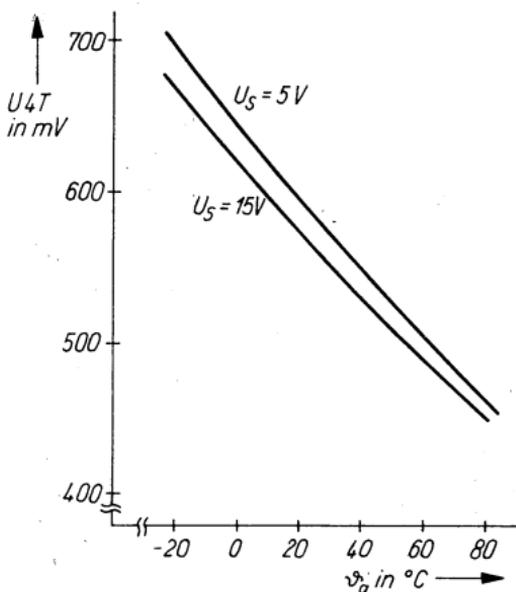


Bild 2.11
Temperaturabhängigkeit der Rücksetzschwelle U_{4T} für $U_S = 5V$ (obere Kurve) und für $U_S = 15V$ (untere Kurve)

auf *Signetics* hätte schließen lassen) das Zeichen der Firma Texas Instruments. Der vom Zeichen her auf *Signetics* deutende-NE 555 V war bodenseitig mit NE 5558 M beschriftet. Angesichts der unterschiedlichsten 555-Timer (u. a. auch in Import-

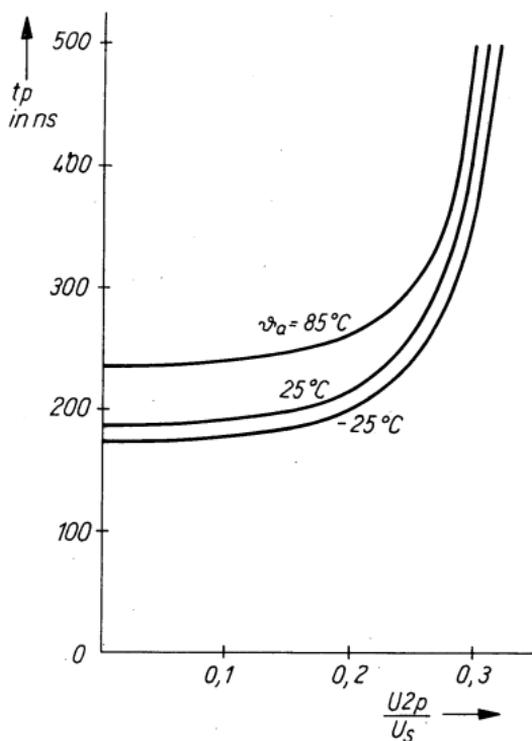


Bild 2.12
 Laufzeitverzögerung t_{pLH} als Funktion der Triggerimpulsspannung U_{2p} für $U_s = 10\text{ V}$; Parameter: Umgebungstemperatur (Abszisse in relativen Amplitudenwerten U_{2p}/U_s geteilt)

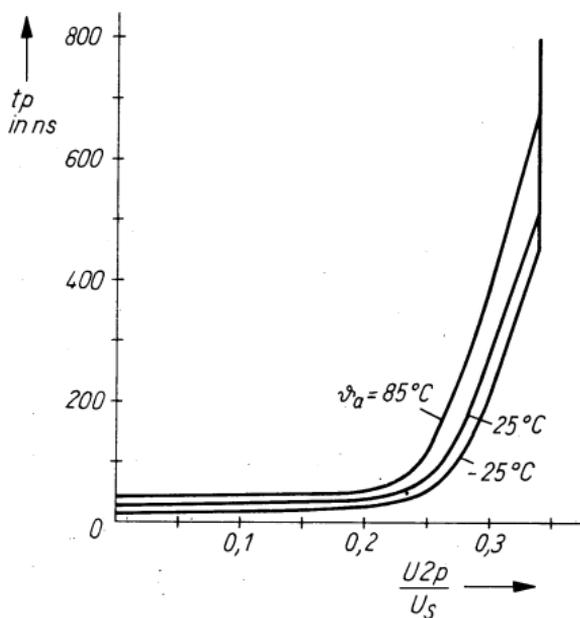


Bild 2.13
 Mindesttriggerimpulsbreite in Abhängigkeit von der minimalen Triggerimpulsspannung für $U_s = 10\text{ V}$; Parameter: Umgebungstemperatur (Abszisse in relativen Amplitudenwerten U_{2p}/U_s geteilt)

geräten) sollte man sowohl bei der Schaltungsinterpretation als auch beim eventuell erforderlichen Ersatz genau prüfen, inwieweit einzelne Schaltungslösungen auf solchen Verhaltensmodifikationen basieren!

Stromaufnahme, Temperaturverhalten und Verhalten bestimmter Kenngrößen bei Änderungen der Betriebsspannung sind weitere für den optimalen Einsatz des *B 555 D* wichtige Informationen. Bild 2.5 bis Bild 2.13 stellen Auszüge aus dem Informationsblatt des Herstellers dar.

3. Grundsaltungen

Die in Abschnitt 2. an Hand des Übersichtsschaltplanes geschilderten funktionellen Zusammenhänge beim Betrieb des *B 555 D* können für ganz unterschiedliche Zwecke genutzt werden. Es bleibt nicht aus, daß zum Präzisieren bzw. zum besseren Verständnis der gerade behandelten Funktionsweise einige Aussagen aus diesem Abschnitt wiederholt werden. Der Umfang unterschiedlicher Einsatzfälle legt ein solches schrittweises Eindringen nahe, dessen Ziel die in den folgenden Abschnitten beschriebenen speziell dimensionierten Anwendungsbeispiele sind.

3.1. Schaltungen ohne zeitbestimmende Glieder

Aus der Übersichtsdarstellung zur Innenschaltung in Abschnitt 2. (Bild 2.1) geht hervor, daß der *B 555 D* ein RS-Flip-Flop mit zwei definierten, aber unterschiedlich großen Umschaltpegeln darstellt, dem zwei Ausgangsstufen nachgeschaltet sind: eine mit offenem Kollektor und eine mit Gegentaktausgang. Diese Eigenschaften machen den Schaltkreis für die vielfältigsten Anwendungsfälle geeignet. Da außerdem sein Betriebsspannungsbereich in weiten Grenzen variabel ist, kann er Logikfamilien unterschiedlicher Eigenschaften ergänzen, ja sogar als Bindeglied zwischen einzelnen von ihnen wirken. Obwohl diese Einsatzfälle nicht der als Hauptzweck vorgesehenen und weit verbreiteten Anwendung als Timer entsprechen, sollen sie doch zuerst behandelt werden.

Zunächst einiges Nähere zur Wirkungsweise des RS-Flip-Flop. In einer der dafür möglichen Innenschaltungen – vergleiche z. B. [4] – besteht es aus 3 Transistoren, die durch positive Ströme angesteuert werden. Diese Ströme liefern die vorgeschalteten Komparatoren. Komparator 1 wird über den invertierenden Eingang durch die Triggereingangsspannung U_2 gesteuert. Seine Referenzspannung beträgt $U_S/3$, bedingt durch die Spannungsteilung der 3 integrierten Widerstände. Unterschreitet

die Triggereingangsspannung diesen Wert, so kommt es zu dem erwähnten positiven Ausgangsstrom, der das RS-Flip-Flop umschaltet. Dabei wird vorausgesetzt, daß die anderen Eingänge dies nicht verhindern. Den Komparator 2 steuert man über den nichtinvertierenden Eingang durch die Schwellspannung U_6 . Seine Referenzspannung liegt bei $2U_S/3$. Überschreitet die Schwellspannung diesen Wert, liefert der Ausgang des Komparators wieder einen positiven Strom, der das RS-Flip-Flop zurückschaltet. Auch hier muß vorausgesetzt werden, daß das RS-Flip-Flop nicht bereits durch den dritten Eingang, den Reseteingang (Anschluß 4), zurückgesetzt war. Er gibt nur bei positivem Eingangspegel das RS-Flip-Flop frei, anderenfalls blockiert er jegliche Steuerung über die beiden anderen Eingänge, und der Ausgang wird auf Low-Pegel gehalten.

Funktion und „Rangordnung“ der 3 Eingänge des *B 555 D* gehen aus der Tabelle in Bild 3.19 bzw. aus Tabelle 2.3. hervor. Beim Messen sind jeweils zwei der drei Eingänge mit unterschiedlichem Eingangspegel beschaltet ($1 \underline{\triangle} + U_S$, $0 \underline{\triangle}$ Massepotential), der dritte erhält einen L-Impuls bzw. einen H-Impuls. Dabei ist durch geeignete Reihenfolge bei der Schaltung der beiden zuerst erwähnten Eingänge sichergestellt, daß am Ausgang bis dahin ein L-Pegel bzw. H-Pegel liegt, wenn das überhaupt möglich ist, damit es zu der im Bild gezeigten positiven bzw. negativen Flanke am Ausgang kommen kann. In der Darstellung erkennt man sofort, daß ein L-Pegel am Reseteingang (Anschluß 4) immer zum L-Pegel am Ausgang führt. Beim genaueren Betrachten zeigt sich aber auch, daß ein H-Pegel am Schwellwerteingang (Anschluß 6) dem L-Pegel am Triggereingang (Anschluß 2) übergeordnet ist und zu L-Pegel am Ausgang führt. Der Schwellwerteingang (Anschluß 6) wird also vorrangig behandelt. Da das nicht bei allen Herstellern so ist, muß man mit einem eventuellen Austausch des *B 555 D* durch einen „555“ anderer Hersteller in den folgenden Beispielen vorsichtig sein. Die vorgestellten Schaltungen müssen nicht mit jedem beliebigen Ersatztyp in der beschriebenen Weise funktionieren! Wo immer es möglich war, ist jedoch versucht worden, auf zu erwartende andere Reaktionen am konkreten Beispiel einzugehen.

In vielen Fällen wird man den *B 555 D* zusammen mit TTL-Schaltkreisen einsetzen. Dabei ist zu beachten, daß die einzelnen Eingänge (Anschlüsse 2, 4, 6) unterschiedliche L- bzw.

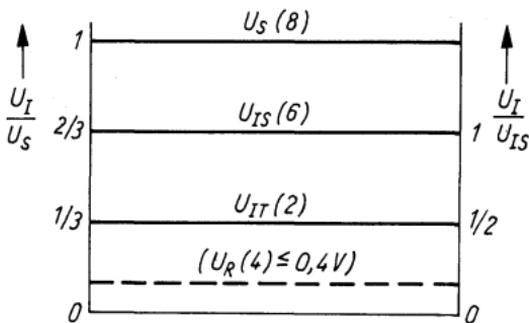


Bild 3.1
Eingangspiegel des
B 555 D: relativ zur
Betriebsspannung für
die Anschlüsse 2 und 6
bei unbeeinflusstem
Anschluß 5, absolut
(0,4 V) für Anschluß 4
(Höchstwert für Reset)

H-Pegel benötigen, die zu den TTL-Normpegeln auch noch Abweichungen haben (Bild 3.1). Der Eingang Reset (Anschluß 4) z. B. schaltet erst bei Spannungen unter etwa 0,4 V auf L-Pegel am Ausgang, während der Schwellwerteingang (Anschluß 6) erst Spannungen über $2U_S/3 = 3,33\text{ V}$ als H-Pegel erkennt. Dieser „Schönheitsfehler“ läßt sich beheben. Es genügt dazu ein Widerstand zwischen Anschluß 5 und Masse, der den Wert der Kontrollspannung auf den für Eingänge maximalen TTL-Wert von 2,4 V herabsetzt. Dann ist jedoch der Triggereingang auf die Hälfte dieses Werts festgelegt. Innerhalb der Schaltungen sind diese veränderten Eigenschaften des *B 555 D* im allgemeinen zulässig. Nach außen hin, als Trennstelle zu anderen Geräten, kann man sie in einigen Fällen jedoch nicht akzeptieren (erhöhte Stöempfindlichkeit!). Für viele Anwendungen erweist es sich als günstig, daß der Schaltkreis noch einen zweiten Ausgang (Anschluß 7) mit offenem Kollektor hat. Mit ihm lassen sich weitere Verknüpfungen realisieren, aber auch z. B. der Anschluß von CMOS-Schaltkreisen mit 15 V Versorgungsspannung. Im allgemeinen wird dabei ein pull-up-Widerstand nach Plus notwendig sein, um bei gesperrtem Ausgang H-Pegel zu erreichen.

3.1.1. Schwellwertschalter

Obwohl der *B 555 D* nicht direkt für den Einsatz als Komparator konzipiert wurde, lassen sich die eingebauten Komparatoren doch in diesem Sinne vielseitig einsetzen. Die Tabelle in Bild 3.19 macht auf Einschränkungen für diese Anwendung aufmerksam. Es gibt, genaugenommen, nur einen Betriebsfall, der einen echten Komparator nachbildet. Dabei liegt der Triggereingang

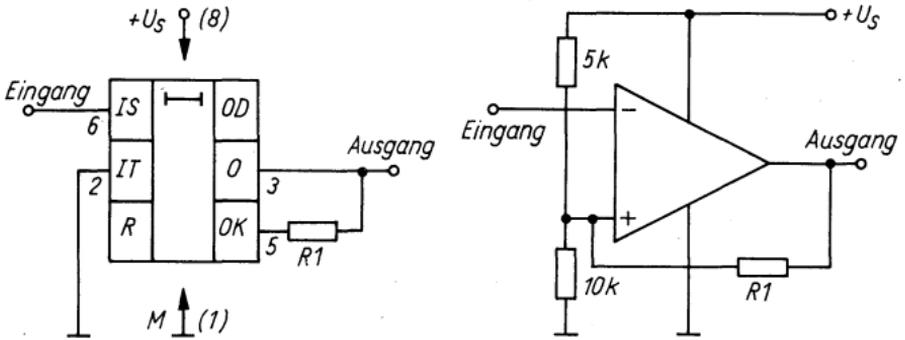


Bild 3.2 *B 555 D* als Komparator: Beschaltung und äquivalente Schaltungsdarstellung; Hysterese wird durch R_1 hervorgerufen

(Anschluß 2) auf Massepotential, während der eine Eingang des Komparators vom Schwellwerteingang (Anschluß 6) gebildet wird. Der Reseteingang (4) bleibt auf H-Potential. Mit ihm ist es jedoch möglich, in die Komparatorfunktion zusätzlich einzugreifen. Der andere Eingang des Komparators liegt intern über dem eingebauten Spannungsteiler auf $2U_S/3$. Dieser Eingang ist jedoch über die Kontrollspannung (Anschluß 5) zugänglich und läßt sich durch Steuerung von außen in gewissen Grenzen variieren.

Der Komparator arbeitet in folgender Weise: Liegt die Eingangsspannung an Anschluß 6 unterhalb der Kontrollspannung, so bleibt der Ausgang (3) auf H-Pegel. Übersteigt sie diesen Wert, geht der Ausgang auf L-Pegel. Im Übergangsbereich von L- auf H-Pegel und umgekehrt kann es dabei zu HF-Schwingungen kommen, die durch geeignete Schaltungsmaßnahmen verhindert werden können. Solche Maßnahmen sind auch bei anderen

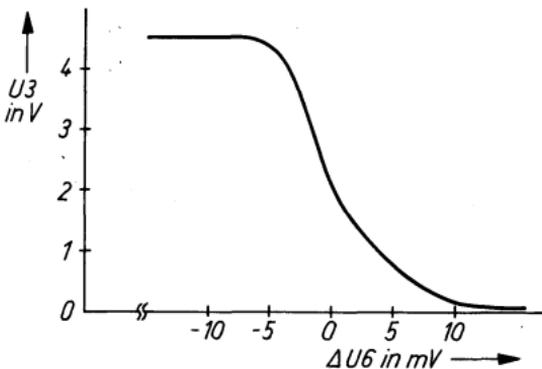


Bild 3.3
B 555 D als Komparator: Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Eingangsspannung ohne Hysterese

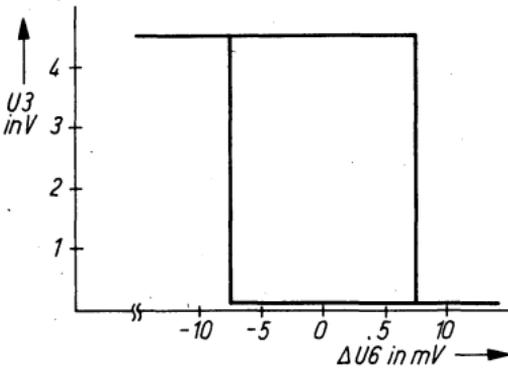


Bild 3.4
B 555 D als Komparator mit Hysterese, eingestellt mit $R_1 = 1\text{ M}\Omega$ in Bild 3.2

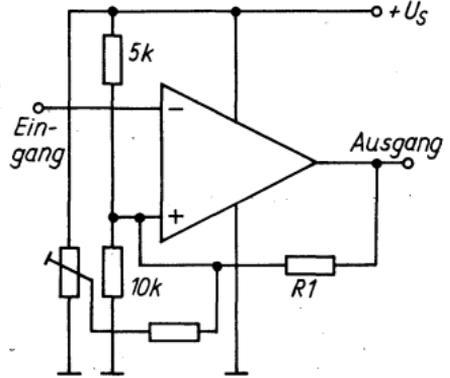
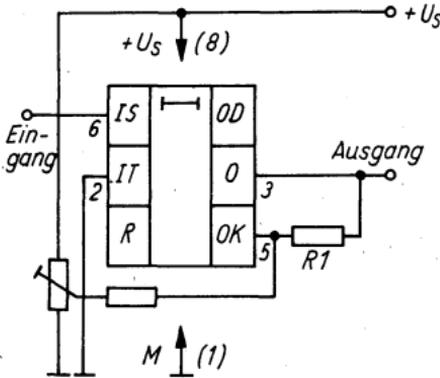


Bild 3.5 Komparator mit einstellbarer Schwellspannung

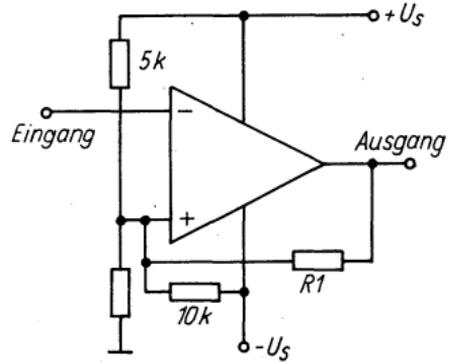
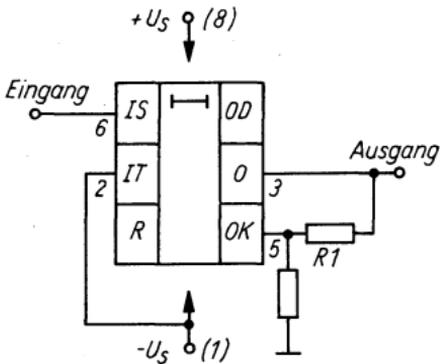


Bild 3.6 Komparator mit *B 555 D* bei symmetrischer Spannungsversorgung (Komparatorwert 0 V)

Komparatoren gebräuchlich. Bild 3.2 zeigt den *B 555 D* in Komparatorfunktion mit 2 an Masse. Er wird über R_1 am Kontrollspannungsanschluß vom Ausgang her rückgekoppelt. Die durch

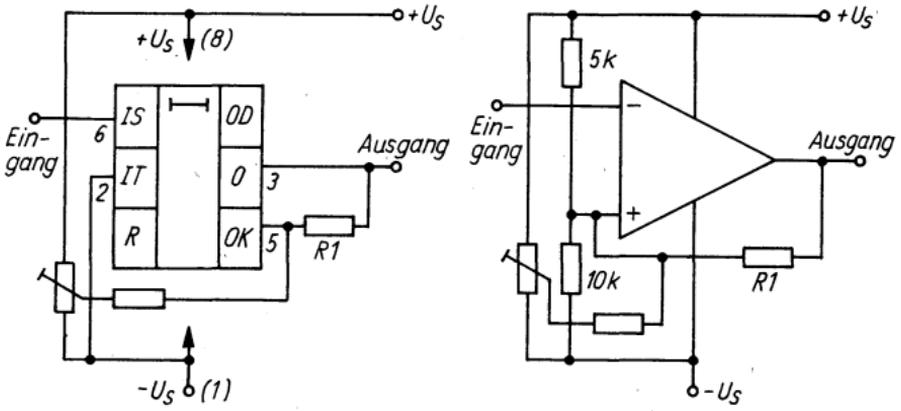


Bild 3.7 Einstellmöglichkeit des Ansprechwerts bei der Schaltung nach Bild 3.6

diese Mitkopplung erreichte Hysterese blendet den Schwingungsbereich praktisch aus. Bild 3.3 zeigt die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Eingangsspannungsänderung ohne Hysterese, während Bild 3.4 den Einfluß der Hysterese erkennen läßt. Für den Normalbetrieb der Komparatoren (2 mit 6 verbunden) beträgt die Hysterese $1/3$ der Betriebsspannung. Dadurch können solche Schwingerscheinungen nicht stören.

Der Komparator läßt sich vorzugsweise (nur) am „negativen“ Eingang ansteuern; die Eingangsspannung wird also invertiert. Durch Ändern der Kontrollspannung mit R kann man Schwellwerte von etwa $+1,5\text{ V}$ ($+1,0\text{ V}$) bis $U_S - 0,5\text{ V}$ ausnutzen. Meßergebnisse und Literaturangaben zu diesen Werten streuen stark, offenbar je nach geforderter Genauigkeit der Reaktion. Bild 3.5

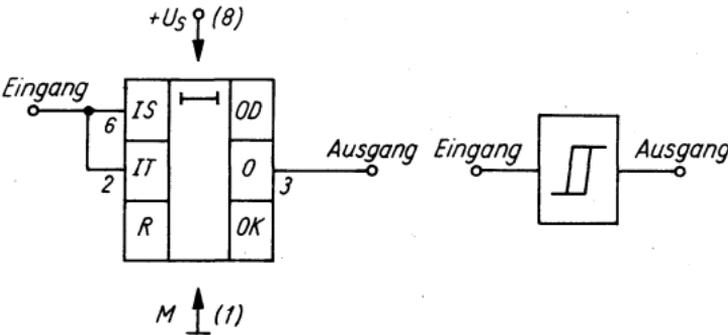


Bild 3.8 Einfachste Komparatorfunktion mit B 555 D: Hysterese entspricht $U_S/3$

zeigt einen solchen Komparator. Mit einem Spannungsteiler vor Anschluß 6 lassen sich selbstverständlich auch andere Schwellwerte einstellen.

Eine andere Variante geht aus Bild 3.6 hervor. Sie verwendet symmetrische Speisespannungen von $\pm U_S$ (maximal je 7,5 V) und ist fest auf einen Komparationswert von 0 V eingestellt. Der Ausgang liefert eine Spannung von etwa $\pm U_S$. Auch bei dieser Ausführung läßt sich der Komparationswert in Grenzen variieren (Bild 3.7). Der *B 555 D* ist in der einfachsten Beschaltung im Grunde bereits ein Schwellwertschalter mit großer Hysterese, die intern auf $U_S/3$ fest eingestellt ist (Bild 3.8). Unterschreitet die Eingangsspannung den unteren Schwellwert, springt die Ausgangsspannung auf H-Pegel und verbleibt dort, bis die Eingangsspannung den oberen Schwellwert überschreitet. Durch externes Beschalten am Kontrollspannungseingang kann auch in dieser Variante der obere Schwellwert variiert werden. Der untere Schwellwert ändert sich dabei ebenfalls. Er bleibt jedoch immer auf der Hälfte des oberen Wertes, so daß sich auch die Hysterese mit ändert. Mit L am Reseteingang kann – wie bei den anderen Schaltungen – der Ausgang wieder auf L-Pegel gelegt werden. Bild 3.9 zeigt eine Variante mit einstellbarer Hysterese. Mit $R^* = 0 \Omega$ entspricht die Schaltung etwa der oben angeführten, wenn die *R*-Werte groß gegen die internen 5-k Ω -Widerstände gewählt werden ($R > 50 \text{ k}\Omega$). Vergrößert man R^* , so wird die Hysterese immer kleiner. Dabei sollte $R^* \leq R$ bleiben, damit stets saubere Schaltflanken entstehen. Bei zu kleiner Hysterese neigt die Schaltung zum Schwingen. Schaltet man vor den Eingang einen geeigneten Kondensator, so läßt sich mit dieser Schaltung aus einer Sinusspannung ein sauberer Mäander erzeugen. Die Schaltung ist sehr empfindlich; die minimale Eingangsspannung beträgt nur etwa 20 mV.

Bild 3.10 zeigt eine andere Möglichkeit, die Hysterese zu verringern. Der obere Wert für die Umschaltspannung bleibt erhalten, da der Entladetransistor zu diesem Zeitpunkt gesperrt ist. Dagegen wird der untere Umschaltspunkt durch den Spannungsteiler R_1, R_2, R_3 beeinflußt.

Eine vergrößerte Hysterese erreicht man in der Schaltung nach Bild 3.11. Übersteigt die Eingangsspannung den Wert von $2 U_S/3$, dann wird der Entladetransistor am Anschluß 7 leitend und verringert über *R* den Wert der Kontrollspannung U_K . Da-

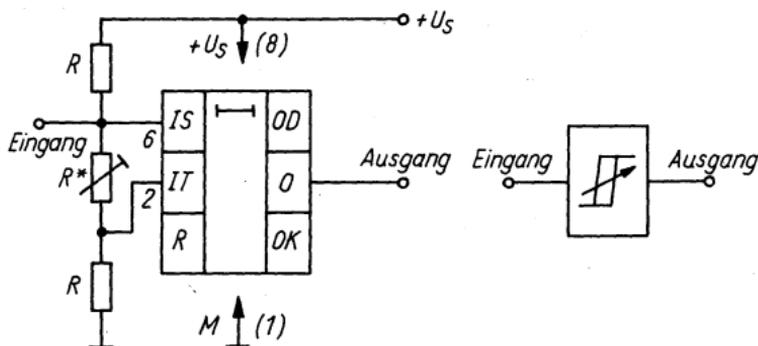


Bild 3.9 Einstellbare Hysterese bei der Schaltung nach Bild 3.8

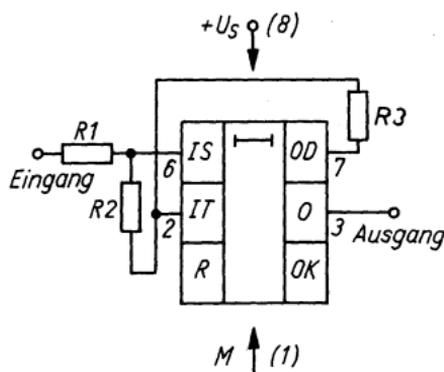


Bild 3.10
Möglichkeit zum Verringern
der Hysterese

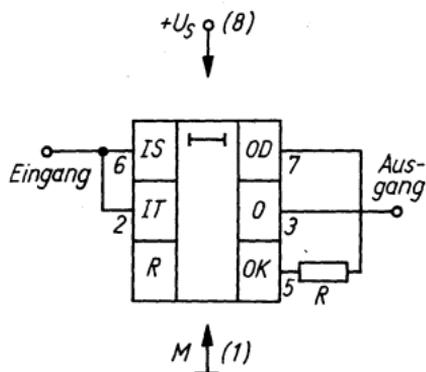


Bild 3.11
Vergrößern der Hysterese

durch liegt der Triggerwert niedriger als bei $U_S/3$. Dieser niedrigere Wert muß dann erst unterschritten werden, bevor der Ausgang wieder zurückkippt.

Alle bisher behandelten Schaltungen beschränkten sich auf einen Schwellwert mit unterschiedlicher Hysterese. Eine andere Art von Schwellwertschaltern, die sogenannten Fensterdiskriminatoren, enthalten zwei Schwellwertschalter mit einer zusätz-

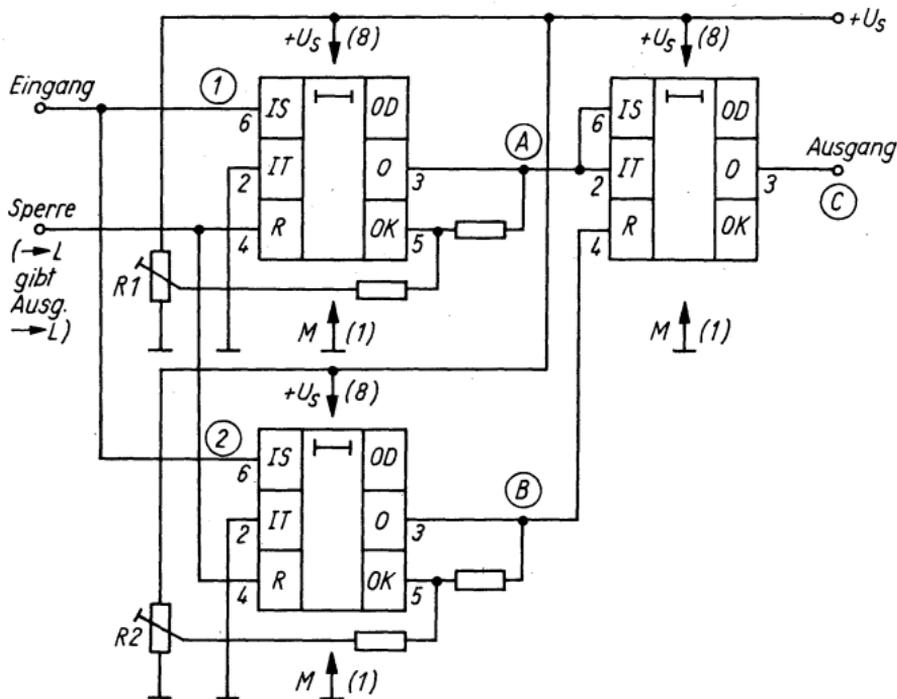


Bild 3.12 Fensterdiskriminator mit $3 \times B 555 D$

lichen Verknüpfung. Sie gibt einen H- oder L-Pegel aus, wenn die Eingangsspannung innerhalb des durch die beiden Schwellwerte gebildeten Fensters liegt. Bild 3.12 zeigt einen mit dem $B 555 D$ realisierten Fensterdiskriminator. Die beiden Schwellwertschalter sind nach Bild 3.5 ausgelegt, es können aber auch alle anderen Varianten genutzt werden. Beide Ausgänge der Schalter sind verknüpft. Der 3. $B 555 D$ wird als Gatter eingesetzt. Der Eingang des Fensterdiskriminators ergibt sich durch Zusammenlegen der beiden Eingänge der Schwellwertschalter. Übersteigt der Eingangspegel des oberen Schwellwertschalters den Wert der mit $R1$ einstellbaren Kontrollspannung, so geht dessen Ausgang auf L-Pegel, und der Ausgang des Verknüpfungsgatters nimmt H-Pegel an. Bei weiterem Anstieg erreicht die Eingangsspannung den Wert der mit $R2$ einstellbaren Kontrollspannung des unteren Schwellwertschalters. Damit schaltet dessen Ausgang ebenfalls auf L-Pegel, der dann den Ausgang des Fensterdiskriminators wieder auf L-Pegel zurückschaltet. Um ein Ausgangssignal zu erhalten, muß also der obere Schwell-

wertschalter mit seinem Schwellwert immer unterhalb des unteren eingestellt sein. Bild 3.13 zeigt den Verlauf der Ausgangsspannungen beider Schwellwertschalter und der nachgeschalteten Verknüpfung am Beispiel einer von 0 an stetig steigenden Eingangsspannung.

Fensterdiskriminatoren eignen sich ausgezeichnet als Rationalisierungsmittel zur Gut-Schlecht-Anzeige, für die Auswertung der Ausgänge unterschiedlichster analoger Schaltungen, aber auch zur Pegelkontrolle digitaler Ausgänge oder einfach für Abgleich- und Kontrollarbeiten an bestehenden Einrichtungen.

3.1.2. Gatterfunktionen

Im Abschnitt 3.1.1. wurde der *B 555 D* bereits für eine logische Verknüpfung benutzt. Wenn auch diese Anwendungsmöglichkeit quasi als „Abfallprodukt“ anzusehen ist, ergeben sich doch in einigen Fällen Vorteile gegenüber TTL-Gattern. Zum einen läßt sich der *B 555 D* ebenso in Verbindung mit TTL-Schaltkreisen wie mit CMOS-Schaltkreisen einsetzen. Zum anderen liegen seine Eingangsströme im Mikroamperebereich, also um mehr als drei Zehnerpotenzen niedriger als bei TTL-Schaltkreisen der

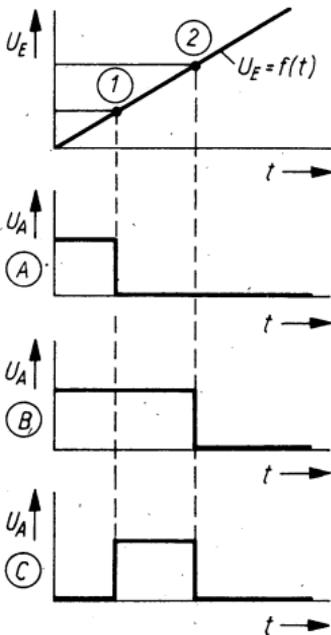


BILD 3.13
Zur Funktion des Fensterdiskriminators nach Bild 3.12

Standardreihe. Eine Ausnahme bildet dabei der Reseteingang (4), dessen Eingangsstrom mit 0,1 mA nur um $1/16$ von dem der TTL-Schaltkreise der Reihe *D 10* beträgt. (Maximal nennt die *TGL 34160* von Dezember 1981 sogar 1,5 mA für „worst case“.) Auch hinsichtlich der Eingangsspannungen ergeben sich Unterschiede. Strenggenommen liegen die Eingangspegel außerhalb der Grenzwerte für TTL-Eingangspegel. Durch äußere Beschaltung kann jedoch die Kontrollspannung am Anschluß 5 auf 2 V gesenkt werden, so daß die Eingänge 2 und 6 bei den geforderten Werten oder doch in ihrer Nähe liegen. Für den Reseteingang sind keine besonderen Maßnahmen erforderlich. Ausgangsseitig ist Anschluß 3 bei $U_S = 5$ V mit TTL-Gattern kompatibel, wobei das Informationsblatt (vgl. Tabelle 2.2.) recht günstige Werte ausweist, siehe Abschnitt 2. Messungen an Exemplaren des *B 555 D* bestätigen, daß zulässige Lastfaktoren von 50 (!) durchaus keine Seltenheit sind. Der zweite Ausgang (Anschluß 7) ist ein open-collector-Ausgang, für den jedoch in dieser Hinsicht keine Werte festgelegt sind. Bild 3.14 zeigt die Ausgangskennlinie von zwei Exemplaren des *B 555 D*. Mit Exemplar 2 z. B. lassen sich über 40 TTL-Eingänge der Standardreihe auf L-Pegel schalten.

Nach der Tabelle in Bild 3.19 bzw. nach Tabelle 2.3. ergeben sich folgende wichtige Abhängigkeiten der Ausgangsspannungen von den drei Eingängen:

1. L-Pegel an 4 steuert die Ausgänge immer auf L
2. L-Pegel an 2 schaltet die Ausgänge auf H, wenn 6 auf L und 4 auf H liegt

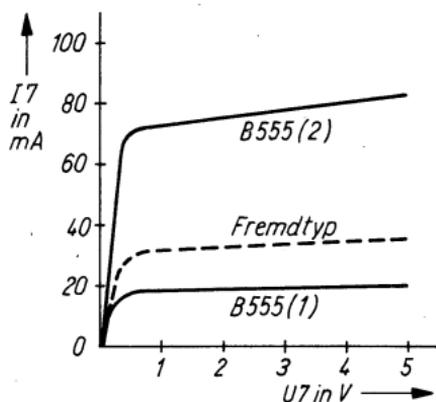


Bild 3.14
Gemessene Ausgangskennlinien von 2 Exemplaren des *B 555 D* und eines Fremdtyps bei $U_S = 5$ V

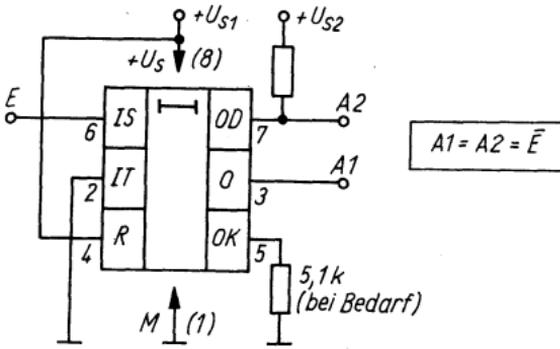


Bild 3.15
B 555 D als Negator

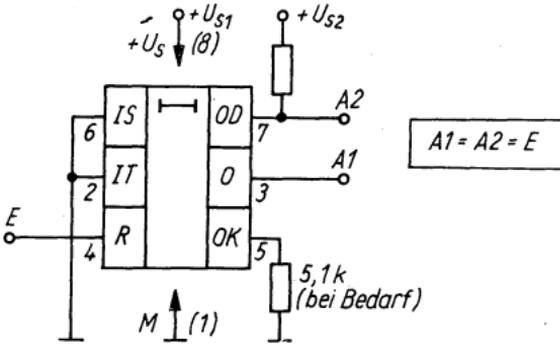


Bild 3.16
B 555 D als Treiber
(nichtinvertierend)

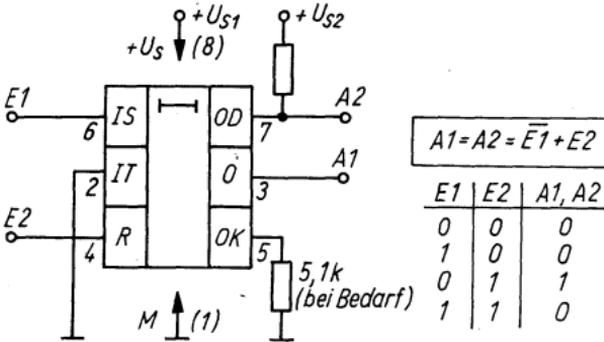


Bild 3.17
B 555 D mit zwei
logischen Eingängen
und der zugehörigen
Wahrheitstabelle.

E1	E2	A1, A2
0	0	0
1	0	0
0	1	1
1	1	0

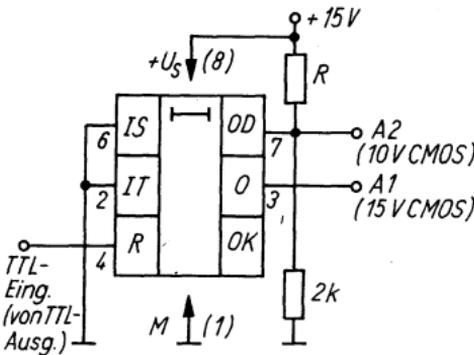


Bild 3.18
Pegelwandler von
TTL auf CMOS für
2 CMOS-Betriebs-
spannungen
(2k lies 2R!)

3. H-Pegel an 6 schaltet die Ausgänge auf L, wenn 2 und 4 auf H-Pegel liegen (wenn 2 auf L, gehen Ausgänge nach Abschalten von H an 6 wieder auf H)
4. H-Pegel an 6 erscheint negiert am Ausgang, wenn 2 auf L liegt und 4 auf H

Die zuletzt genannte Eigenschaft führt direkt zum Negator nach Bild 3.15, den man gleichzeitig als Pegelwandler nutzen kann, wenn $U_{S1} \neq U_{S2}$ gilt. Bild 3.16 zeigt einen Treiber und Bild 3.17 die komplette Schaltung, aus der sich die beiden anderen ableiten lassen. Die Funktion eines solchen Gatters kann z. B. vier Nand-Gatter ersetzen, die wegen des open-collector-Ausgangs auch noch verschiedenen Schaltkreisen zugeordnet sind. Bild 3.18 zeigt noch einen Pegelwandler von TTL- auf CMOS-Pegel. Dargestellt ist eine Variante mit zwei verschiedenen Ausgangspegeln.

3.1.3. Bistabile Funktionen

Bei den bisherigen Betrachtungen war das interne RS-Flip-Flop durch geeignete Schaltungstechnik „umgangen“ worden. Jetzt soll es Gegenstand der weiteren Untersuchungen sein. Gegenüber TTL-Schaltkreisen hat dieses Flip-Flop den Vorteil der als Verstärker wirkenden Komparatoren, die die Steuerleistung an zwei der drei möglichen Eingänge wesentlich herabsetzen. Ein weiterer Vorteil ist in dem bezüglich des Ausgangspegels negierend wirkenden Eingang (Anschluß 6) zu sehen, der zusätzlich zu den beiden anderen Eingängen nutzbar ist. Ihn muß man an Masse legen, wenn er nicht benötigt wird. Bild 3.19 zeigt den Zusammenhang genauer. Liegt E3 (Anschluß 6) also an Masse, läßt sich mit einer negativen Flanke an E1 (Anschluß 4) der Ausgang auf L-Pegel schalten, während er mit einer negativen Flanke an E2 (Anschluß 2) auf H-Pegel gebracht wird. Bei L-Pegel an E2 und E3 erscheint am Ausgang der Eingangspegel von E1. Bei L-Pegel an E1 liegt der Ausgang immer an L, unabhängig davon, wie die beiden anderen Eingänge geschaltet werden. (Man beachte aber die vorn erwähnten unterschiedlichen Reaktionen bei Schaltkreisen anderer Hersteller!) Das gilt auch für den Fall, daß an E3 H-Pegel anliegt. Weiterhin schaltet der Ausgang auf L-Pegel, wenn E3 eine H-Flanke erhält und wenn die beiden anderen Eingänge dabei auf H-Pegel liegen. Schließlich

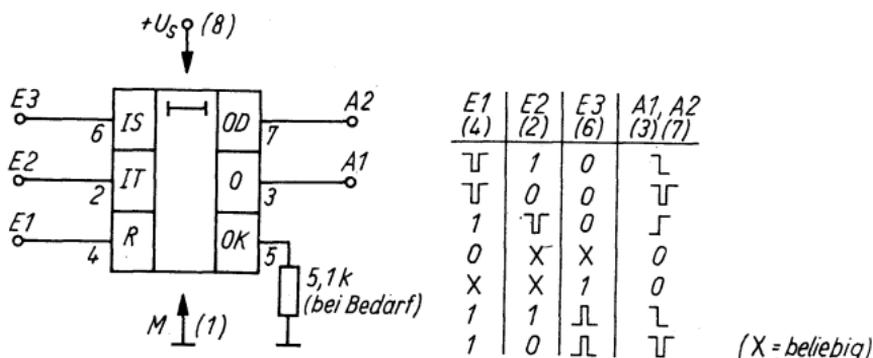


Bild 3.19 B 555 D in bistabiler Funktion mit zugehöriger Wahrheitstabelle

wird der Eingangspegel an E3 negiert, wenn E1 auf H- und E2 auf L-Pegel liegt. Diese vielseitige Steuerbarkeit macht den B 555 D auch als bistabiles Bauelement interessant. In der Doppelausführung als B 556 D z. B. benötigt man zum Nachbilden dieser bistabilen Funktionsweise $1 \times D 103$, $1 \times D 100$ und $2/3 \times D 110$, also bereits drei Schaltkreise. Im Abschnitt 5. wird noch gezeigt, wie mit dem B 555 D bzw. dem B 556 D prellfreie Tasten mit gegenseitigem elektrischem Verriegeln oder gegenseitigem Auslösen einfach zu realisieren sind.

3.2. Schaltungen mit zeitbestimmenden Gliedern

So interessant die bisher dargestellten Anwendungsmöglichkeiten des B 555 D auch sein mögen, sein Haupteinsatzgebiet ist jedoch der Betrieb als monostabiler bzw. als astabiler Multivibrator. Gegenüber herkömmlichen Schaltungen in TTL-Bauweise weist der B 555 D dabei einige wesentliche Vorteile auf. Dazu zählen:

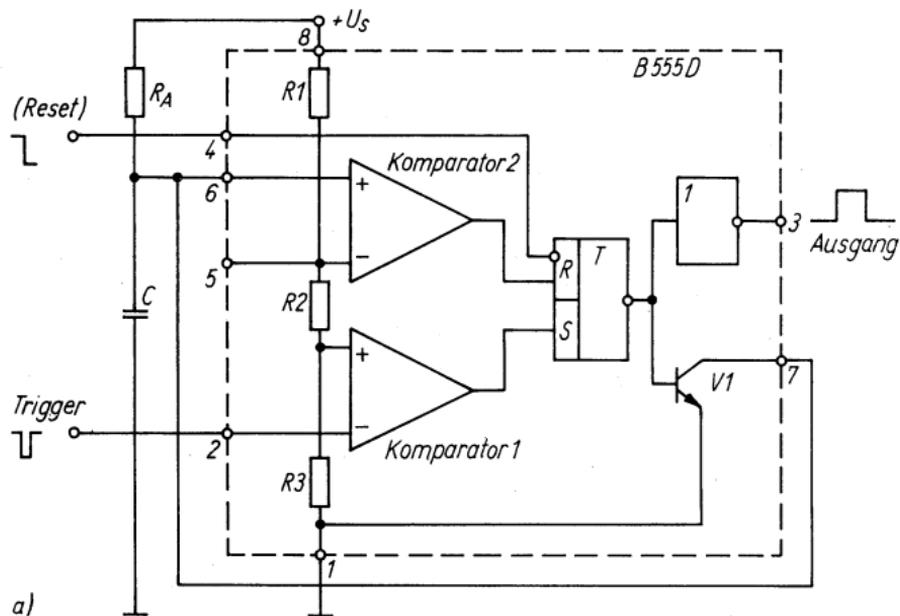
- geringe Abhängigkeit gegenüber Schwankungen der Versorgungsspannung;
- geringe Temperaturabhängigkeit;
- Zeitverzögerungen im extrem großen Zeitbereich von Mikrosekunden bis Minuten, in Spezialfällen bis Stunden;
- geringe Baugröße.

Diese guten Eigenschaften ergeben sich aus der Art, wie beim B 555 D Zeitfunktionen realisiert werden. Das Prinzip beruht

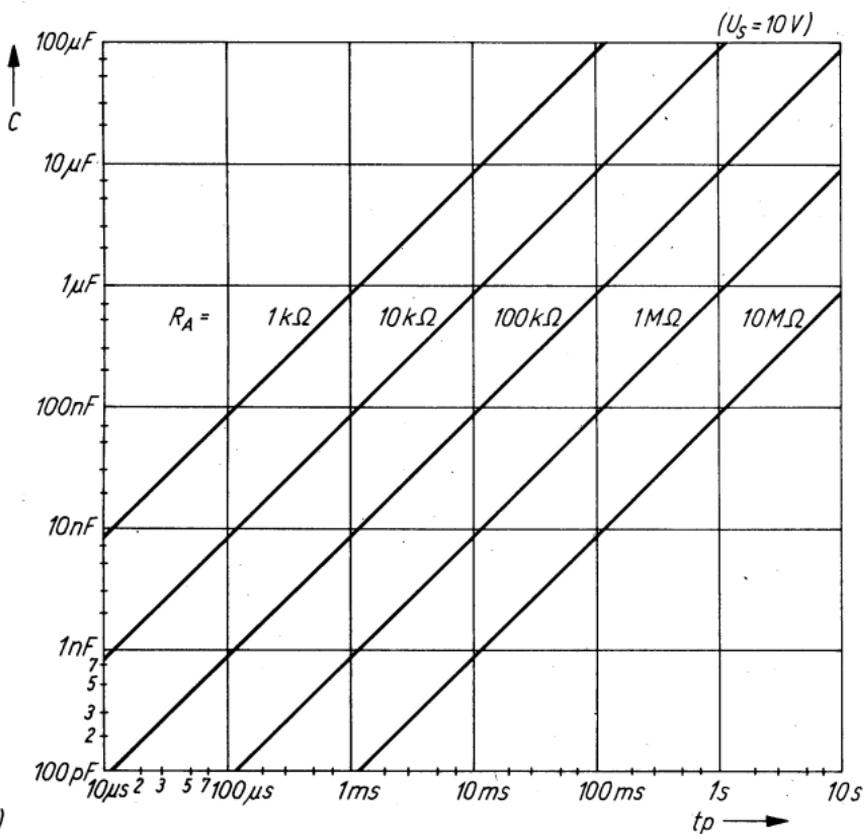
auf dem Umladen eines Kondensators über einen Widerstand. Beide Elemente werden dem Schaltkreis von außen zugeschaltet. Ihre Werte können somit in weiten Grenzen gewählt werden. Für den monostabilen Betriebsfall wird der Kondensator von Null bis zu einem bestimmten Teil der Betriebsspannung U_S aufgeladen. Da diese auch am Ladewiderstand liegt, bedeutet kleinere Betriebsspannung z. B. zwar kleinen Ladestrom, aber auch einen um den gleichen Faktor niedrigeren zu erreichenden Endwert. Auf diese Weise wird die Ladezeit unabhängig von der Betriebsspannung. Für die astabile Arbeitsweise wechseln Laden und Entladen periodisch zwischen zwei Grenzen, die ebenfalls auf je einen bestimmten Teil der Betriebsspannung festgelegt sind. Das ergibt wiederum eine (weitgehende) Unabhängigkeit der erzeugten Frequenz von der Betriebsspannung. Wie schon in Abschnitt 2. angedeutet, liegen die Nennwerte dieser beiden Bezugsspannungen bei $1/3$ und bei $2/3$ von U_S und werden durch einen im Schaltkreis enthaltenen Spannungsteiler vorgegeben.

3.2.1. Monostabile Funktion

Bild 3.20 a zeigt die Verhältnisse, die sich für einen monostabilen Multivibrator durch externes Beschalten der bereits aus Abschnitt 2. bekannten Innenschaltung ergeben. (Der Kondensator kann statt gegen Masse auch gegen U_S geschaltet werden, d. h. Ent- statt Aufladen, oder gegen U_5 . Die erste Schaltung unterdrückt besser negative, die zweite besser positive U_S -Störimpulse. Die dritte ist am wenigsten empfindlich, doch bestimmt der innere Teiler die Aktivzeit mit.) Die internen Spannungsteilerwiderstände R_1 bis R_3 und die äußere Zeitbeschaltung mit R_A und C bilden praktisch eine Brückenschaltung, in deren Brückendiagonale der Komparator 2 angeordnet ist. Im Ruhezustand ist das RS-Flip-Flop rückgesetzt, der Schaltkreisausgang führt L-Pegel. Wesentlich für diesen Zustand ist, daß auch der Entladetransistor VI leitet. Er legt den äußeren zeitbestimmenden Kondensator C an Masse. Dadurch bleibt die Brücke außerhalb ihres Gleichgewichts. Der interne Brückenzweig liefert gleichzeitig die Referenzspannung für den Komparator 1. Unterschreitet die Eingangsspannung an Anschluß 2 diesen Wert, dann erscheint am Ausgang des Komparators ein positiver Setzimpuls, der das



a)



b)

Bild 3.20 B 555 D in monostabiler Funktion: a — Beschaltung in Verbindung mit dem Innen-Übersichtsschaltplan, b — Verzögerungszeit (Impulszeit) als Funktion des Kondensators C mit R_A als Parameter

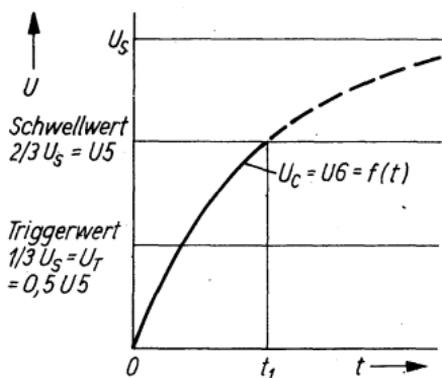


Bild 3.21
Ladefunktion bei
Monoflopbetrieb

RS-Flip-Flop aus der bisher eingenommenen Lage kippt. Dadurch wird der Entladetransistor gesperrt. In diesem Augenblick beginnt das Aufladen und damit die aktive Phase des Monoflop mit H am Ausgang. Bild 3.21 zeigt den Spannungsverlauf am Kondensator C in Abhängigkeit von der Zeit t . Erreicht die Kondensatorspannung schließlich den Wert der Referenzspannung des Komparators 2 (U_5), so kommt die Brücke ins Gleichgewicht, und bei Überschreiten der Referenzspannung wird über den positiven Ausgangsimpuls von Komparator 2 das RS-Flip-Flop zurückgesetzt. Dadurch gehen beide Schaltkreisausgänge auf L, und der Kondensator C wird wieder entladen. Während der Zeitspanne zwischen $t = 0$ und $t = t_1$ erscheint also am Ausgangsanschluß 3 ein positiver Impuls. Bei idealen Voraussetzungen (Komparatoren ohne Offsetspannung und ohne Eingangsstrom angenommen, Entladetransistor ohne Restspannung und ohne Reststrom) läßt sich die Impulsdauer auf folgende Weise berechnen:

Bestimmung des Schwellwerts U_5 :

$$\frac{U_5}{U_S} = \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (1)$$

Der Spannungsverlauf am Kondensator C für die Ladung,

$$U_{C(t)} = U_S \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_A}} \right) \text{ mit } \tau_A = C \cdot R_A \quad (2)$$

ergibt mit $U_{C(t)} = U_5$ zur Zeit $t = t_1$

$$t_1 = \tau_A \cdot \ln \frac{U_S}{U_S - U_5} \quad (3)$$

Für kleine R_A -Werte ist im Zähler die dann nicht mehr zu vernachlässigende Sättigungsspannung an Anschluß 7 abzuziehen. U_C beginnt dann also nicht bei 0 V.

Bezieht man Gl. (1) ein, wird

$$t1 = \tau_A \cdot \ln \frac{R1 + R2 + R3}{R1} \quad (4)$$

Bei untereinander gleichen internen Spannungsteilerwiderständen (in der Praxis meist zutreffend) ergibt sich

$$t1 = \tau_A \cdot \ln 3 \text{ bzw.} \quad (5)$$

$$t1 \approx R_A \cdot C \cdot 1,1. \quad (5a)$$

Bild 3.20b zeigt die Abhängigkeit dieser Zeitspanne von den Werten R_A und C . Dieser Wert wird in den Applikationsschriften der Hersteller genannt, und die Toleranzbereiche des zum Manuskriptzeitpunkt verfügbaren Informationsblatts (vgl. Tabelle 2.2.) sind auch recht klein. In der *TGL 34160* von Dezember 1981 werden aber noch Angaben zum möglichen Streubereich der Kontrollspannung $U5$ gemacht, die erheblich größere Abweichungen ausweisen. Sie sind also wieder als worst-case-Daten anzusehen. Daraus läßt sich der Streubereich der Impulszeit ableiten:

$$\frac{t1}{t_{soll}} = \frac{\ln \frac{U5}{U_S - U5}}{\ln 3} \quad (6)$$

Für die Betriebsspannungen $U_S = 5 \text{ V}$ und $U_S = 15 \text{ V}$ ergeben sich mit den Toleranzangaben nach *TGL 34160* folgende Werte:

$$U_S = 5 \text{ V: } U5 = (2,6 \dots 3,33 \dots 4) \text{ V}$$

$$t2/t_{soll} = (0,668 \dots 1 \dots 1,465)$$

$$U_S = 15 \text{ V: } U5 = (9 \dots 10 \dots 11) \text{ V}$$

$$t2/t_{soll} = (0,834 \dots 1 \dots 1,203)$$

Die mit den äußeren Zeitkonstanten eingestellte Zeit ändert sich also nach diesen Berechnungen durch Exemplarstreuungen des *B 555 D* bei sehr ungünstigen Exemplaren maximal um -33% bis $+47\%$ bei einer Betriebsspannung von $U_S = 5 \text{ V}$. Diese relativ hohen Änderungen sind jedoch Grenzwerte, die selten erreicht werden. Im allgemeinen liegen die tatsächlichen Werte

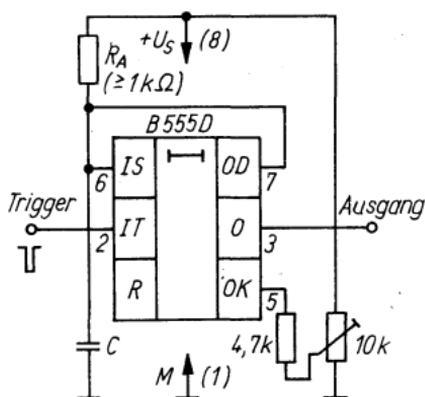


Bild 3.22
Einstellen genauer
Verzögerungszeit
durch Verändern der
Kontrollspannung

in dem von Tabelle 2.2. ausgewiesenen engen Bereich. Genaue Zeiten lassen sich jedoch oft nur mit einem individuellen Abgleich realisieren. Dieser ist entweder durch Ändern der äußeren Zeitkonstante (z. B. durch R_A) oder durch Abgleich der Kontrollspannung U_5 auf Nennwert möglich (vgl. Bild 3.22). Durch die letztgenannte Maßnahme kann man aber auch die Toleranzen der äußeren Zeitkonstante ausgleichen, die von den verwendeten Bauelementen bedingt sind. Ebenso läßt sich in Grenzen über die Kontrollspannung die Impulszeit einstellen, d. h. ein spannungsgesteuerter monostabiler Multivibrator aufbauen. Den größten Änderungsbereich erhält man bei der oberen Betriebsspannungsgrenze, da U_5 dann die größte Änderung zuläßt. (Gegen Blockieren der Schaltung wird empfohlen, U_5 nicht unter $1,5\text{ V}$ zu senken und nur bis $0,95 U_S$ als Richtwert zu erhöhen.) Zur Auslösung des H-Impulses am Ausgang gibt es verschiedene Möglichkeiten. Grundsätzlich kann man bei monostabilen Multivibratoren zwei Arten unterscheiden. Die eine läßt sich nicht nachtriggern, d. h., während des H-Pegels am Ausgang ist die durch die Zeitkonstante vorgegebene Zeit unveränderlich. Allerdings gilt das mit einer Einschränkung: Die Triggerimpulse müssen genügend kurz sein. Läßt man den Triggereingang (Anschluß 2) nämlich auf L-Potential, dann ergibt sich am Ende der eingestellten Zeit Komparatorbetrieb nach Abschnitt 3.1., der die monostabile Funktion verhindert. Bild 3.23 zeigt diese einfachste Form der Triggerung mit negativer Flanke, wie sie bei der Funktionsbeschreibung bereits verwendet wurde, im Zusammenhang mit den zugehörigen Impulsformen. Im Bild gestrichelt ist ein Differenzglied C_D , R_D eingetragen, das

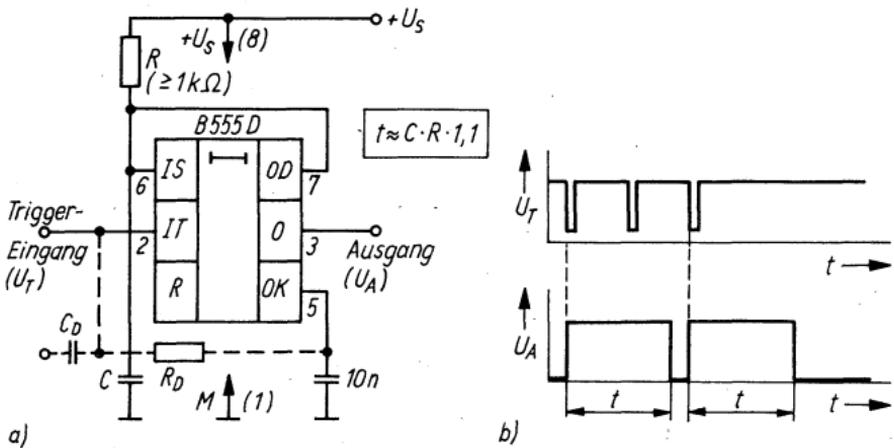


Bild 3.23 Übliches Triggern eines Monoflop mit *B 555 D*: a — Beschaltung (das gestrichelt gezeichnete Differenzglied stellt bei Bedarf kleine Impulsbreiten sicher), für den zugehörigen Eingangsspannungsbereich Abschnitt 11. beachten! b — Impulsbilder

bei Bedarf die erforderlichen kurzen Triggerimpulse formt. In der gezeigten Schaltung mit R_D an Kontrollspannung beträgt die erforderliche Triggerspannung etwa $U_S/3$. Höhere Empfindlichkeit bezüglich der Amplitude des Triggerimpulses erfordert einen Spannungsteiler für den Anschluß 2 des Schaltkreises. (Schutzschaltungen gegen unzulässige Spannungen an den Eingängen werden in Abschnitt 11. behandelt.)

Wird der Triggereingang jedoch nach Bild 3.24 beschaltet,

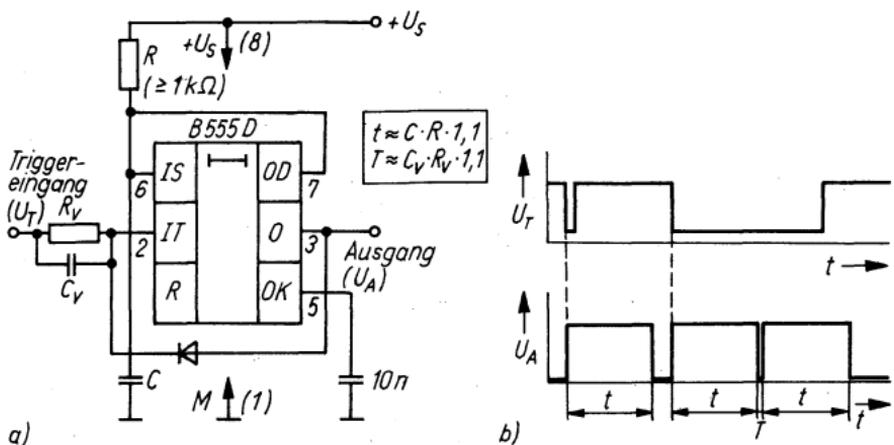


Bild 3.24 a — Spezielle Triggerbeschaltung, b — zugehöriges Ausgangsverhalten

ergeben sich ganz andere Verhältnisse. Solange die Triggerimpulsbreite klein ist, unterscheidet sich die Funktion nicht von der nach Bild 3.23. Bei breiteren Triggerimpulsen jedoch wiederholt sich die Monoflopzeit t fortlaufend mit jeweils kurzen Unterbrechungen mit der Zeit T , die von der Zeitkonstanten $C_V \cdot R_V$ am Triggereingang abhängen. Der Grund dafür liegt in der Diodenbeschaltung vom Ausgang zum Anschluß 2. Dieser wird durch die Diode für die Zeit t auf H-Pegel gezogen; dabei lädt sich C_V auf. Nach dem Ende der Zeit t entlädt sich C_V über R_V innerhalb der Zeit T . Unterschreitet die Spannung am Schaltkreiseingang jetzt den Triggerpegel, beginnt ein neuer Zeitabschnitt t . In diesem Zustand (Triggereingang an Masse) bildet die Schaltung bereits einen Generator, dessen H-Pulsdauer durch $R \cdot C$ und dessen L-Pulsdauer durch $R_V \cdot C_V$ beeinflusst werden kann. Die kürzeste Zeit T erreicht man bei $C_V = 0$, sie liegt nach entsprechenden Meßergebnissen bei $0,25 \mu\text{s}$. In dieser Zeit ist jedoch das Entladen des Kondensators C nicht mehr sichergestellt, so daß auch t kürzer wird. Der Hersteller gibt gemäß Tabelle 2.2. für sicheren Betrieb als Mindestzeit $4 \mu\text{s}$ an. Die vorgestellte Schaltung läßt sich strenggenommen zwar nicht nachtriggern, verhält sich bei langen Triggerimpulsen jedoch, bis auf die kurzen Störimpulse, wie ein monostabiler Multivibrator, aber mit Nachtriggermöglichkeit. Bild 3.25 zeigt eine einfachere Art, die ebenfalls noch Störimpulse aufweist. Sie wird erst mit der positiven Flanke getriggert,

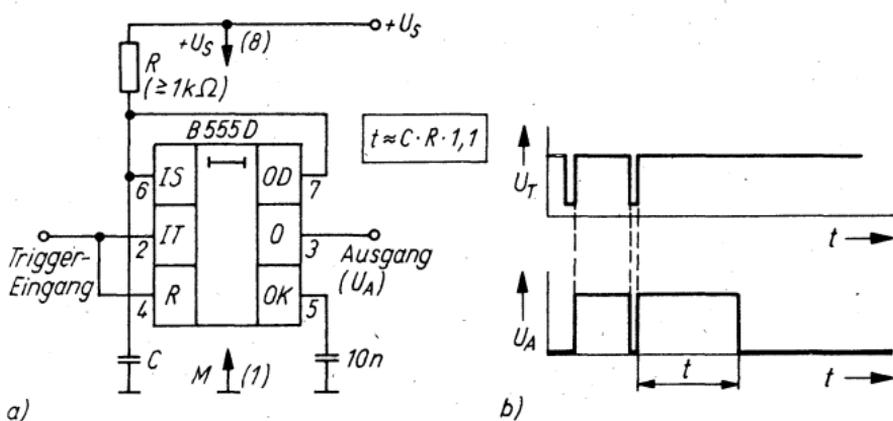


Bild 3.25 a — Triggerbeschaltung mit Auslösen des Monoflop erst durch positive Flanke, b — Impulsbilder

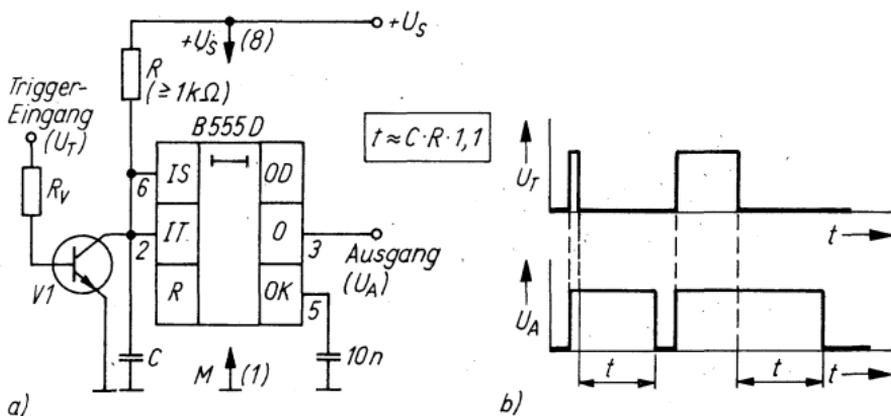


Bild 3.26 Nachtriggerbares Monoflop: Durch diese Beschaltung treten keine Störimpulse mehr auf: a — Beschaltung, b — Impulsbilder

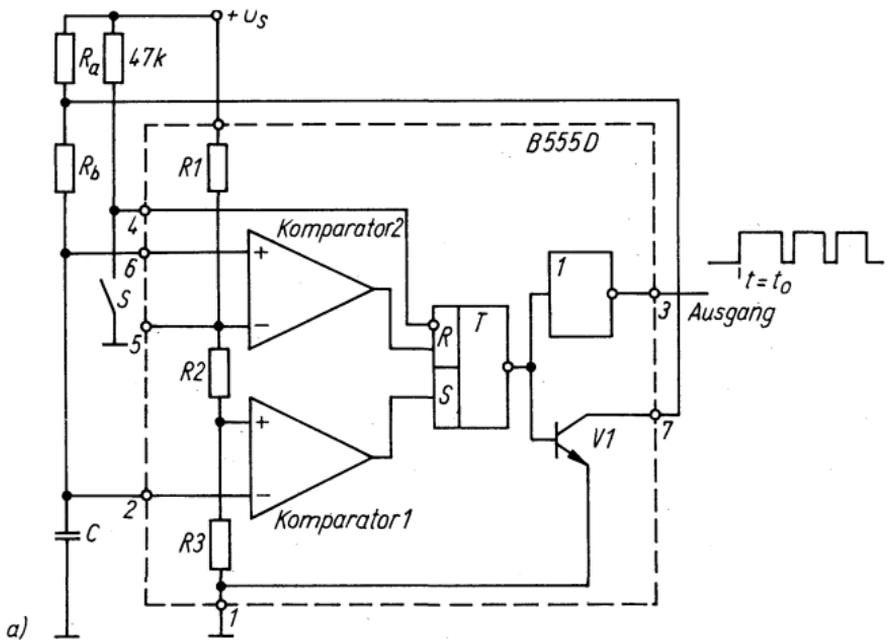
d. h., der Ausgang bleibt zunächst (für die Zeit des L-Pegels an Triggereingang) ebenfalls auf L-Potential, weil der Reset-eingang mitgesteuert wird. Die Triggerimpulse müssen dabei so breit sein, daß das Entladen des Kondensators C in dieser Zeit sichergestellt ist. Die von R und C definierte Zeitspanne beginnt damit erst nach dem letzten eintreffenden Triggerimpuls.

Die bisher aufgetretenen Störimpulse lassen sich beseitigen, wenn die interne Entladeschaltung nicht mitbenutzt wird. Bild 3.26 zeigt einen nachtriggerbaren monostabilen Multivibrator für positive Triggerimpulse. Sein Ausgangsimpuls (H) beginnt mit der positiven Triggerflanke und endet mit Ablauf der Monoflopzeit t nach der negativen Triggerflanke. Um das zu erreichen, sind sowohl die beiden Eingänge „Schwelle“ und „Trigger“ als auch – außerdem – der vom Triggereingang gesteuerte Entladetransistor $V1$ mit dem Zeitglied $R \cdot C$ verbunden. Der Transistor öffnet mit positivem Triggersignal, entlädt den Kondensator C , setzt das interne RS-Flip-Flop über den Eingang Anschluß 2 und schaltet den Ausgang auf H-Pegel. Am Ende des Triggersignals wird die Ladung für den Kondensator freigegeben, und die Zeit t beginnt. Sie endet, wenn die Kondensatorspannung den Wert der Kontrollspannung überschreitet. Trifft vorher erneut ein positives Triggersignal ein, wird C wieder entladen, und der Vorgang beginnt von neuem, ohne daß dabei der Ausgang bereits reagiert. Er schaltet erst nach Ablauf der Zeit t auf L-Pegel zurück.

3.2.2. Astabile Funktion

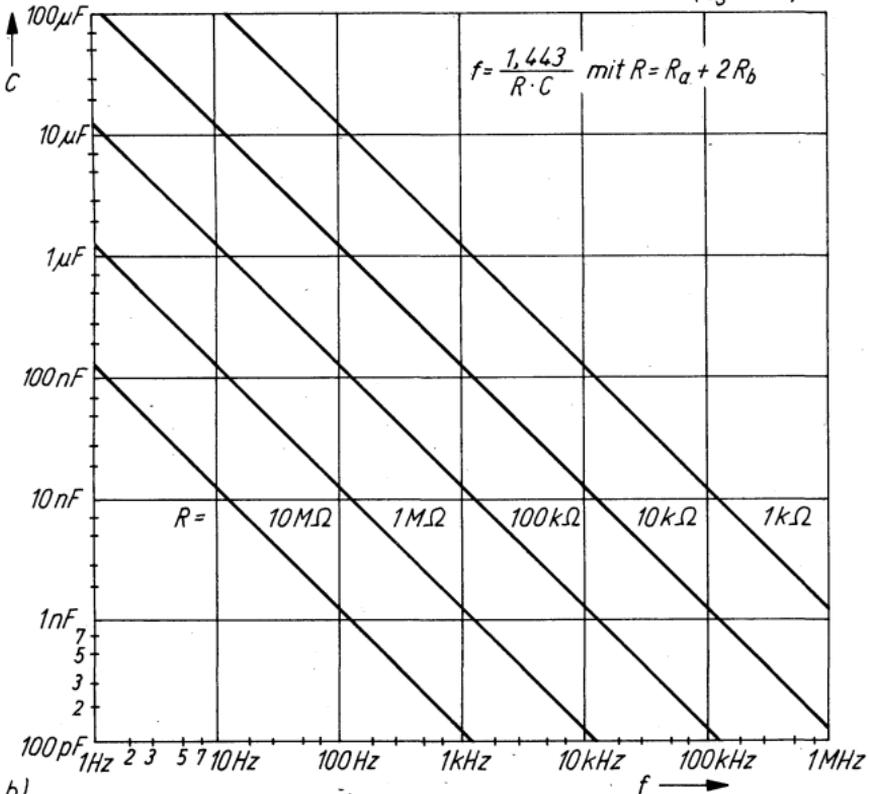
Die Aktivzeit des monostabilen Multivibrators wird von der Zeitspanne bestimmt, in der sich der Kondensator des RC -Glieds auf die obere Schwellspannung auflädt. Die Zeit für die dann einsetzende Entladung hat lediglich Einfluß auf den frühestmöglichen Zeitpunkt, zu dem das Monoflop erneut getriggert werden kann. Die Funktion des astabilen Multivibrators dagegen beruht auf dem periodischen Laden und Entladen des Kondensators zwischen den beiden Grenzen „Schwellwert“ (U_5 ; bis dahin wird geladen) und „Triggerwert“ (etwa $0,5 U_5$; bis dahin wird wieder entladen). Näheres dazu findet man in Bild 3.27a. (Dabei sind ebenfalls wieder die in Abschnitt 3.2.1. genannten Variationen der C-Beschaltung möglich).

Auch dieser Stromlaufplan ist eine Brückenschaltung. Der eine Brückenweig wird durch die Widerstände R_a , R_b und den Kondensator C gebildet. Der andere Zweig besteht wieder aus den internen Widerständen $R1$ bis $R3$. Bei dieser Brücke gibt es zwei Brückendiagonalen, in denen die beiden Komparatoren liegen. Sie haben jeweils bei einem der beiden Grenzwerte einen Nulldurchgang. Solange der Schalter S geschlossen ist, bleibt das RS-Flip-Flop zurückgesetzt und befindet sich ausgangseitig auf H . Die beiden Schaltkreisausgänge führen dadurch L -Potential, und der Kondensator C wird über R_b und den Entladetransistor $V1$ praktisch auf Massepotential gehalten. Zur Zeit $t = 0$ öffnet der Schalter S . Das Potential am Reseteingang des RS-Flip-Flop springt dadurch auf H , und sein Ausgang nimmt die vom Zustand der Komparatorausgänge an den Eingängen R und S bestimmte Ausgangslage an. Anschluß 2 und 6 führen zu diesem Zeitpunkt das Potential 0, da bis jetzt Ausgang 7 auf L lag. Durch Öffnen von S wirkt nun Eingang 2 auf das Flip-Flop so ein, daß $V1$ gesperrt wird. Von diesem Augenblick an lädt sich der Kondensator über $R_a + R_b$ auf. Näheres zum Zusammenspiel der beiden Komparatoren, des Flip-Flop und der Ausgangsstufen ist bereits in Abschnitt 2. gesagt worden. Die Kondensatorspannung kann auf Grund dieser Zusammenhänge den Schwellwert des unteren Komparators überschreiten, ohne daß sich das außen auswirkt. Sie steigt daher weiter bis zum oberen Grenzwert, also bis zur Kontrollspannung U_5 , den sie zum Zeitpunkt $t = t1$ überschreitet. Jetzt setzt der obere Kom-



a)

($U_S = 10V$)



b)

Bild 3.27 B 555 D in astabiler Funktion: a — Beschaltung in Verbindung mit dem Innen-Übersichtsschaltplan, b — Multivibratorfrequenz in Abhängigkeit vom Kondensator C, Parameter: Rechenwert $R = R_a + 2R_b$

parator das RS-Flip-Flop zurück, und der Entladetransistor VI wird wieder leitend. Er entlädt den Kondensator nun über den Entladewiderstand R_b , bis die Kondensatorspannung den unteren Grenzwert, den Triggerwert von etwa $0,5 U_S$, bei $t = t_2$ unterschreitet. Dieser Komparator kippt das RS-Flip-Flop wieder in seine Ausgangslage, so daß VI sperrt. Damit beginnt ein neuer Ladezyklus. Man beachte, daß jetzt und bei allen folgenden Zyklen der Kondensator nicht mehr von Null an wie beim ersten Start, sondern vom unteren Grenzwert $U_S/3 = 0,5 U_S$ (Nennwerte vorausgesetzt) geladen wird. Während also die erste H-Zeit am Ausgang der Monoflopzeit entspricht, sind die weiteren kürzer, man vergleiche die folgenden Berechnungen!

Laden und Entladen wiederholen sich periodisch, bis durch den Schalter 5 (oder durch Abschalten der Betriebsspannung) der Vorgang unterbrochen wird. Bild 3.28 zeigt den Spannungsverlauf am Kondensator. Am Ausgangsanschluß erscheint während der Ladezeit ein H-Impuls, während der Entladezeit ergibt sich ein L-Impuls.

Im folgenden soll die Ausgangsfrequenz für den eingeschwungenen Zustand $t_1 \leq t \leq t_3$ berechnet werden. Dazu seien ideale Voraussetzungen gegeben, d. h. Komparatoren ohne Offsetspannung und ohne Eingangsstrom, Entladetransistor vernachlässigt.

Bestimmen des Triggerwerts U_T :

$$\frac{U_T}{U_S} = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (7)$$

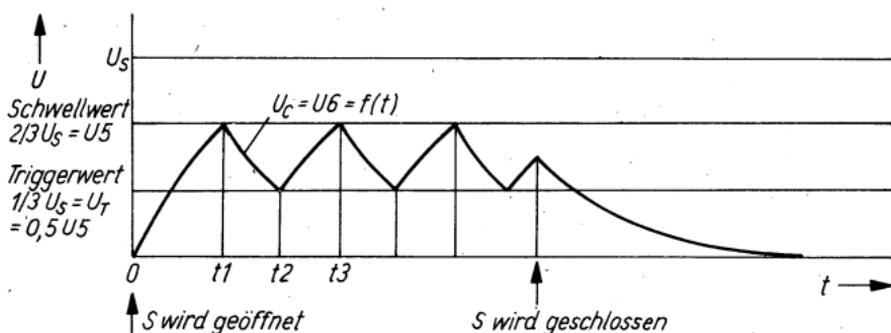


Bild 3.28 Lade- und Entladefunktion des Kondensators C im astabilen Betrieb, bezogen auf das Betätigen des Schalters S in Bild 3.27

Der Spannungsverlauf am Kondensator für die Ladung ist durch Gl. (2) bestimmt, für die Entladung gilt

$$U_C(t) = U_S \cdot e^{-\frac{t}{\tau_E}} \text{ mit } \tau_E = C \cdot R_b. \quad (8)$$

Somit ergibt sich für den Zeitraum $t_1 \leq t \leq t_2$:

$$t_2 - t_1 = \tau_E \ln \frac{U_5}{U_T}. \quad (9)$$

Bezieht man Gl. (1) und Gl. (7) ein, wird

$$t_2 - t_1 = \tau_E \cdot \ln \frac{R_2 + R_3}{R_3}. \quad (10)$$

Das heißt, für den Entladezeitraum spielt R_1 keine Rolle, oder anders ausgedrückt, die Zeitdauer des negativen Ausgangssignals kann durch die Kontrollspannung U_5 nicht beeinflusst werden. Für den Zeitraum $t_2 \leq t \leq t_3$ ergibt sich mit Gl. (2), wobei

$R_A = R_a + R_b$ in $\tau_A = C \cdot R_A$ zu setzen ist:

$$\begin{aligned} t_3 - t_2 &= \tau_A \left(\ln \frac{U_S}{U_S - U_5} - \ln \frac{U_S}{U_S - U_T} \right) \\ &= \tau_A \ln \frac{U_S - U_T}{U_S - U_5} \end{aligned} \quad (11)$$

und bei Einbeziehung von Gl. (1) und Gl. (7)

$$t_3 - t_2 = \tau_A \ln \frac{R_1 + R_2}{R_1}. \quad (12)$$

Die Ausgangsfrequenz ergibt sich aus Gl. (9) und Gl. (11) durch Addition der beiden Teilzeiten und Kehrwertbildung:

$$\frac{1}{f} = C \left[(R_a + R_b) \ln \frac{U_S - U_T}{U_S - U_5} + R_b \ln \frac{U_5}{U_T} \right]; \quad (13)$$

oder mit Gl. (10) und Gl. (12):

$$\frac{1}{f} = C \left[(R_a + R_b) \ln \frac{R_1 + R_2}{R_1} + R_b \ln \frac{R_2 + R_3}{R_3} \right]. \quad (14)$$

Für den Fall, daß alle Widerstände gleich sind, ergibt sich

$$\frac{1}{f} = C (R_a + 2R_b) \ln 2 \quad (15)$$

$$\text{bzw. } f \approx \frac{1,44}{C (R_a + 2 R_b)}. \quad (15a)$$

Das ist die Gleichung, die man auch in den Applikationsschriften der Hersteller findet. Bild 3.27b hilft wiederum bei der schnellen überschlägigen Dimensionierung. Für die Betrachtungen zur Frequenzabweichung durch Exemplarstreuungen fehlen Toleranzangaben zu den internen Widerständen $R1$ bis $R3$ bzw. zur Triggerspannung U_T . In jedem Falle ist jedoch ein Abgleich erforderlich, wenn eine genaue Frequenz gefordert wird. Entweder man gleicht die Zeitkonstanten z. B. mit R_a oder mit R_b ab, oder man korrigiert die Kontrollspannung. Die Frequenz der Ausgangsspannung ist abhängig von U_5 und ergibt sich aus Gl. (13) mit der Voraussetzung $U_T = 0,5 U_5$, d. h., $R2 = R3$, nach einigen vereinfachenden Umformungen schließlich zu

$$\frac{1}{f} = C \left[(R_a + R_b) \ln \frac{2U_S - U_5}{U_S - U_5} - R_a \ln 2 \right]. \quad (16)$$

Daraus erhält man im Toleranzbereich von U_5 für $R_a = R_b$

$$\Delta f/f = 0,709 \dots 1 \dots 1,315 \quad \text{für } U_S = 5 \text{ V}$$

$$\Delta f/f = 0,858 \dots 1 \dots 1,147 \quad \text{für } U_S = 15 \text{ V.}$$

Die Abweichungen bei $U_S = 15 \text{ V}$ betragen danach etwa $\pm 15\%$ vom toleranzfreien Rechenwert und liegen damit in der Größe, die in der Belastungsschaltung zum Nachweis der Prüfausfallrate in der *TGL 34160* angegeben ist.

Für einige Verhältnisse R_b/R_a zeigt Bild 3.29 die Abhängigkeit der Frequenz von der Kontrollspannung.

Bild 3.30 zeigt den astabilen Multivibrator in der einfachsten Schaltung mit dem zugehörigen Ausgangssignal. Da der Kondensator über $R_a + R_b$ geladen, aber nur über R_b entladen wird, sind die positiven Signalanteile größer (breiter) als die negativen.

Das Impulsverhältnis $V_i = \frac{t_H + t_L}{t_H}$ nähert sich dem Wert 2

(Mäander, $t_L = t_H$), wenn $R_b \gg R_a$ dimensioniert werden kann. Eine andere Variante mit dem Ziel $t_L = t_H$ ist im Bild ebenfalls

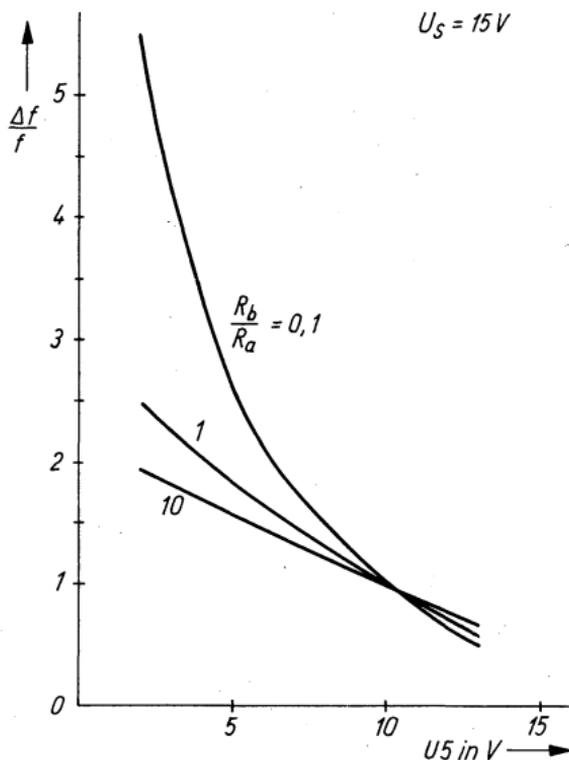


Bild 3.29
Beeinflussung der
Multivibratorfrequenz
durch die Kontroll-
spannung für einige
Verhältnisse R_a/R_b

dargestellt. Durch die gestrichelt gezeichnete Diode wird R_b während der Ladezeit des Kondensators überbrückt. Bei vernachlässigtem Diodenwiderstand muß $R_a = R_b$ sein, wenn sich ein Mäander ergeben soll. Der Einfluß der Diode auf die Frequenz wird in folgender Gleichung berücksichtigt:

$$1/f = C \left[(R_a + R_b) \ln \frac{U_S - U_T - U_D}{U_S - U_5 - U_D} + R_b \ln 2 \right] \quad [17]$$

oder mit $R_D \ll R_a$, $U_T = U_S/3$, $U_5 = 2 U_S/3$

$$f = \frac{1}{C \left(R_a \ln \frac{2U_S - 3U_D}{U_S - 3U_D} + R_b \ln 2 \right)} \quad (17a)$$

Der Einfluß der (temperaturabhängigen!) Diodenspannung ist also bei der höchsten zulässigen Betriebsspannung am geringsten. Solche Schaltungen sollte man deshalb vorzugsweise bei $U_S = 15V$ einsetzen.

Schon zu Beginn dieses Abschnitts wurde darauf hingewiesen, daß die erste Periode üblicher astabiler 555-Multivibratoren

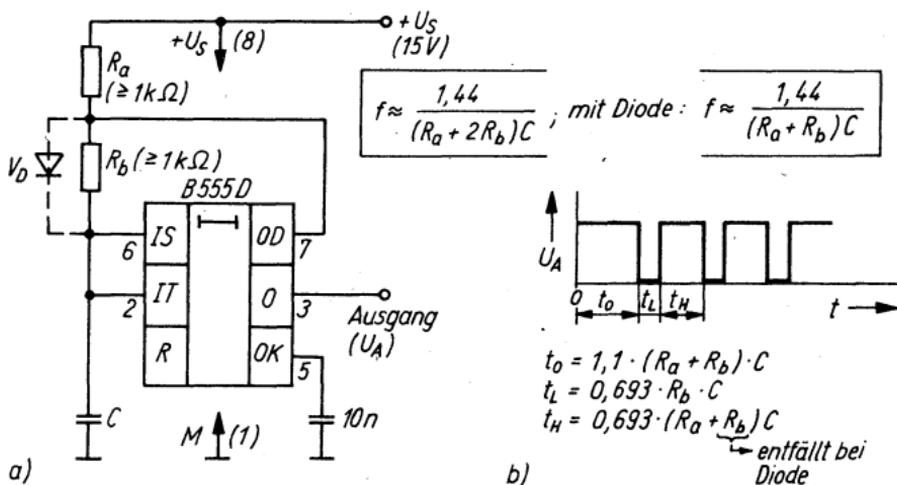


Bild 3.30 Astabiler Multivibrator mit B 555 D; a — Grundbeschaltung sowie Möglichkeit zum Erweitern des Bereichs für das Impulsverhältnis über Diode, b — Impulsbild

länger ist als die folgenden. Das liegt an dem zum Einschaltzeitpunkt entladenen Kondensator, der dann nach Durchlaufen der ersten Periode jeweils immer nur noch bis zum Triggerpegel entladen wird. Dieser für manche Anwendungen nachteilige Effekt läßt sich mit der Schaltung nach Bild 3.31 vermeiden. Der untere Umschaltzeitpunkt (Triggerschwelle) wird in dieser Variante durch einen Spannungsteiler erzeugt, und die Diode

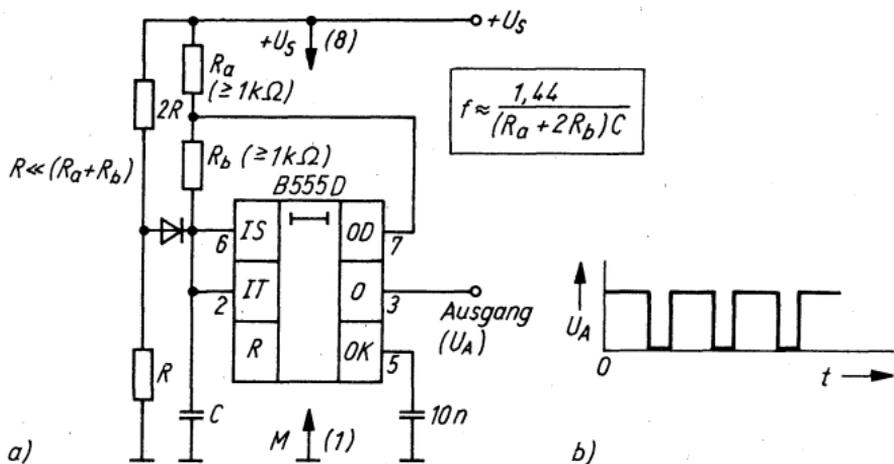


Bild 3.31 a — Mit dieser Maßnahme wird die verlängerte erste II-Zeit bei der Schwingung vermieden, b — Impulsbild

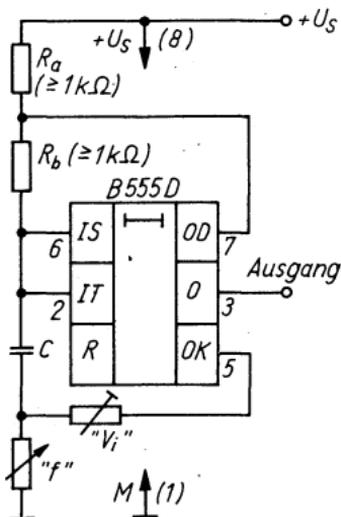


Bild 3.32
Multivibrator mit
konstantem Impuls-
verhältnis (2) unter
Einbeziehen der
Kontrollspannung

sorgt dafür, daß der Kondensator beim Einschalten schnell auf diesen Wert geladen wird. Das gilt zumindest für Dimensionierungen mit $R \ll (R_a + R_b)$. Diese Schaltung ist für Fälle geeignet, bei denen die Kontrollspannung konstant bleibt.

In der Ausführung nach Bild 3.32 wird die mäanderförmige Ausgangsspannung durch Ändern der Kontrollspannung erreicht. Man erinnere sich, daß dadurch der negative Teil der Ausgangsspannung unverändert bleibt [s. Gl. (10)], während der positive Anteil bei kleinerer Kontrollspannung schmaler wird, da die Spannung am Kondensator die nun niedriger liegende obere Schwellspannung früher erreicht. (Die Ladegleichung bezieht sich ja auf U_S .) Für diese Betrachtung sei das Potentiometer „f“ zunächst kurzgeschlossen. Aus Gl. (9) und Gl. (11) ergibt sich mit $U_T = 0,5 U_5$ für $\tau_A = \tau_E$

$$\frac{R_b}{R_a + R_b} \ln 2 = \ln \frac{2U_S - U_5}{2(U_S - U_5)}$$

Nach den Umformungsregeln zwischen beliebigen Potenzen und e-Potenzen erhält man daraus schließlich nach entsprechendem Umstellen

$$U_5 = U_S \frac{2x - 2}{2x - 1} \text{ mit } x = 2 \frac{R_b}{R_a + R_b} \quad (18)$$

Die erforderliche Kontrollspannung ist also abhängig von R_a und R_b . Zur Frequenzeinstellung bliebe damit nur noch die

Kapazität. Mit dem Potentiometer in der Masseleitung des Kondensators läßt sich die Frequenz jedoch ebenfalls verändern. Der Spannungsabfall daran addiert sich zur Kondensatorspannung, so daß der Kondensator weniger weit umgeladen werden muß, um den Schwellwert zu erreichen. Die Ladezeit wird kürzer, die Frequenz erhöht sich also mit steigendem Widerstand. Das mit „V_i“ auf 2 eingestellte Impulsverhältnis bleibt dabei nahezu konstant.

Während bei den bisher behandelten Schaltungen die mäanderförmige Ausgangsspannung (also L-Zeit gleich H-Zeit) im Vordergrund stand, sollen jetzt Beispiele folgen, bei denen das Impulsverhältnis variabel ist. Diese Variation läßt sich einfach durchführen, wenn Lade- und Entladevorgang über getrennte Wege ablaufen.

Bild 3.33 zeigt eine solche Schaltung. Kondensator C wird über R_1 , αR_2 , V_{D2} geladen; die Entladung ergibt sich über R_3 , $(1 - \alpha) R_2$, V_{D1} . Damit gilt für die Frequenz

$$1/f = C \left[(R_1 + \alpha R_2 + R_D) \ln \frac{U_S - U_T - U_D}{U_S - U_5 - U_D} + [R_3 + R_2(1 - \alpha) + R_D] \cdot \ln \frac{U_5 - U_D}{U_T - U_D} \right]. \quad (19)$$

Mit $U_T = U_S/3$, $U_5 = 2 U_S/3$, $R_D \ll R_1, R_3$ vereinfacht sich diese Beziehung zu

$$f = \frac{1}{C \left[\ln \frac{2 U_S - 3 U_D}{U_S - 3 U_D} (R_1 + R_2 + R_3) \right]}. \quad (19a)$$

Diese Schaltung sollte vorzugsweise mit $U_S = 15$ V betrieben werden, um den Einfluß der beiden Dioden gering zu halten. Bei solchen Schaltungen ist aber noch eine andere Einflußgröße zu beachten, an die man zunächst überhaupt nicht denkt. Sie ergibt sich aus den Eigenschaften von Schichtdrehwiderständen, die man im allgemeinen für den Abgleich einsetzt. Sie weisen einen vom Drehwinkel abhängigen Schleiferwiderstand auf. Das läßt sich durch den punktförmigen Abgriff auf der flächenhaften Widerstandsbahn erklären. Bei linearen Potentiometern hat er im allgemeinen sein Maximum in der Mitte der Widerstandsbahn und sein Minimum an den beiden Anschlägen. Man kann

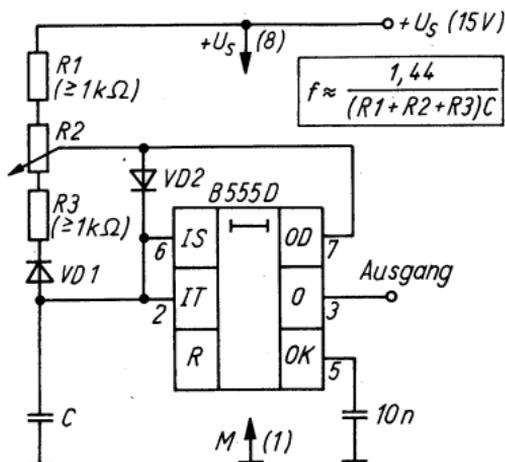
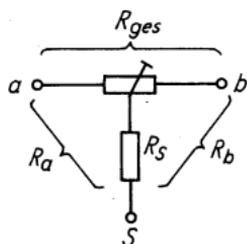


Bild 3.33
Multivibrator mit einstellbarem Impulsverhältnis

das leicht nachmessen: Die Summe der beiden Teilwiderstände zwischen Anfang a und Schleifer s sowie zwischen Ende e und Schleifer s ist größer als der Gesamtwiderstand zwischen a und e (Bild 3.34). Dadurch wird bei Variation des Impulsverhältnisses zusätzlich die vorgegebene Frequenz verändert, wobei die jeweils höchste Frequenz an den beiden Anschlüssen zu erwarten ist. Zu den Nachteilen dieser Schaltung gehört auch, daß die Frequenz nur durch Kapazitätsvariation und in Grenzen durch Ändern der Kontrollspannung eingestellt werden kann.

In der Schaltung nach Bild 3.35 lassen sich mit den zwei Stellwiderständen L-Zeit und H-Zeit unabhängig voneinander einstellen. Wiederum gilt die im Bild angegebene Gleichung um so besser, je größer die Betriebsspannung gegenüber der Flußspannung der Dioden ist.

Die bisher vorgestellten Beispiele zwangen zu Kompromissen bzw. waren nicht universell einsetzbar. Das lag zum Teil auch daran, daß versucht wurde, alles mit nur einem B 555 D zu er-



$$R_s = \frac{R_a + R_b - R_{ges}}{2}$$

Bild 3.34
Zur Problematik des Schleiferwiderstands bei Einstellungen mit Schichtdrehwiderstand

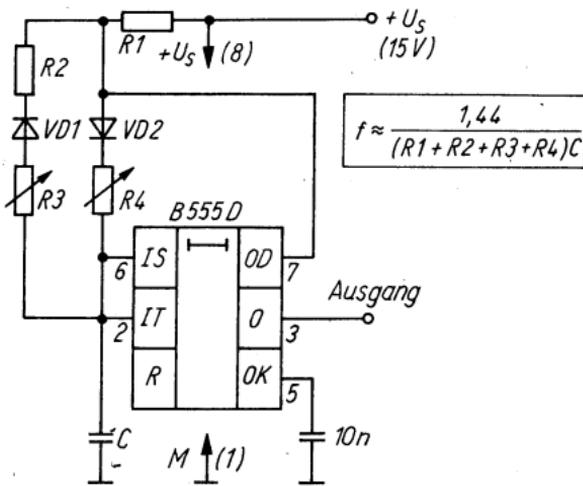
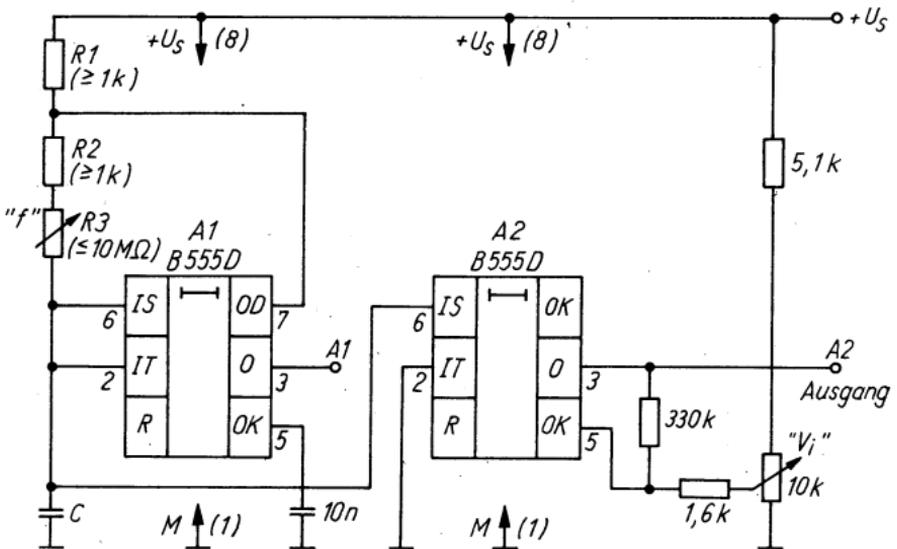


Bild 3.35
So kann man L- und H-Zeit der Schwingung unabhängig voneinander einstellen

reichen. In der Schaltung nach Bild 3.36 gilt diese Einschränkung nicht mehr. Jetzt ist für jede Funktion, d. h. für die Frequenzeinstellung und für die Änderung des Impulsverhältnisses, je ein Schaltkreis vorgesehen. Auf diese Weise sind die beiden Funktionen vollständig unabhängig voneinander einstellbar und in weiten Grenzen variabel. Der Schaltkreis A1 bildet den eigentlichen Generator, dessen Frequenz im Verhältnis von maximal 10 000:1 durchstimmbare sein kann. Zum genaueren Einstellen sollte man jedoch nur ein Verhältnis 10:1 wählen und den Kondensator umschalten. Entspricht dabei $R2 \approx 100 R1$, so ergibt sich am Ausgang A1 bereits eine mäanderförmige Aus-



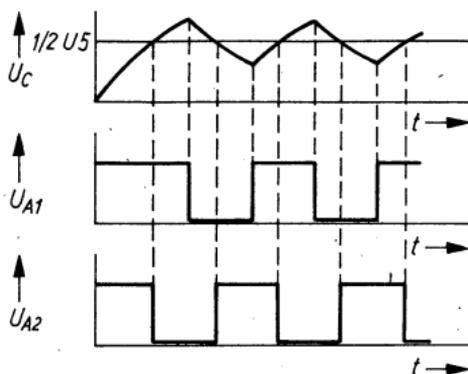


Bild 3.36
 a — Möglichkeit, die Frequenz und das Impulsverhältnis unabhängig voneinander einzustellen, b — Impulsbilder für $U_5 = U_S/2$

gangsspannung. Dem Generator nachgeschaltet liegt der Komparator A2 in der Ausführung nach Bild 3.5. Er befindet sich direkt am Kondensator C. Durch Ändern seiner Kontrollspannung läßt sich der Einsatzpunkt über den gesamten Bereich der Kondensatorspannung verschieben. In Bild 3.36b sind die verschiedenen Spannungen für einen Wert der Kontrollspannung von $U_5/2$ dargestellt. Mit dem Potentiometer V_1 läßt sich damit die Impulsbreite am Ausgang A2 zwischen etwa 1% und 99% der Periodendauer von Ausgang A1 verändern. Steuert man die Kontrollspannung direkt, so ergibt sich eine Pulsbreitensteuerung bei konstanter Frequenz.

4. Anwendungen des Komparatorteils

In diesem Abschnitt sollen solche Einsatzbeispiele des *B 555 D* bearbeitet werden, bei denen überwiegend die Funktion des Komparatorteils genutzt wird. Das sind z. B. Schaltungen, die keine zeit- und frequenzbestimmenden Glieder enthalten. In der Literatur gibt es dazu nicht viele Beispiele. Der *B 555 D* ermöglicht jedoch auch in dieser Hinsicht interessante Schaltungskonzepte.

4.1. Gleichspannungsteiler

Gleichspannungsteiler werden in der Schaltungstechnik benötigt, um die Versorgungsspannung auf einen Teil ihres ursprünglichen Werts herabzusetzen. Ein typisches Beispiel ist das Halbieren der Betriebsspannung zur Versorgung von Operationsverstärkern aus einer meist erdfreien Spannungsquelle. Solche Spannungsteiler sollen im allgemeinen einen niedrigen Innenwiderstand aufweisen. Sie brauchen aber oft nur für geringe Belastungsströme ausgelegt zu sein. Bild 4.1 zeigt einen Gleichspannungsteiler mit variablem Teilverhältnis. Der Triggeringang liegt an Masse. Er stellt damit den im Abschnitt 3. beschriebenen Komparatorbetrieb sicher. Die Ausgangsspannung

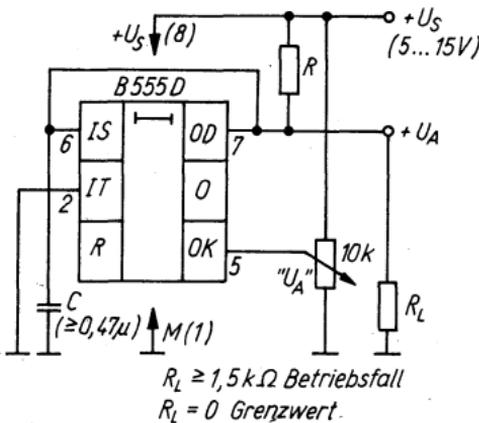


Bild 4.1
Gleichspannungsteiler mit
variablem Teilverhältnis

sinkt also, wenn die Spannung am Schwellwerteingang die Kontrollspannung übersteigt. Die Verbindung zwischen Anschluß 6 und 7 bewirkt eine Gegenkopplung. Der Widerstand R ist als Gleichstromweg für die Stromversorgung notwendig. In dieser einfachen Form kommt es jedoch zur Selbsterregung der Schaltung. Grund dafür ist die Signalverzögerung zwischen dem Schwellwerteingang und dem Ausgang. - Bei $U_6 > U_5$ schaltet der Ausgang 7 im normalen Betrieb auf Null! Der Kondensator C senkt die Frequenzgrenze entsprechend und beseitigt die Schwingneigung, so daß die Schaltung sozusagen als „statisch-analog“ arbeitend angesehen werden kann. Der kleinste zulässige Widerstand R hängt von der Belastbarkeit des Lade-transistors ab. Leider machen die Hersteller dazu keine Angaben. Daher wurde von der Annahme ausgegangen, daß die Ausgangstransistoren von Anschluß 3 und 7 auf dem Chip annähernd gleiche Abmessungen haben und damit etwa die gleiche Verlustleistung vertragen. Die Gesamtverlustleistung des Schaltkreises darf dabei selbstverständlich nicht überschritten werden. Da der Ausgang 3 in der vorliegenden Anwendung jedoch nicht belastet ist, wurde für die maximale Verlustleistung des Entladetransistors ein Wert von etwa 250 mW angesetzt. Daraus ergibt sich ein minimaler Widerstand von $R = 150 \Omega$ für $R_L = \infty$. Die Schaltung teilt die Versorgungsspannung U_S entsprechend dem am Potentiometer eingestellten Teilerfaktor im Bereich von 5 V bis 15 V. Auf Grund des Widerstands R ist diese Schaltung abhängig von seiner Belastbarkeit kurzschlußfest. Für die Versorgung von Operationsverstärkern mit niedrigem Spannungsbedarf eignet sich die Schaltung nach Bild 4.2. Mit

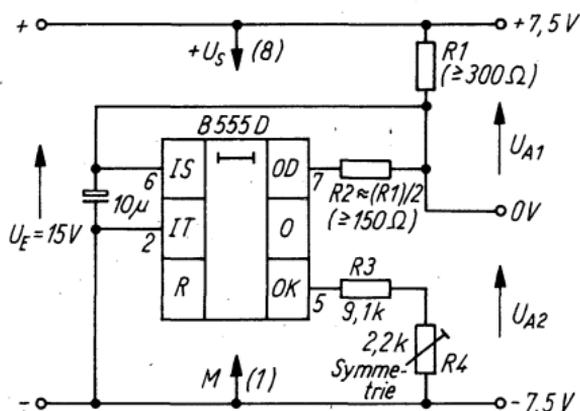


Bild 4.2
Symmetrische Spannungsquelle

dem Einstellwiderstand $R4$ kann die Gleichheit der Ausgangsspannungen eingestellt werden. Die Widerstände $R1$, $R2$ begrenzen den maximalen Strom im Falle eines Kurzschlusses einer der beiden Ausgangsspannungen beziehungsweise bei zu großer Strombelastung des OV-Anschlusses. Dabei ändern sich dann zwangsläufig die beiden Ausgangsspannungen.

4.2. Sinus-Rechteckformer

Strenggenommen ist diese Bezeichnung nicht vollständig, denn die Schaltung nach Bild 4.3a formt aus jedem periodischen Eingangssignal eine Rechteckspannung, wenn dieses Signal die mit $R1$ und $R3$ beeinflussbare Mindestspannung überschreitet. Dabei ist es also gleichgültig, ob es sich um ein Dreieck-, ein Sägezahn- oder eben auch um ein Sinussignal handelt. Jeder Nulldurchgang in negativer Richtung ergibt eine positive Flanke, und jeder Nulldurchgang in positiver Richtung liefert eine negative Flanke am Ausgang. Die Arbeitspunkteinstellung für den Schwellwerteingang über $R2$ vom Kontrollspannungsanschluß 5 sorgt dafür, daß der Nullpunkt mit dem arithmetischen Mittelwert der angelegten Eingangsspannung übereinstimmt, d. h., daß bei sinusförmiger Ausgangsspannung eine mäanderförmige Ausgangsspannung entsteht, siehe Bild 4.3b. Der Spitzenwert der Spannung am Schwellwerteingang darf den Wert von $U_S/3$ nicht überschreiten. Bei höheren Eingangsspannungswerten ist $R1$ notwendig. Er wird entsprechend Gl. (20) dimensioniert:

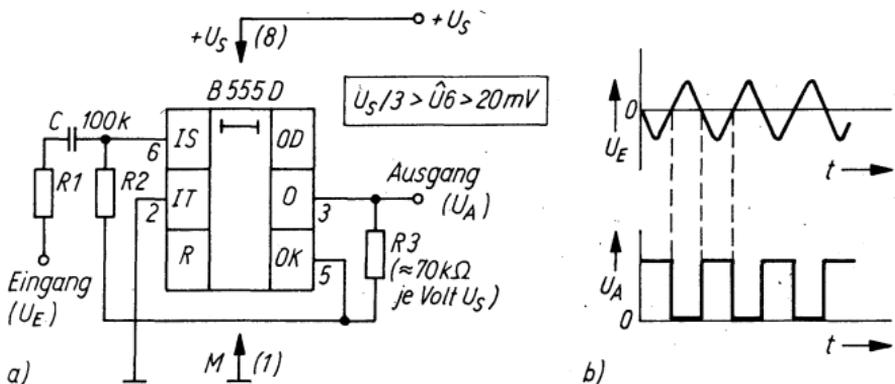


Bild 4.3 Sinus-Rechteckformer: a — Stromlaufplan, b — Impulsbild

$$R1 = R2 \left(\frac{U_S}{3 U_E} - 1 \right). \quad (20)$$

Der Kondensator C berechnet sich bei der unteren Frequenzgrenze zu

$$C = \frac{1}{2 \pi \cdot f_u (R1 + R2)}. \quad (21)$$

Der Widerstand $R3$ bestimmt die Hysterese (vgl. Abschnitt 3.), bei zu großem $R3$ ergeben sich mehrfache Flanken; die Schaltung schwingt im Bereich um den Nullpunkt.

4.3. Impulsformer mit Frequenzverdopplung

Der Impulsformer nach Bild 4.4 formt negative Nadelimpulse aus jeder Schaltflanke am Eingang, gleichgültig, ob diese positiv oder negativ gerichtet ist. Er verdoppelt damit die Eingangsfrequenz. Das Eingangssignal wird über $C1$ und $R1//R2$ differenziert. Die positiven Schaltflanken ergeben über den Schwellwerteingang 6 einen negativen Ausgangsimpuls. Die negativen Schaltflanken bewirken über den Reseteingang 4 das gleiche, also ebenfalls einen negativen Ausgangsimpuls. Das ergibt sich aus der unterschiedlichen Wirkrichtung der beiden Eingänge bezüglich Ausgangsreaktion. Beide Eingänge sind zu diesem Zweck zusammengeschaltet und liegen außerdem zum

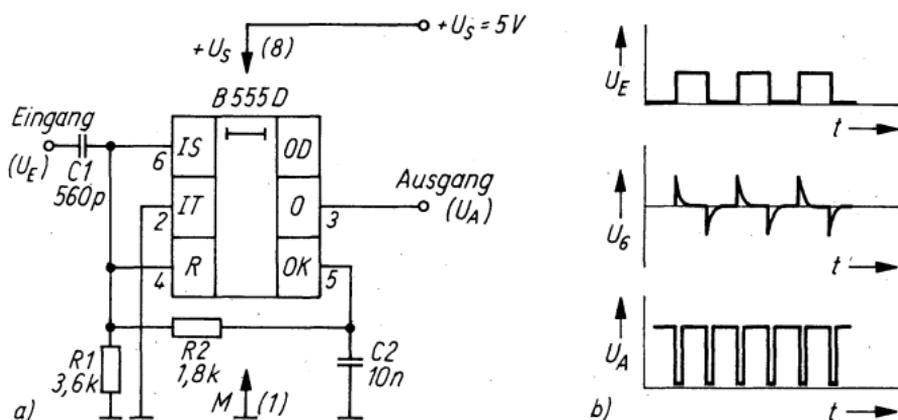


Bild 4.4 Frequenzverdoppler: a — Stromlaufplan, b — Impulsbild

Erhöhen der Empfindlichkeit über dem Spannungsteiler $R1$, $R2$ an einem Teil der dadurch gleichfalls mit $R1 + R2$ belasteten Kontrollspannung 5.

4.4. Rechteckformer

Eine der vielleicht interessantesten Einsatzmöglichkeiten für den $B555D$ beschreibt die Schaltung nach Bild 4.5. Sie entstand bei den umfangreichen Untersuchungen zu dieser Broschüre. Die Schaltung formt aus negativen Nadelimpulsen, z. B. gewonnen aus dem Impulsformer nach Abschnitt 4.3., mäanderförmige Rechtecksignale in einem weiten Frequenzbereich. Beide Schaltungen zusammen ergeben damit eine einfache Frequenzverdopplerschaltung, die sich beim Einsatz des $B556D$ (vgl. Abschnitt 10.) mit einem Schaltkreis realisieren läßt. Der Rechteckformer arbeitet wie folgt: Ohne Eingangssignal, d.h. bei Eingangspegel auf H, liegt Ausgang 3 auf L-Pegel. Das trifft auch auf den Schwellwerteingang 6 zu, der über $R2$ und $R3$ am Ausgang 3 liegt. $C2$ ist dabei entladen. Ein negativer Nadelimpuls am Eingang 2 ändert diese Verhältnisse, denn er schaltet den Ausgang auf H-Pegel. Dadurch lädt sich über $R3$ der Kondensator $C2$ auf, bis am Schwellwerteingang 6 die Kontrollspannung U_5 überschritten wird. In diesem Augenblick schaltet der Ausgang wieder auf L-Pegel zurück. Alle in der Zwischenzeit eingetroffenen weiteren Eingangsimpulse sind dabei wirkungslos. Bei periodischem Eingangssignal führt der nächste Impuls

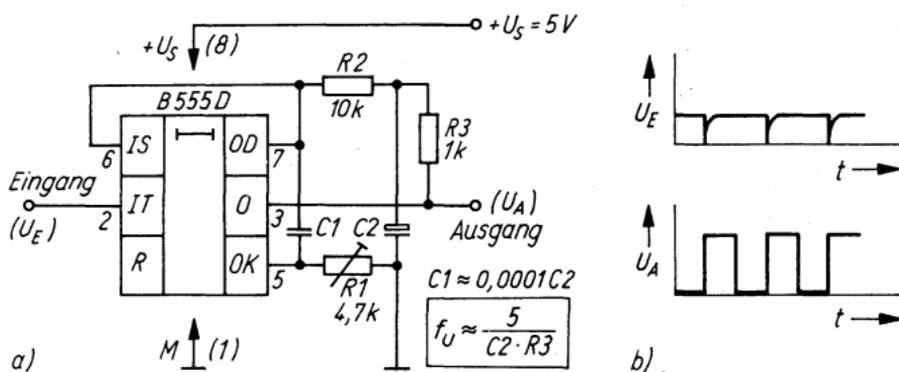


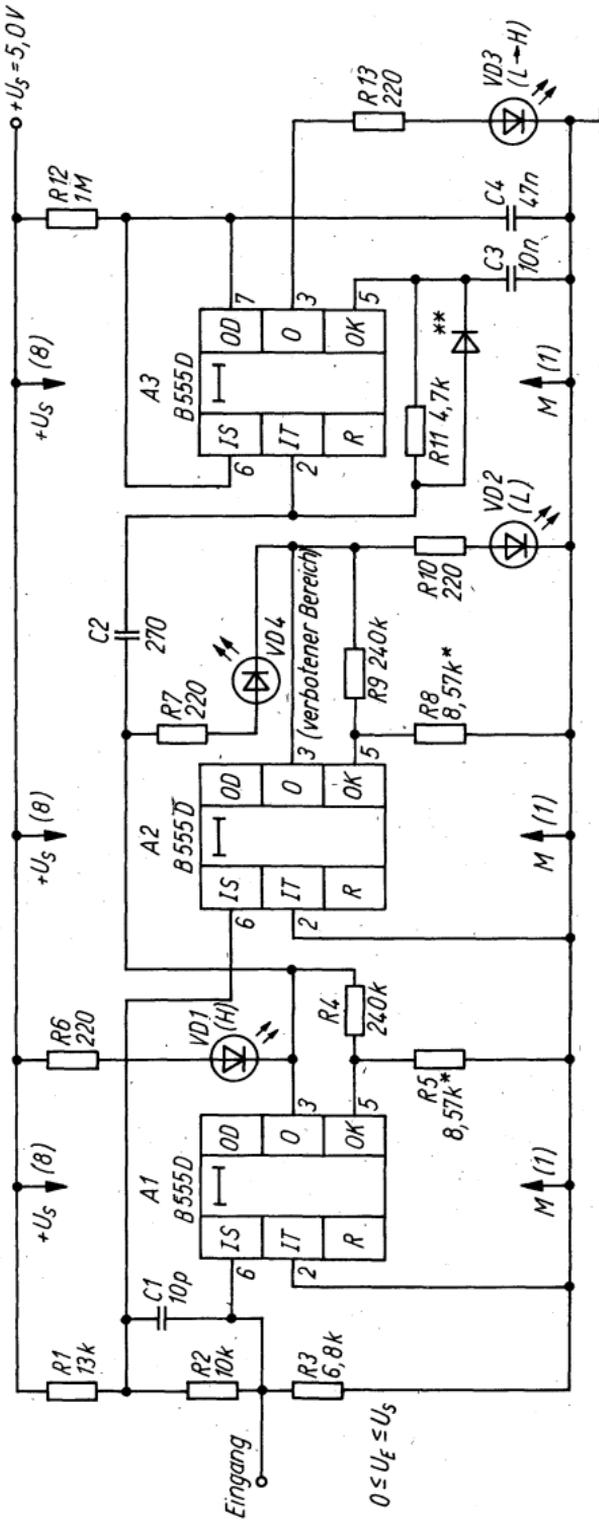
Bild 4.5 Rechteckformer: a — Stromlaufplan, b — Impulsbild

nach dem Zurückschalten wieder zum H-Impuls am Ausgang und beendet das Entladen von $C2$. Es stellt sich ein Gleichgewichtszustand zwischen Ladung und Entladung ein. Die Bauelemente $R3$ und $C2$ integrieren die Ausgangsspannung, geringfügig beeinflusst durch $R2$. Der Schwellwerteingang führt während der H-Phase die integrierte Ausgangsspannung, die dem arithmetischen Mittelwert des Ausgangssignals entspricht. Legt man nun die Kontrollspannung, die ja die Referenzspannung für den Komparator 2 ist, mit $R1$ auf den Wert des arithmetischen Mittelwerts einer Mäanderspannung am Ausgang fest, stellt sich der Gleichgewichtszustand auf diesen Wert ein. Mit anderen Worten, der Widerstand $R1$ gestattet den Abgleich des Impulsverhältnisses auf den Wert 2 (Mäander, gleich lange Zeiten für L und H, siehe Bild 4.5b). Die Rückführung über $C1$ vermindert Jittern der negativen Flanke. Sie wird ja durch die relativ kleinen Signalamplituden an $C2$ gesteuert und ist damit anfällig gegen die verschiedensten Störeinflüsse, u. a. auch gegenüber Rauschen. Der Kondensator $C2$ bestimmt die untere Frequenzgrenze. Niedriger liegende Eingangsfrequenzen ergeben Ausgangsspannungen mit geändertem Impulsverhältnis; die H-Zeit wird kürzer, bezogen auf die L-Zeit. Mit $R1$ eingestellte längere L-Zeiten bedeuten gleichzeitig größere Stabilität. Die Angaben für $C1$ und f_u in Bild 4.5a sind nur als Orientierungshilfe zu betrachten.

4.5. TTL-Prüfstift

Mit dem $B 555 D$ läßt sich ein Prüfstift für TTL-Pegel aufbauen, bei dem, im Gegensatz zu vielen in der Literatur beschriebenen Schaltungen mit gleichem Einsatzzweck, die Grenzen für L- bzw. H-Pegel am Ausgang eines TTL-Gatters genau erfaßt werden können. Außerhalb dieser Grenzen signalisiert der Prüfstift die Information „verbotener Bereich“. Diese Anzeige ergibt sich auch, wenn der Eingang des Prüfstifts offen ist.

(Viele Prüfstifte unterscheiden dagegen z. B. nicht zwischen H und offenem Eingang!) Bei Eingangsspannungen $U_e \leq 0,4 \text{ V}$ zeigt das Gerät L-Pegel an, bei Eingangsspannungen $U_e \geq 2,4 \text{ V}$ H-Pegel. Kurze Impulse am Eingang werden verlängert und damit für das Auge wahrnehmbar angezeigt. Die Kontrollspannung



) * kombinieren aus 8,2k 5% + 1k Stellwiderstand
) ** gegen zu hohe positive Spannung an 2 von A3

Bild 4.6 TTL-Prüfstift mit Anzeigen für H, L, verbotenen Bereich und Impulse

gen der beiden Komparatoren für L- und H-Pegel sind mit R_5 bzw. R_8 auf 2,4 V eingestellt. Der in Bild 4.6 eingetragene Wert für diese beiden Widerstände ist der Rechenwert. Er muß also u. U. später auf den jeweiligen Schaltkreis hin abgeglichen werden. Empfehlung: 8,2 k Ω 5% in Serie mit Stellwiderstand 1 k Ω . Der Komparator A1 wird direkt angesteuert. Eingangsspannungen $U_e \geq 2,4$ V lösen die an seinen Ausgang angeschlossene Leuchtdiode zur „H“-Anzeige aus. Der Komparator A2 bleibt dabei ständig auf L-Pegel. Er erreicht den H-Pegel und damit die „L“-Anzeige an Ausgang 3 erst, wenn die Eingangsspannung den Wert 0,4 V unterschreitet, so daß damit am Spannungsteiler R_1 , R_2 die Spannung von 2,4 V unterschritten wird. Läßt man den Eingang offen oder legt eine Spannung $0,4 < U_E < 2,4$ V an den Eingang, so schaltet A1 auf H, während A2 auf L kippt. Die Anzeige „verbotener Bereich“ erhält Spannung. Mit dem Monoflop A3 wird auch kurzzeitiges Überschreiten der 2,4-V-Grenze über den Komparator A1 zur HL-Flanke. Diese Flanke triggert das Monoflop, das sie damit auf etwa 50 ms verlängert. Dadurch läßt sie sich als Aufblitzen der Anzeige „L \rightarrow H“ erkennen.

4.6. Ablenkgenerator für Oszillografen

Zwischen etwa 1 μ s/cm und beliebig lange Ablenkzeiten (z. B. 10 s/cm oder 100 s/cm) erreicht man mit dem in Bild 4.7 dargestellten Stromlaufplan aus [5] nach Angaben des Verfassers. Auf Grund der beiden Operationsverstärker wird die Schaltung mit +12 V und -12 V gespeist. Der $B 555 D$ ist an die negative Seite mit Anschluß 8 an Null anzuschließen.

Der erste Operationsverstärker bildet einen Integrator, dessen Ausgangsspannung sich im eingeschwungenen Zustand von $-U_S/3$ aus linear bis zum Wert $-(2 U_S/3)$ ändert (vgl. Bild 4.8). Nun muß man umdenken, zum einen wegen der Richtung der Spannungen, zum anderen auf Grund der externen, potentialmäßig auf den Operationsverstärker bezogenen Art, den Integratorkondensator wieder zu entladen. Das bewirkt V1, bis der OPV-Ausgang erneut $-U_S/3$ angenommen hat.

Bild 4.9 zeigt die auf den $B 555 D$ zugeschnittenen Verhältnisse: Bezogen auf seinen Anschluß 1 heißt $-(2 U_S/3)$, daß an

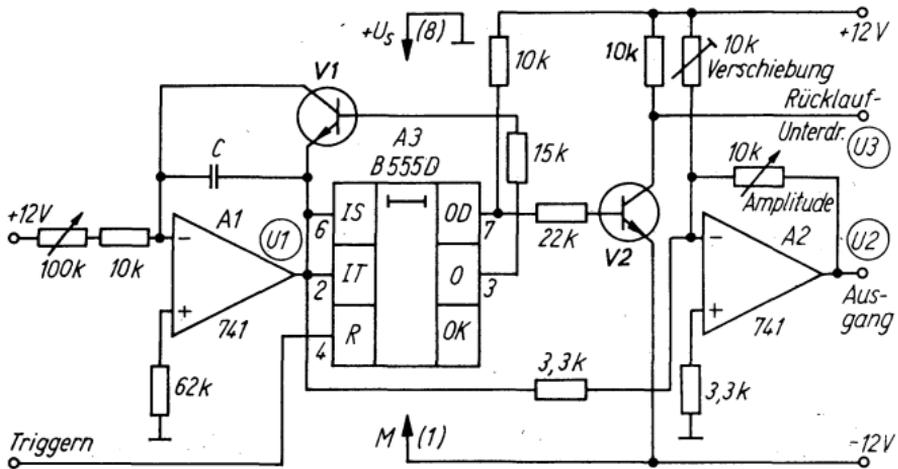


Bild 4.7 Ablenkgenerator mit B 555 D als Komparator

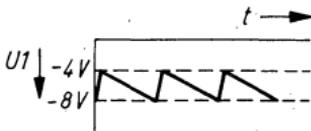


Bild 4.8
Spannungsverlauf an Punkt U1 von Bild 4.7

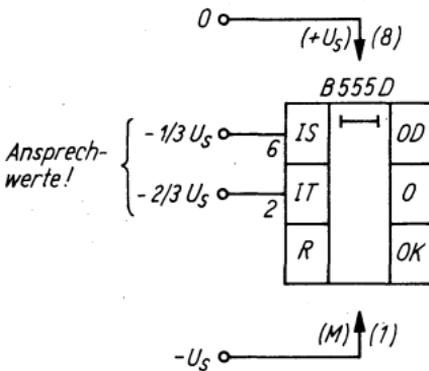


Bild 4.9
Zur Erläuterung der Funktion des B 555 D in der Schaltung nach Bild 4.7

den miteinander verbundenen Eingängen 2 und 6 eine gegen Anschluß 1 positive Spannung von $U_S/3$ steht, und bei $-U_S/3$ befinden sich beide gegenüber Anschluß 1 auf positivem Potential von $2 U_S/3$. In diesen Punkten entspricht der Text von [5] nicht den tatsächlichen Gegebenheiten und kann zu Unklarheiten führen. $-(2 U_S/3)$ am Integratorausgang bedeutet, der Triggerpunkt ist erreicht, Anschluß 2 wird aktiviert. Damit geht Ausgang 3 auf H (d. h. nahe an 0 V in dieser Schaltung) und öffnet V1 gegen das negative Potential des OPV-Ausgangs. Die Entladung läßt diesen Punkt schnell wieder auf den Wert $-U_S/3$

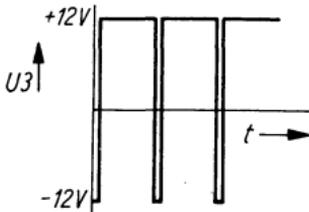


Bild 4.10
Spannungsverlauf an
Punkt U_3 von Bild 4.7

zurückkehren. Das ist aber in der „Positiv-Spannungsbetrachtung“ am $B 555 D$ das gegenüber Anschluß 1 um $2 U_S/3$ positivere Potential und damit der Schwellwert für Anschluß 6. Für den kurzen Zeitraum der Entladung von C ist auch der sonst zum Entladen benutzte Ausgang 7 des $B 555 D$ auf H, so daß damit V_2 geöffnet werden kann. Dazu nutzt man den externen Widerstand von $10 \text{ k}\Omega$ zwischen $+12 \text{ V}$ und der Basis von V_2 , denn Anschluß 7 hat ja einen offenen Kollektor. Der am Kollektor von V_2 auftretende negative Impuls wird zum Dunkeltasten des Rücklaufs benutzt (vgl. Bild 4.10).

Aus dem für die weitere Verarbeitung nicht sehr günstigen Potentialbereich am Ausgang des ersten OPV gewinnt man mit einem invertierenden Summierer mit einstellbarer Verstärkung einen zu Null positiv liegenden Sägezahn gemäß Bild 4.11. Der Konstantspannungsanteil läßt sich den Erfordernissen anpassen, so daß z. B. auch eine zur Nulllinie symmetrische Kippspannung gewonnen werden kann.

In Bild 4.7 wurden alle für die Erläuterung unwesentlichen Details weggelassen, z. B. die übrige OPV-Beschaltung. Schließlich sei noch auf die Triggermöglichkeit über Anschluß 4 des $B 555 D$ hingewiesen, die ebenfalls nur angedeutet worden ist (Triggerbezugspunkt: -12 V). Damit der $B 555 D$ sperrt, muß man bekanntlich das Potential an Anschluß 4 auf weniger als $0,4 \text{ V}$ gegenüber Anschluß 1 absenken. Eine Gefahr bei dieser Schaltung dürfte allerdings mit der Laufzeit im $B 555 D$ dadurch gegeben sein, daß bei kleinen Integrationskondensatoren das Entladen über den Schwellwert von 6 hinaus fortgesetzt wird, bevor der Transistor wieder sperrt. Das könnte durch bewußtes Verlangsamten des Entladevorgangs durch einen Widerstand im Kollektorkreis verhindert werden.



Bild 4.11
Spannungsverlauf an
Punkt U_2 von Bild 4.7

5. Anwendungen des Flip-Flop-Teils

Auf Grund der besonderen Struktur des *B 555 D* sind die folgenden Einsatzmöglichkeiten entweder nur mit weniger günstigen Eigenschaften oder gar nicht durch ein herkömmliches Flip-Flop etwa aus zwei TTL-NAND-Gattern zu realisieren. Das ergibt sich aus den Effekten, die die unterschiedliche Benutzung der drei Eingänge und der beiden Ausgänge des *B 555 D* bringt. Man denke dabei z. B. an Eingang 4, über den die Weitergabe aller anderen anliegenden Informationen gesperrt werden kann! Es ist auch auf die recht hochempfindlichen Eingänge zurückzuführen, wodurch z. B. der unmittelbare Anschluß von Sensoren mit kleinen Signalpegeln ohne weitere aktive Bauelemente möglich wird. Mit den *B 555 D* lassen sich unterschiedliche Logikfunktionen realisieren, sowohl für kombinatorische wie für sequentielle Verknüpfungen. Zu den im folgenden vorgestellten Schaltungsvorschlägen zählen also sowohl solche, wie auch andere ohne Speicherverhalten. Man kann beispielsweise nicht nur Tasten entprellen, gegenseitig elektronisch auslösen oder verriegeln (bistabiles Verhalten), sondern u. a. auch mit Pegelsteuerung dafür sorgen, daß einem Objekt nur eindeutige Steuerbefehle zugeführt werden — etwa einem Motor nur der Befehl Rechtsdrehen oder Linksdrehen, aber nicht versehentlich beides gleichzeitig. Daraus wird deutlich, welche manchmal doch erhebliche Bedeutung einer solchen „Hilfsschaltung“ zukommen kann.

Bestimmte Einsatzfälle des *B 555 D* können nicht immer den zugehörigen Abschnitten zugeordnet werden, wie u. a. die bistabile Variante des Netzspannungsschalters (siehe Bild 6.4c) zeigt, der besser in Abschnitt 6. paßt.

5.1. Prellfreie Taste

Die einfachste Funktion stellt eine prellfreie Taste bzw. einen prellfreien Schalter nach Bild 5.1 dar. Solange S den Reseteingang 4 an Masse legt, bleiben die beiden Ausgänge auf L-Pegel.

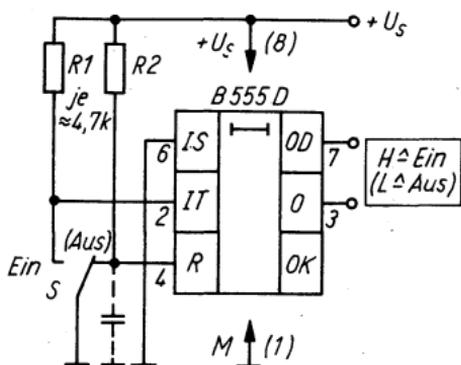


Bild 5.1
Prellfreie Taste mit B 555 D

Dieser Zustand sollte dem Betriebsfall „Aus“ entsprechen, da jetzt selbst über eingekoppelte Störspannungen am Triggereingang nicht eingeschaltet werden kann. Schaltet S den Triggereingang 2 auf Masse, erscheint am Ausgang 3 H-Pegel, während Ausgang 7 gesperrt wird. Dieser H-Pegel an Ausgang 3 soll dem Betriebsfall „Ein“ entsprechen. Eingekoppelte Störspannungen am Reseteingang 4 könnten diesen Zustand kurzzeitig unterbrechen. Ein Kondensator C, im Bild gestrichelt dargestellt, vermindert die Störanfälligkeit bedeutend.

5.2. Prellfreie Tasten mit elektronischer Verriegelung

Prellfreie gegenseitig verriegelte Tasten sind erforderlich, wenn das gleichzeitige Drücken mehrerer Tasten zu Fehlfunktionen führen kann. Bild 5.2 zeigt eine Ausführung für zwei Tasten bzw. Schalter. In Abschnitt 3. wurde bereits gezeigt, daß der Ausgang auf L-Pegel gehalten werden kann, wenn der Schwellwerteingang 6 auf H-Pegel liegt. Über diesen Eingang läßt sich also die Tastenfunktion sperren. Zur Erläuterung sei S1 eingeschaltet. Das ergibt H-Pegel am Ausgang 3 von A1 ($H \triangleq \text{Ein}$). Auf Grund der Beschaltung mit R5 am Ausgang 7 führt auch dieser Ausgang H-Pegel. Dadurch ergibt der angeschlossene Schwellwerteingang 6 von Schaltkreis A2 am Ausgang von A2 immer L-Pegel ($L \triangleq \text{Aus}$), gleichgültig, ob S2 jetzt eingeschaltet wird oder nicht. Die zuerst gedrückte Schalterfunktion bleibt erhalten. Erst nach Ausschalten von S1 läßt sich der Ausgang von A2 mit S2 auf H-Pegel schalten. Wie diese Sperrfunktion auf mehrere Tasten erweitert werden kann, zeigt Bild 5.3 am

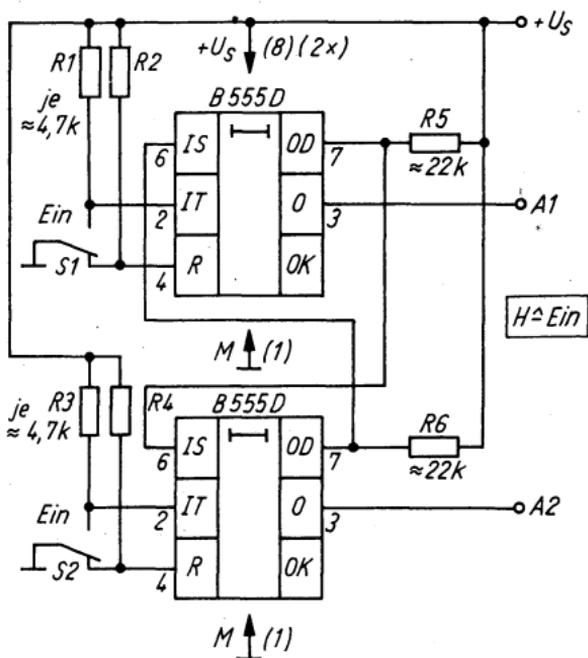


Bild 5.2

Zwei sich gegenseitig verriegelnde prellfreie Tasten
(A1: oberer 555)

Beispiel für 3 Tasten. Der zum Sperren benutzte Eingang 6 wird über Dioden mit den Ausgängen der anderen Schaltkreise verknüpft. Für n Tasten empfehlen sich dazu Mehrfachdioden mit jeweils $n-1$ Elementen. Wird Schalter S2 nun z. B. eingeschaltet, so daß sein Eingang 2 auf L liegt, ergibt sich an den Ausgängen von A2 H-Pegel, sofern kein H von einem der anderen Schaltkreise an seinem Eingang 6 liegt. Zusätzliches Schalten z. B. über S1 gelingt nicht, weil jetzt von Ausgang 7 des Schaltkreises A2 Eingang 6 von Schaltkreis A1 (und Schaltkreis A3) auf H gehalten wird. Das erzwingt auch weiterhin L an den Ausgängen von A1 und A3. Soll S1 wirksam werden, muß man also vorher S2 auslösen. Da es sich wieder um rastende Tasten handelt, informiert die Tastenstellung über den Augenblickszustand. Diese Information ist jedoch nicht mehr gegeben, wenn eine weitere Taste eingerastet wird. Es empfiehlt sich daher, an den jeweiligen Ausgang 3 – wenn das die weitere Verwendung von 3 zuläßt – eine Leuchtdiode anzuschließen. Wegen $H \triangleq \text{Ein}$ muß sie über einen Vorwiderstand an Masse gelegt werden. Am günstigsten sind rote Leuchtdioden vom Typ VQA 15. Sie benötigen maximal 1,8 V bei 20 mA Flußstrom, leuchten jedoch für viele Anwendungen bereits mit 5 mA ausreichend hell. Man kann dann mit $U_F < 1,6 \text{ V}$ rechnen.

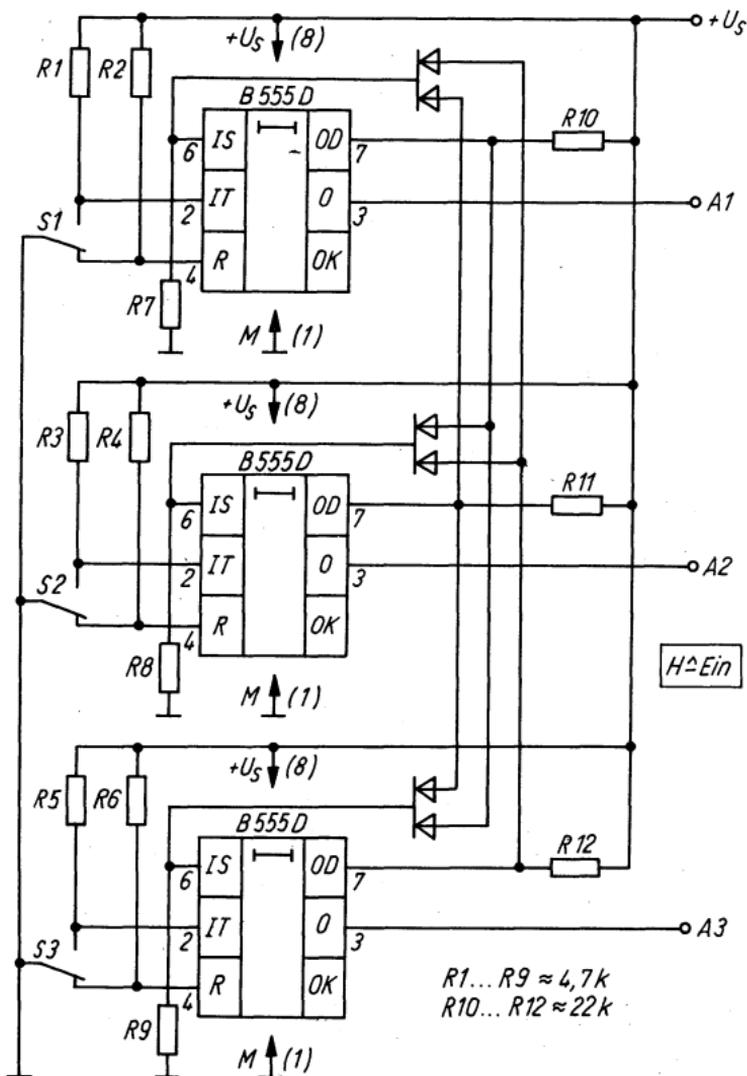


Bild 5.3 Erweitern der Sperrfunktion auf mehr als zwei Tasten (Reihenfolge A1 bis A3 von oben nach unten)

5.3. Tasten mit gegenseitiger Auslösung

Während in den vorangegangenen Abschnitten rastende Tasten notwendig waren, folgen jetzt Beispiele mit nichtrastenden Tasten. Nicht das Blockieren aller anderen Tasten ist nun das Ziel, sondern jedes neue Betätigen soll von der Schaltung angenommen werden. Jede Taste schaltet den angeschlossenen Schaltkreis auf „Ein“ und alle anderen auf „Aus“. Bild 5.4

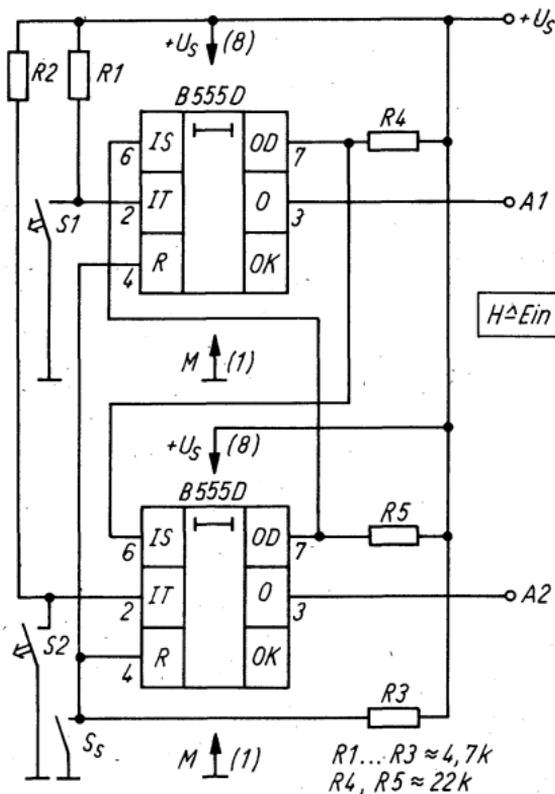


Bild 5.4
Zwei sich gegenseitig
auslösende prellfreie
Tasten
(A1: oberer 555)

zeigt zwei Tasten, die sich gegenseitig auslösen. Schließt man Taste S1, so schaltet A1 an Ausgang 3 auf H-Pegel. Der gleiche Pegel ergibt sich an Ausgang 7, da von diesem wieder ein Widerstand nach Plus liegt. Dieses H gelangt über den Schwellwerteingang 6 an A2 und schaltet dessen Ausgänge auf L-Pegel. Wird bei geschlossener Taste S1 anschließend noch S2 gedrückt, ändert das nichts an dem vorangegangenen Zustand der Ausgänge; A1 bleibt auf H-, A2 auf L-Pegel. Die zuerst gedrückte Taste hat also Vorrang. Erst nach Loslassen kann über die andere geschaltet werden. Über den zusätzlichen Schalter S_S läßt sich die gesamte Tastatur sperren: L an 4 erzwingt L an allen Ausgängen. Analog zu Bild 5.3 zeigt Bild 5.5 die gegenseitige Auslösung mehrerer Tasten am Beispiel mit 3 Tasten. Auch diese Tastatur ist mit einer Sperrmöglichkeit versehen. Bezüglich der Zustandsinformation gelten die Hinweise in Abschnitt 5.2. Sie ist bei nichtrastenden Tasten von noch größerer Bedeutung als bei den rastenden Tasten nach Abschnitt 5.2.

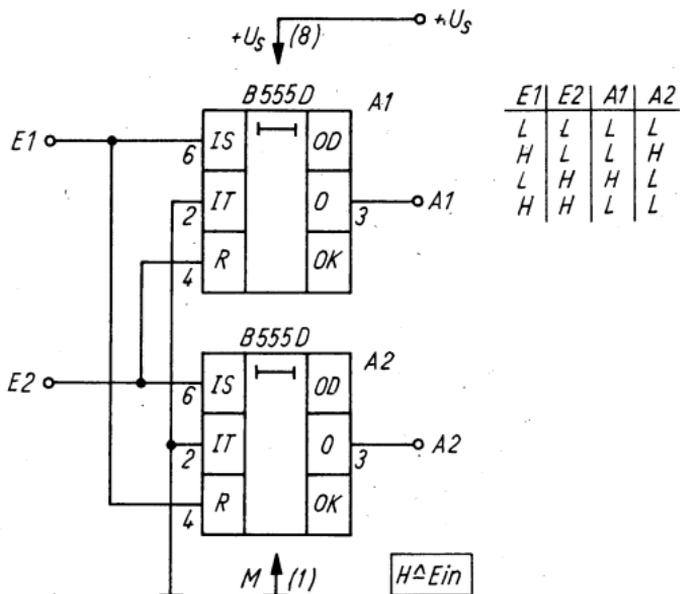


Bild 5.6 Gegenseitiges Verriegeln von zwei Steuerleitungen, invertierende Variante (mit Wahrheitstabelle)

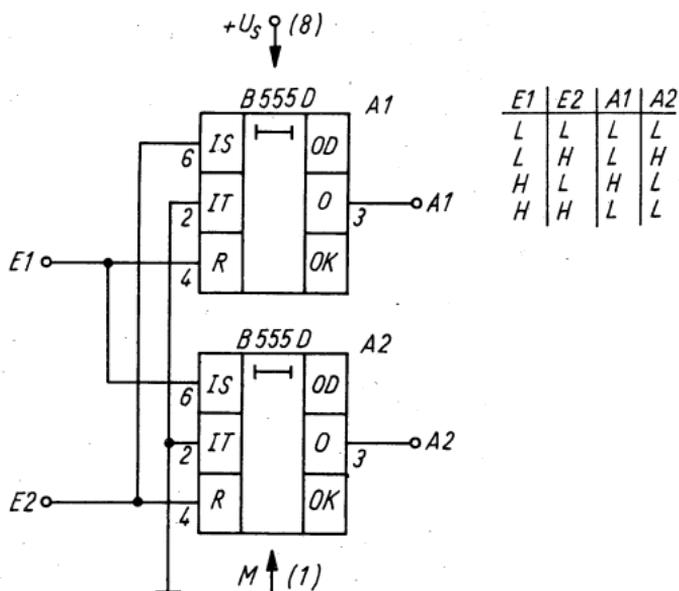


Bild 5.7 Gegenseitiges Verriegeln von zwei Steuerleitungen ohne Invertierung (mit Wahrheitstabelle)

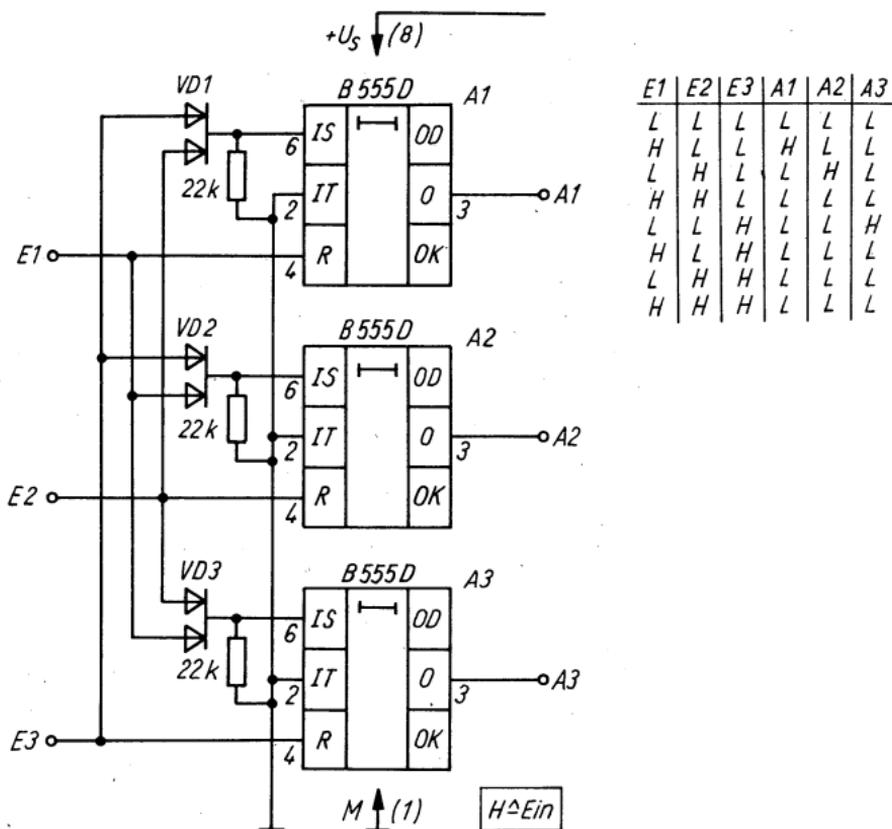


Bild 5.8 Erweitern der Verriegelung auf mehr als zwei Leitungen (mit Wahrheitstabelle)

tiert, d. h., ein L-Pegel am Eingang führt zum H-Pegel am Ausgang, der der „Ein“-Funktion entspricht. Der Verriegelungsbefehl ist, im Gegensatz zu den Beispielen in Abschnitt 5.2. und Abschnitt 5.3., aus den Eingangssignalen abgeleitet und führt jeweils auf den Reseteingang. Die Sperrfunktion wirkt auf diese Weise sofort und nicht erst nach der Laufzeit durch den Schaltkreis. Vertauscht man die beiden Eingänge, so ergibt sich die Schaltung nach Bild 5.7. Bei dieser werden die Eingangssignale nicht invertiert.

Sollen mehrere Signalleitungen gegenseitig verriegelt werden, müssen die Eingangssignale für die Sperrfunktion über Dioden verknüpft sein. Bild 5.8 zeigt ein Beispiel für 3 Leitungen. Auch dabei ergibt Eingangspegel H die „Ein“-Funktion an den Ausgängen, d. h., es wird nicht invertiert. Solange nur ein Eingang H-Pegel erhält, gelangt die Information ungestört an den be-

treffenden Ausgang. Schaltet ein weiterer Eingang ebenfalls auf H-Pegel, so werden alle Ausgänge auf L-Pegel geschaltet, d. h., sämtliche Eingangsinformationen sind gesperrt, wenn mehr als eine Steuerleitung aktiviert ist.

In Bild 5.6 bis Bild 5.8 ist die für TTL-Anwendungen bereits in Abschnitt 3. gegebene Empfehlung zum Absenken der Kontrollspannung mit einem externen Widerstand zwischen Anschluß 5 und Masse nicht enthalten. Wegen der Diodenflußspannung von VD1 bis VD3 ist diese Maßnahme jedoch bei der Schaltung nach Bild 5.8 besonders wichtig.

5.5. Lichtgesteuerter Ein-Aus-Schalter

Die beiden Fotowiderstände in der Schaltung nach Bild 5.9 dürfen im Ruhezustand der Schaltung nicht dem Licht ausgesetzt sein. Dann hält der Spannungsteiler die miteinander verbundenen Eingänge 2 und 6 auf etwa $U/2$ – zu wenig für 6 und zu viel für 2. Der Ausgang (3) befindet sich damit in der vom letzten Schaltvorgang her bestimmten Lage. Fällt auf einen der beiden Fotowiderstände genügend Licht ($R_F < 100 \text{ k}\Omega$, bei dieser Dimensionierung reicht bereits eine geringe Helligkeit), so richtet sich das Verhalten des Ausgangs nach der Seite, auf der dieser Fotowiderstand liegt. Beide gleichzeitig dürfen allerdings nicht niederohmig werden. Lag Ausgang 3 z. B. auf H und wird der obere ausreichend beleuchtet, so daß Eingang 6 eine Spannung von wenigstens $2 U_S/3$ erhält, dann schaltet der Ausgang zurück auf L. War er bereits dort, geschieht nichts. Umgekehrt geht

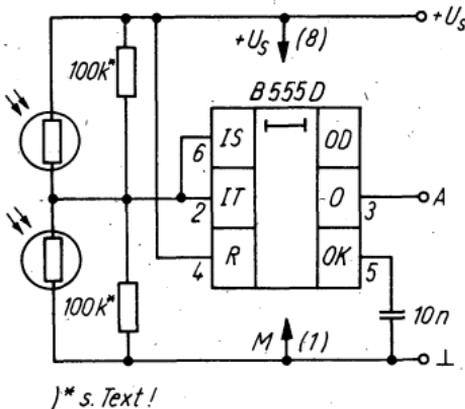


Bild 5.9
Lichtgesteuerter
Ein-Aus-Schalter

bzw. bleibt der Ausgang auf H, wenn der untere Fotowiderstand beleuchtet wird und dadurch eine Teilerspannung bewirkt, die den Wert $U_S/3$ unterschreitet. Die Schaltung ist einfach und kann dennoch sehr wirkungsvoll eingesetzt werden. In der Originalveröffentlichung [6] steuert die Einrichtung über einen Optokoppler einen Triac, der seinerseits wieder eine beliebige Last ein- und ausschaltet. Der nächstliegende Einsatzfall besteht in schon oft benutzten Fernschalten einer Beleuchtung in einem dunklen Raum über den Lichtstrahl einer gut bündelnden Taschenlampe. Man kann sich auch vorstellen, daß der eine Fotowiderstand von einem Kfz-Scheinwerfer aktiviert wird und daß dann das Einschalten einer anderen Beleuchtung das vorher in Gang gesetzte Außenlicht automatisch wieder löscht. Hauptproblem bei all diesen Anwendungen bleibt das gegen Fremdlicht verdeckte Montieren der Fotowiderstände z. B. in schwarzen Pappröhrchen. Manchmal hilft auch das drastische Verringern der Werte der beiden Teilerwiderstände. Dann wird für das Ansprechen der Schaltung eine größere Lichtintensität erforderlich. Der beleuchtete Fotowiderstand muß ja stets mit seinem Widerstand in die Größenordnung des (identischen) Werts der beiden Teilerwiderstände kommen.

6. Monoflop-Anwendungen

Die Grundbeschaltung als monostabiler Multivibrator mit der Zeitkonstanten $t = 1,1RC$ für die H-Zeit des Ausgangs 3 ab Triggerzeitpunkt (L an 2) steht im Mittelpunkt der folgenden Anwendungsbeispiele. Solche Schaltungen werden meist mit dem Begriff Timer zusammengefaßt. Zahlreiche Einsatzmöglichkeiten haben Timer bei der zeitbegrenzten Beleuchtung, von der „Einschlaflampe“ bis zum 3-Minuten-Licht im Treppenhaus. Daß der *B 555 D* auf Grund seiner gegenüber in diskreter Technik oder auch mit anderen Schaltkreisen realisierten Timern vorteilhaften Eigenschaften dabei wesentlich größere Zeitspannen überbrücken kann, macht ihn für solche Aufgaben besonders attraktiv. Sein großer zulässiger Betriebsspannungsbereich und die innerhalb dieser Grenzwerte ausgezeichnete Reproduzierbarkeit der vorgegebenen Schaltzeit entheben von sonst nötigen Maßnahmen für das Stabilisieren der in jenen Schaltungen (leider) mit zeitbestimmenden Betriebsspannung. Schließlich läßt die hohe Strombelastbarkeit (bzw. -ergiebigkeit) des Ausgangs viele direkte Steuerungsausgaben zu (von der 25-mA-Kleinglühlampe bis zum Kleinmotor) bzw. vereinfacht das Auslösen größerer Wirkungen. So reicht der verfügbare Strom am Ausgang 3 ohne weiteres zum Steuern eines Leistungsschalttransistors. Damit braucht ein Timer für Wirkungen im Strombereich um 10 A außer dem *B 555 D* und zwei passiven Bauelementen nur noch einen geeigneten Schalttransistor, sofern dessen Stromverstärkung für diesen Anwendungsfall wenigstens den Wert 50 übersteigt. Da die Wirkrichtung der Aktivzeit festliegt (H am Ausgang), kommt dafür ein üblicher npn-Typ in Frage, etwa *KD 605* oder *KD 501*. Im folgenden werden neben einigen aus solchen Überlegungen entstandenen Anwendungsbeispielen noch weitere Monoflop-Applikationen vorgestellt, die zum Teil ganz andere Aufgaben erfüllen.

6.1. Betrachtungen zum Energiebedarf

Bei einer unteren Betriebsspannung von etwa 4,5 V und einer typischen Stromaufnahme von etwa 3 mA bei dieser Spannung läßt sich der *B 555 D* für viele Anwendungen durchaus als batteriebetriebener Timer verwenden. Allerdings bedingt der Ruhestrombedarf dabei neben kurzen Wirkzeiten einen Ausschalter. Das kann auch ein elektrischer Schalter sein. Wie sich aus solcher Überlegung mit einer an sich astabilen Schaltung ein ruhestromfreies Monoflop gewinnen läßt, wird u. a. in Abschnitt 7. beschrieben.

Bei Dauereinsatz muß man aus dem Netz speisen. Da viele Monoflopanwendungen einen großen Hub des Strombedarfs zwischen Wartezeit und Aktivzeit haben, darf auch der relativ große zulässige Speisespannungshub nicht zur Sorglosigkeit bei der Stromversorgungsschaltung führen. Man beachte, daß z. B. der für solche Schaltungen beliebte Klingeltransformator mit 6 V Ausgangsspannung bei Nennstrom an den Ladekondensator nicht nur die gewohnte $U_- = \sqrt{2} U_{\text{eff}}$ liefert. Auf Grund der hohen Leerlaufspannung können durchaus 16 V Gleichspannung entstehen. Dabei ist auch der zulässige Hub der Netzspannung zu berücksichtigen.

Schließlich kommt aber nicht jede Anwendung des *B 555 D* (und das nicht nur beim Monoflop) mit diesem Schaltkreistyp allein aus. Gerade das Zusammenspiel etwa mit TTL-Schaltkreisen oder auch dem Teilerschaltkreis *E 351 D* erfordert Überdenken der gesamten Stromversorgungsschaltung. Bei der Steuerung von Netzkreisen (eine gerade für Monoflopsteuerungen interessante Anwendungsgruppe) würde der *B 555 D* allein durchaus noch vernünftig über eine ökonomische Vorwiderstands-Z-Dioden-Kombination gespeist werden können, denn $3 \text{ mA} \cdot 220 \text{ V}$ ergeben nur 660 mW Richtwert für die auf die Weise auftretende Verlustleistung. (Eine Vollisolation nach außen ist dabei die wichtigste Voraussetzung für den Einsatz!)

Der Steuerstrombedarf von Thyristoren und Triacs liegt jedoch um eine Größenordnung höher. Das bringt nicht nur Bauelemente- und Energiebedarfs-, sondern auch thermische Probleme im Steuergerät, von möglichen speziellen Impulssteuerschaltungen abgesehen. So entsteht der Gerätetyp mit „gemischter Speisung“: Der Steuerstromkreis erhält aus einem kleinen

Transformator (*LL 30/10* genügt meist) eine ihm angepaßte niedrige Spannung von 6 bis 9 V bei möglichen Strömen um 100 mA. Er ist galvanisch mit dem Netzkreis verbunden, der die zu steuernden netzfesten Leistungsbaulemente und die Last enthält. Der Transformator ist hierbei also nicht Ausdruck einer Netztrennung, sondern die Sicherheitsforderungen lassen sich nur durch Vollisolation des gesamten Geräts realisieren. Das Beeinflussen von außen erfordert damit entweder ebenfalls vollisolierte Tasten oder im Steuergerät berührungssicher installierte Sensoren für Licht, Schall, Temperatur usw., je nach Aufgabenstellung. Der Netzkreis läßt sich vom Steuerkreis nur genügend sicher trennen, wenn man einen Optokoppler einsetzt. Für seinen zweckmäßigen Eingriff in den Leitungskreis gibt es eine Reihe von Lösungen. Eine davon sei den eigentlichen Anwendungsbeispielen vorangestellt, da man sie sinngemäß für viele von ihnen benutzen kann.

6.2. Potentialgetrennter Netzspannungsschalter

Diese Schaltung (Bild 6.1) stammt aus [2]. Sie wurde inzwischen noch etwas vereinfacht. Zu ihrer Funktion sei zunächst auf die Erläuterungen in der genannten Literaturstelle zurückgegriffen: Es handelt sich um einen Triac-Leistungsschalter, dessen zu-

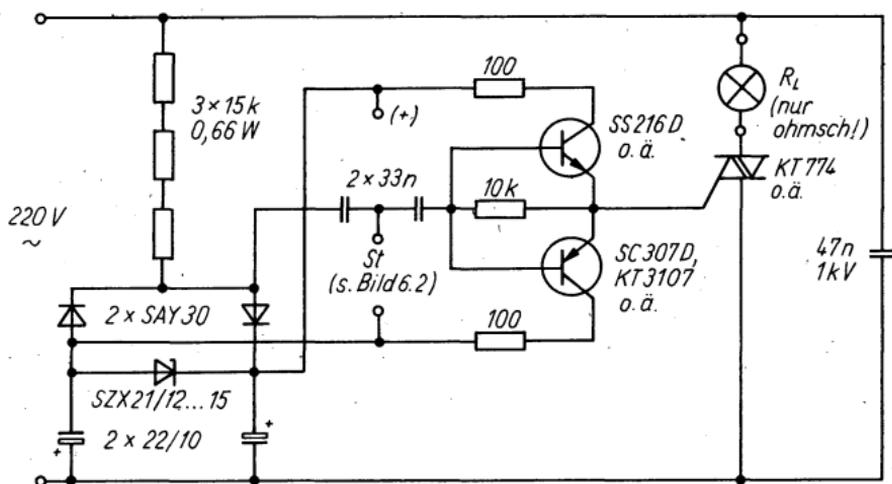


Bild 6.1 Steuerbarer Netzspannungsschalter mit Triac für ohmsche Lasten mit gegenüber [2] verringertem Aufwand

lässige Schaltleistung nur vom vorhandenen Triac-Typ bestimmt wird. Im Amateurbedarfshandel konnte man z. B. schon mehrfach den ČSSR-Typ *KT 774* erhalten. 600 V Sperrspannung und 6 A Dauerstrom sind seine typischen Werte. Der erforderliche Gatestrom beträgt höchstens 80 mA; im allgemeinen kommt man mit weniger als 50 mA aus. Der nötige Haltestrom wird mit maximal 50 mA angegeben. Der Nachteil von Triac-Schaltern mit üblichen Zündelementen liegt in den entstehenden Störungen, die sich z. B. im Lang- und Mittelwellenbereich bemerkbar machen. Je später innerhalb des Verlaufs der anliegenden Wechselfrequenz gezündet wird, um so größer sind sie, um so mehr Entstöraufwand muß also betrieben werden. Für Heizungssteuerungen u. ä. hat sich daher die Schwingpaketsteuerung mit Nullspannungsschalter durchgesetzt. Dabei wird zum Dosieren der umgesetzten Energie in Wärme je nach Umgebung jeweils für einige volle Netzschwingungen ein- und dann wieder ausgeschaltet. Auf dieses Randproblem von Zeitsteuerungen wird aus Platzgründen nicht eingegangen. Wichtiger, da auch für „einmalige“ Ein- und Ausschaltvorgänge von Bedeutung, ist der Nullspannungsschalter. Durch eine „Zusatzelektronik“ wird ja nach jedem Spannungsnulldurchgang periodisch der neu zu zündende Triac veranlaßt, das schon bei wenigen Volt augenblicklicher Netzspannung zu tun. Damit entsteht nur eine geringe Störenergie, deren Dämpfung erfahrungsgemäß einen oder zwei spannungsfeste Kondensatoren, jedoch keine zusätzliche Ring- oder Schalenkerndrossel erfordert. (Stabkernversionen wirken nämlich wiederum als „Sendeantennenstäbe“!)

Eine Schaltung nach Bild 6.1 erfüllt die gestellten Bedingungen in ausgezeichneter Weise. Selbst bei einem (für den benutzten Triac, in diesem Falle auf Kühlkörper montiert, gerade noch zulässigen) Anwendungsfall einer 1000-W-Heizersteuerung zündet der Triac im eingeschwungenen Zustand jeweils bereits bei nur etwa 2 V Netzspannung (Augenblickswert). Die günstigen Eigenschaften ergeben sich offensichtlich zum Teil auch durch die endliche Freiwerdezeit, die bei „Dauer-Ein“ das Neuzünden nach Nulldurchgang auf Grund noch vorhandener Ladungsträger unterstützt. Die nötige Zündenergie entstammt einer Steuerschaltung, die bei Netzennspannung nur etwa 1 W beansprucht. Durch das symmetrische Auslegen werden beide Halbwellen zum Speichern der Energie genutzt, und der Triac wird

über die „Gegentakt“-Schaltung zweier zueinander komplementärer Transistoren wechselweise mit positiven und mit negativen Impulsen gezündet, so daß für jede Halbwelle die jeweils günstigste Zündbedingung gegeben ist. Die hochohmige Spannungsquelle (im Beispiel drei 0,66-W-Widerstände zu je 15 k Ω in Serie) erlaubt den Einsatz billiger plastverkappter Halbleiterbauelemente (*SAY 30*, *SC 206* oder besser *SC 236*, *SC 306* o. ä.). Gegenüber den beiden „antiseriell“ geschalteten Z-Dioden (Kleinleistungstypen) nach [2] genügt gemäß Bild 6.1 eine, wenn man sie hinter den Gleichrichtern anbringt. So entstehen sowohl (in beiden Richtungen) die stabilisierten Betriebsspannungen (22 bis 47 μ F/10 V genügen als Speicher!) als auch die über Keramikkondensatoren differenzierte Steuerspannung für den „Quasi“-Nullspannungsschalter. Damit ist gleichzeitig der Eingriffspunkt für eine energiearme Ein-Aus-Steuerung vorbereitet, dem wichtigsten Detail für den Eingriff einer *B 555*-Zeitsteuerung. Gemäß Bild 6.2 wird der Koppelpunkt *St* durch einen weiteren billigen Miniplasttransistor gegen die negative (!) Betriebsspannung geschaltet, wenn der Transistor über etwa 100 bis 150 k Ω von Plus her Basisstrom erhält. Damit sperrt die Strecke auch die negativen Impulse zuverlässig. An die Basis dieses Transistors – wiederum gegen die negative Betriebsspannung – legt man die Kollektor-Basis-Strecke eines Optokopplers, z. B. vom *MB 101*, dessen Eingang von einer (sonst beliebig ausgelegten) Niederspannungs-Zeitsteuerschaltung angesteuert werden kann, also auch von einem *B 555 D*. Das Prinzip wurde an Lasten bis herab zu einer 15-W-Glühlampe erfolgreich angewendet. Man kann z. B. auch Beleuchtungsanlagen bis etwa 1000 W Gesamtleistung auf diese Weise steuern. Bei induktiven Lasten dagegen versagt die Schaltung wegen der auftretenden Phasenverschiebungen. Sie läßt sich jedoch zum Leistungs-

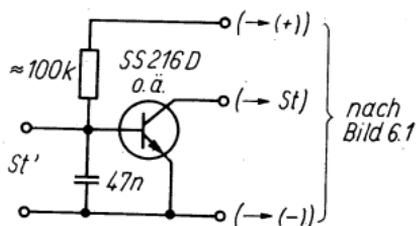


Bild 6.2
Einfachste Eingriffsmöglichkeit zum Steuern des Schalters nach Bild 6.1: Schalter wird aktiviert, wenn der Basisstrom des Steuertransistors gegen Minus abgeleitet wird, z. B. mit der Sekundärseite eines Optokopplers

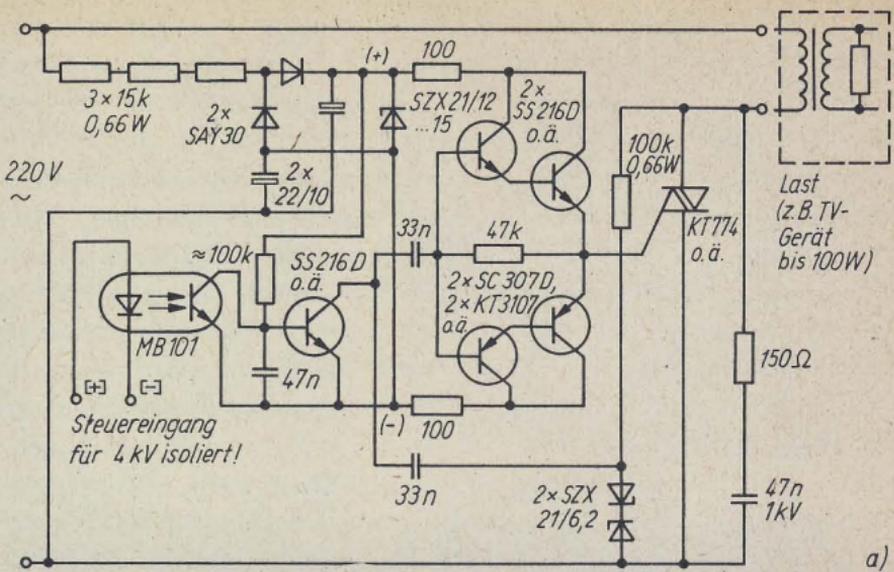
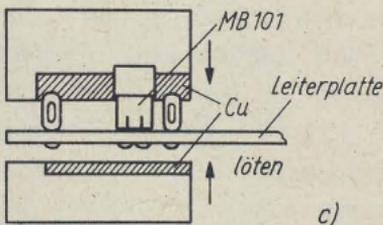


Bild 6.3. a — Vollständiger, potentialgetrennt über Optokoppler steuerbarer Netzspannungsschalter für Lasten mit induktivem Anteil (z. B. Fernsehempfänger), b — Versuchsleiterplatte zu a, c — Einzelheit „Abschotten“. Achtung Netzspannung — Bau nur für Sachkundige zulässig!



schalter für Lasten mit induktivem Anteil erweitern. Als praktische Anwendung wurde die in Bild 6.3 gezeigte, gegenüber Bild 6.1 erweiterte Schaltung mit einem Kofferfernsehgerät

K 67 erfolgreich erprobt. Es mußte erreicht werden, daß der Triac erst dann gezündet wird, wenn die Spannung am Triac selbst, die infolge des induktiven Anteils gegenüber der an den vorher steuernden Z-Dioden phasenverschoben ist, ihren Nulldurchgang hat. Dazu genügten zwei weitere antiseriell geschaltete Kleinleistungs-Z-Dioden und ein (möglichst hochohmiger) Vorwiderstand, der die Spannung am Triac abgreift. Da im „Aus“-Zustand dort jedoch Netzspannung liegt, mußte dieser Vorwiderstand im Interesse kleiner zusätzlicher Wärmeverlustleistung möglichst hochohmig sein. $100\text{ k}\Omega/0,66\text{ W}$ erwiesen sich als sinnvoll. Allerdings bedingt das für die einstufige Steuerschaltung Zündensatz erst bei etwa 10 bis 15 V Netzspannungs-Augenblickswert, was die Störungen erhöhte. Eine zweite Komplementärstufe gemäß Bild 6.3 verringerte die Zündpunkte wieder auf etwa 3 V. Damit erfüllt die Schaltung alle Ansprüche. Das *RC*-Glied über dem Triac erwies sich als nötig, um Unregelmäßigkeiten im Spannungsanstieg vor den Zündzeitpunkten zu unterdrücken. Die Schaltung läßt sich in Verbindung mit einem *B 555 D* und einem Optokoppler zum zeitbegrenzten Betrieb des Geräts (bei Kindersendungen bzw. für automatisches Abschalten bei Programmende) einsetzen. Wird die gesamte Schaltung berührungssicher verpackt, kann sie auch ohne Optokoppler benutzt werden. Dabei sind die Wirkrichtungen zu beachten. (H am *B 555 D* bedeutet, daß der Schalter eingeschaltet sein soll.) Zur sicheren Erprobung entstand für die Grundschaltung nach Bild 6.3a eine Leiterplatte (Bild 6.3b). In dieser Ausführung, also ohne Kühlmaßnahmen, erwies sich der Triac sowohl für ein Kofferfernsehgerät *K 67* als auch für einen Farbfernsehempfänger mit Schaltnetzteil und 100 W Leistungsaufnahme als zuverlässiger (auch fernsteuerbarer) Zeit- bzw. Ein- und Ausschalter. Auf der Leiterplatte befindet sich ein *MB 101* als Optokoppler. Dieser Typ bietet günstige Möglichkeiten zum sicheren Trennen des Steuerkreises vom Netzkreis schon von seiner Gestaltung her. Bild 6.3c enthält einen Vorschlag, wie die Leiterplatte innerhalb eines vollisolierenden Gehäuses gegen den Steuereingang so „abgeschottet“ werden kann, daß man ein Durchgreifen der Netzspannung auch bei auftretenden Fehlern nicht zu befürchten braucht. Allerdings darf diese Leiterplatte wegen des Netzpotentials nur vom Sachkundigen hergestellt und benutzt werden, und für diesen Leserkreis gelten damit auch die Empfehlungen

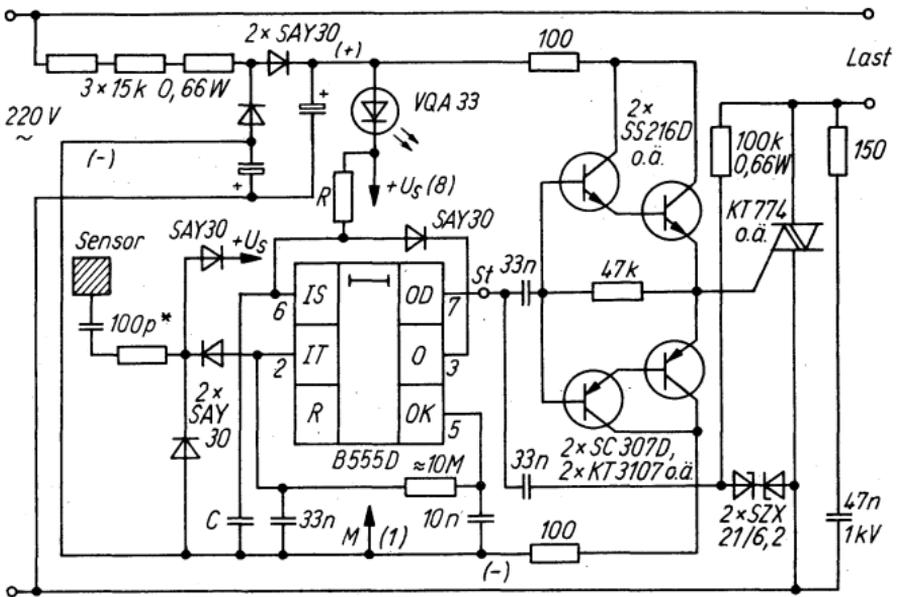
nach Bild 6.3c. Nur sie sind auch in der Lage, nach diesen Hinweisen ein insgesamt sicheres Gerät herzustellen!

Der Vorschlag des „Abschottens“ besteht in folgendem: Die im vollisolierten Gehäuse zuverlässig befestigte Leiterplatte (auch keine Metallschrauben nach außen!) hat auf der Optokopplerseite den Steuereingang. Er muß ja extern zugänglich sein. Erste Maßnahme der sicheren Trennung ist also eine Isolierfläche zwischen Netz- und Eingangskreis. 10 mm Kriechstrecke sind überall einzuhalten. Nun kann man die diesen Platz „umrahmende“ Leitung auf der Bauelementeseite mit Stecklötösen versehen und leiterseitig die Möglichkeit schaffen, zwei rechtwinklig aneinanderstoßende Stücke einseitig kupferkaschierten Halbzeuge senkrecht anzulöten (folienseitig Richtung Netz). Ein kleines Foliestückchen gestattet damit, über die Stoßstelle auf dieser Seite rechtwinklig übergreifend, die zuverlässige Montage dieser Schutzwand. Bauelementeseitig geht man analog vor. Nur ist dort der „Wandwinkel“ an den Stecklötösen zu befestigen. Es entsteht eine beidseits der Leiterplatte schützende Isolierkammer. Bei abgenommenem Deckel kann dann der Steuerkreis angeschlossen werden, auch über einen in der Gehäusewand befestigten Steckverbinder.

Ein Optokoppler als Mittler zum *B 555 D* oder anderen Steuerungsschaltungen mag im Aufwand nicht immer gerechtfertigt sein. An der Leiterplatte nach Bild 6.3 wurden daher die im folgenden vorgestellten direkten Einsatzmöglichkeiten für den *B 555 D* untersucht. Dazu gleich eine notwendige abgrenzende Bemerkung: Wiederum dürfen diese Schaltungen nur von Sachkundigen aufgebaut werden. Außerdem stellen sie Anwendungen des *B 555 D* dar, die eine gewisse Selektion erfordern. Das bezieht sich auf die Stromaufnahme des benutzten Exemplars. Damit haben diese Anregungen „individuellen“ Charakter. Am besten geeignet ist der Schaltkreis mit der kleinsten Stromaufnahme. Vorliegende Exemplare erwiesen sich jedoch durchweg als geeignet. Sie beanspruchten bei einer Betriebsspannung von etwa 5,5 V, wie sie sich in dieser Schaltung einstellte, weniger als 2,5 mA. Das ermutigte später zu einem weiteren Schritt mit einem attraktiven Gebrauchswertanstieg, was die Anwendungsbreite dieser Applikation betrifft und über den noch berichtet werden soll. Bestechend an der Gesamtschaltung ist ja nach wie vor der geringe Energiebedarf. Weniger als 1 W Verlustleistung

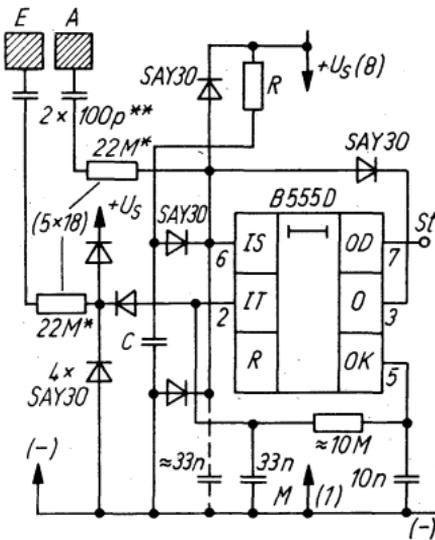
liegen praktisch in der gleichen Größenordnung wie der Betrieb aus einem Hilfstransformator. Und genau der wird gespart. Wenn man auf ihn erweitert, erreicht man allerdings worst-case“-Seriensicherheit. Dafür sei auf den weiter unten beschriebenen Langzeittimer verwiesen.

Da der *B 555 D* in der vorliegenden Anwendung zwischen Aktivphase und Ruhezustand einen nur geringen Stromaufnahmehub hat, bringt sein Einsatz einen zusätzlichen Vorteil: Die Z-Diode zum Stabilisieren wird eingespart. Das wäre in der Schaltung nach Bild 6.1 nicht möglich gewesen, da dort die Aussteuerbedingungen vom Anfangswert der verfügbaren Spannung (bzw. des Steuerstroms) abhängen. Solange die Z-Diode noch nicht leitet und sobald die Kondensatoren ihre mittlere „stationäre“ Spannung angenommen haben, steht der über die Vorwiderstände vom Netz her fließende Strom größtenteils für das Ansteuern der Transistoren zur Verfügung. Ein ohmscher Spannungsteiler dagegen würde nur ein „Abbild“ der sinusförmigen Wechselspannung als Steuerstrom bieten. Da in Bild 6.3 im Interesse einwandfreien Betriebs auch von Lasten mit induktivem Anteil jedoch getrennt von der Versorgungsseite angesteuert wird, bestehen diese Einschränkungen bei dieser Schaltung nicht. Der *B 555 D* hat jedoch eine von der Betriebsspannung abhängige Stromaufnahme. Es erwies sich bei den vorliegenden Bedingungen darum als sinnvoll, ihn über eine gelbe Leuchtdiode (*VQA 33*) aus der zwischen Plus- und Minuszweig verfügbaren Gesamtspannung zu betreiben. Insgesamt erhält man dadurch bei der o. g. Stromaufnahme von $< 2,5$ mA optimale Bedingungen sowohl für den *B 555 D* als auch die erforderliche Energie zur Impulssteuerung. Daraus ergab sich die neue Gesamtschaltung nach Bild 6.4 für einen vom *B 555 D* direkt gesteuerten Nullspannungsschalter zum Betrieb ohmscher und gemischt ohmsch-induktiver Lasten. Der *B 555 D* liegt also mit seinem positiven Anschluß (8) an der positiven und mit dem negativen Anschluß (1) an der negativen Gesamtspannung. Die vorgeschaltete Leuchtdiode reduziert den positiven Pegel. Das hat keine ungünstigen Auswirkungen. Die von den beiden in Serie liegenden 33-nF-Keramikkondensatoren angesteuerte *Darlington*-Kombination für den Triac läßt sich vom *B 555 D* wiederum gegen Minus beeinflussen. Der Gegentaktausgang (3) ist dafür ungeeignet, da bei ihm stets einer der beiden Pfade leitet. Man kann ihn jedoch als Entlade-



)* spannungsfest
bis U_{max} "möglich"!

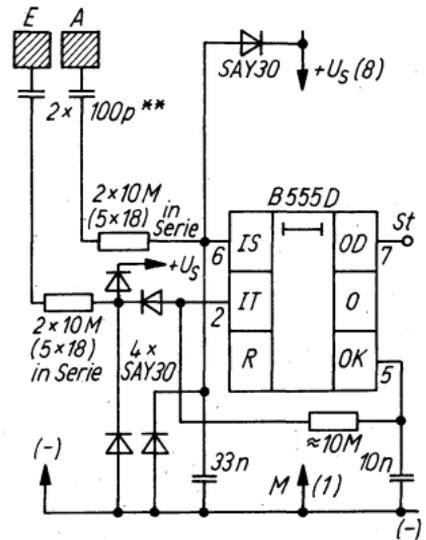
a) $T \approx 1,1 \cdot C \cdot R$; Reststrom von C: $I_R \lesssim \frac{U_S}{10R}$



)* besser 2x10M in Serie

** vgl. a)

b)



)** vgl. a)

c)

Bild 6.4 Mit B 555 D gesteuerter Sensornetzspannungsschalter nach Bild 6.3, wahlweise: a-monostabil, b-monostabil mit vorzeitiger Abschaltmöglichkeit, c-bistabil. Betriebsenergie des B 555 D liefert die transformatorlose Stromversorgung des Schalters. Nur geeignet für Schaltkreisexemplare mit kleinem Strombedarf, sonst kleinere Vorwiderstände bei wachsender Wärmeleistung nötig. Text und Hinweis bei Bild 6.3 beachten!

eingang nutzen. Umgekehrt eignet sich gerade der offene Kollektor von Ausgang 7 für das Ableiten der Steuerenergie nach Minuspotential. Im gesperrten Zustand bleibt die Spannung an ihm ungefährlich.

Über den Gegentaktausgang zu entladen erfordert den Einbau einer Diode. Anderenfalls führt H an 3 zur H an 6, was eine nicht nur für diese Anwendung unbrauchbare Verknüpfung darstellt.

Attraktiv wird die Steuerung des *B 555 D* erst durch die Möglichkeit, in Anschluß 2 äußerst hochohmig einzugreifen. Das Verkoppeln mit dem Netz ergibt einen sehr empfindlichen Eingang. In Anlehnung an bekannte Fernsensorsteuerungen kann man den *B 555 D* über $22\text{ M}\Omega$ (Baugröße 5×18) oder – sicherer – mit der Serienschaltung kleinerer Baugrößen entsprechenden Gesamtwiderstands triggern. Diese Methode ist bei sachgemäß angelegtem Eingang bezüglich Luft- und Kriechstrecken für den Benutzer gefahrlos. Zusätzlich zeigte sich, daß außerdem noch ein spannungsfester Kondensator als weitere Sicherheit mit dem Widerstand in Serie geschaltet werden kann. Dafür genügen bereits 100 pF . Direkt am Eingang 2 sind die auch sonst üblichen Schutzmaßnahmen gegen unzulässige Eingangsspannungen erforderlich. Außerdem ist ein kapazitiver Schutz gegen die Antennenwirkung der Sensorelemente notwendig, sonst wird die Schaltung ständig getriggert.

Auf Grund der dann nicht mehr ausreichenden Steuerenergie äußert sich das in flackerndem Licht, wenn eine Glühlampe als Indikator benutzt wird. Für die Beeinflussung z. B. eines Fernsehempfängers ist das ein völlig unzulässiger Betriebsfall! Im Versuchsaufbau erwiesen sich 33 nF als günstiger Wert. Bei dieser Beschaltung genügten noch immer 100 pF in Serie mit $22\text{ M}\Omega$, um die Schaltung durch Berühren mit dem Finger zu starten.

Da der *B 555 D* im vorliegenden Beispiel eine Kurzzeitsteuerung realisieren sollte, wird der Verbraucher nach der üblichen Zeit wieder abgeschaltet. Ganz stimmt das bei Bild 6.4b jedoch nicht mehr, und man kann dies sogar vorteilhaft zum Zeitverlängern nutzen. Das bewirkt die zwischen Kondensator und 6 eingefügte Diode. Sie ist allerdings erst nötig, wenn die Schaltung bei Bedarf auch vor Ablauf der Monoflopzeit abgeschaltet werden soll. Am Punkt 6, der über die funktionell hier nötige Diode mit

Anschluß 3 verbunden ist, entsteht eine sehr empfindliche Steuermöglichkeit. Dieser ebenfalls sehr hochohmige Eingang kann aber erst störungsfrei genutzt werden, wenn man den weiteren in Bild 6.4b eingezeichneten 33-nF-Kondensator einfügt. Auch dann genügt schon eine Koppelkapazität im unteren Piko-faradbereich zum Abschalten. Praktisches Beispiel: Schraubendreherspitze 3 mm vom Löt-punkt entfernt. „Antennen“ sind an diesem Anschluß ebenfalls sehr unerwünscht.

Diese Variante stellt ein interessantes Betätigungsfeld dar. Ein Ein-Aus-Schalter ohne Zeitglieder läßt sich z. B. dadurch realisieren, daß man das zeitbestimmende C wegläßt, ebenso den Ladewiderstand und die Kopplung zwischen 3 und 6. So entsteht eine bistabile Variante, die häufig wohl sogar als besser anzusehen ist, vgl. Bild 6.4c.

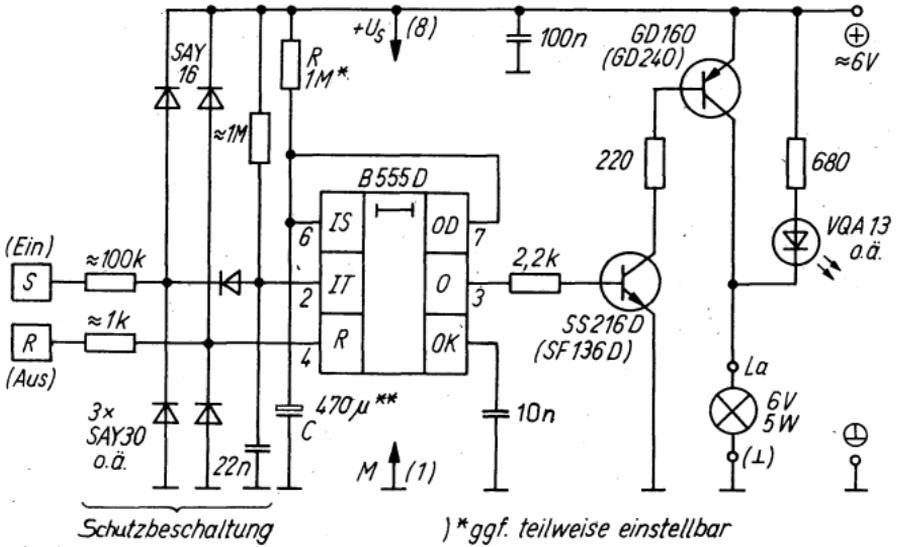
Als Zeitschalter kann der *B 555 D* für sich allein keine allzu großen Zeitspannen überbrücken. Auswahlkriterien für den Kondensator und für den bei Elektrolytkondensatoren je nach Qualität möglichen oberen Widerstandsgrenzwert werden an anderer Stelle dieser Broschüre diskutiert. Im Zusammenhang mit möglichen Langzeitsteuerungen sei dagegen auf Abschnitt 9. verwiesen, wo der *B 555 D* u. a. in Verbindung mit einem I²L-Teilerschaltkreis *E 351 D* benutzt wird.

Bei der wiederum einschränkenden Bedingung einer „Individual“-Schaltung ist es jedoch sogar möglich, einen *E 351 D* in die vorliegende transformatorlose Lösung einzubeziehen. Vorhandene Exemplare des *E 351 D* mit nur 1,7 mA Betriebsstrom bei 4,5 V Betriebsspannung (also unterster Grenzwert) lassen diese interessante Möglichkeit zu. Schließlich kann in Grenzfällen immer noch der Vorwiderstand im Gesamtwiderstand entsprechend verkleinert werden, wobei natürlich die steigende Verlustleistung zu berücksichtigen ist, deren resultierende Wärme aus dem Gerät abgeführt werden muß.

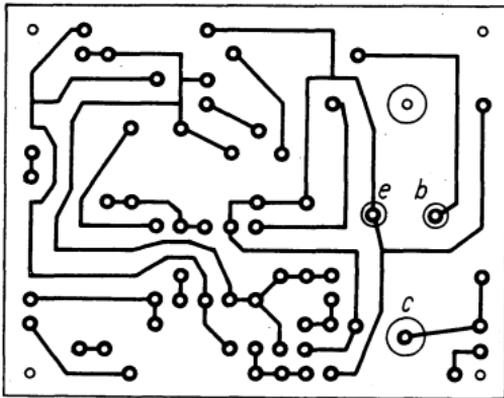
6.3. Niederspannungs-Zeitlampen

Zu solchen Lampen sollen Lichtquellen gerechnet werden, für die u. a. im Kinderzimmer Bedarf besteht, etwa als Einschlafhilfe.

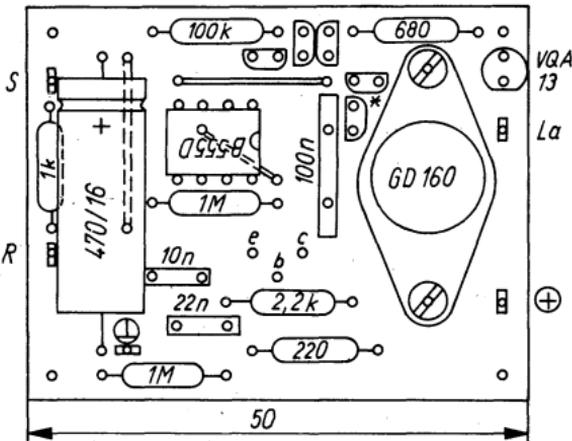
Bild 6.5a zeigt zunächst eine Lösung aus [7], die auf einer bereits



a)



b)



c)

*) SAY16 (2x)

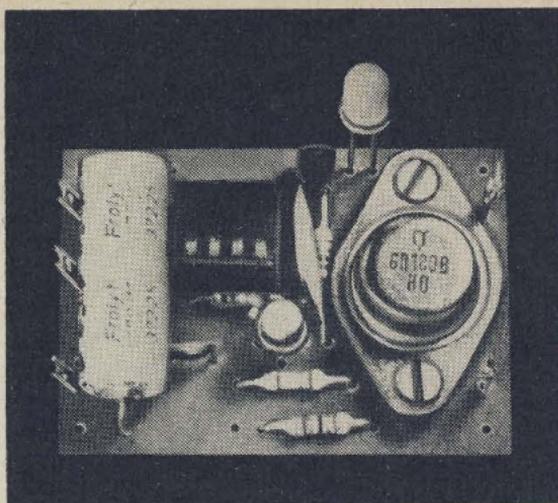


Bild 6.5 Niederspannungssensorlampe für zeitbegrenzte Beleuchtung und mit vorzeitiger Abschaltmöglichkeit mit *B 555 D* und preisgünstigem Germanium-Leistungstransistor: a — Stromlaufplan (Maßnahmen gegen eventuell an den Eingängen auftretende Störfelder bzw. höhere Spannungen ggf. auf Sensorplatte montieren), b — Leiterbild, c — Bestückungsplan. Betrieb aus 6-V/1-A-Klingeltransformator für Lampe 6 V/5 W (Graetz-Gleichrichter mit 2200 μ F/16 V, Leiterplatte dazu z. B. in [7]), d — Vormuster, noch ohne Schutzbeschaltung

vorhandenen Kleinspannungslampe ohne Zeitbegrenzung aufbaut. Es handelt sich dabei um eine Sensorlampe, die einen *D 100* als bistabilen Multivibrator enthielt. Ziel der Aufgabe war, die Leiterplatte aus [7] durch eine ebenfalls sensorgesteuerte zu ersetzen, die gleichzeitig eine Zeitbegrenzung enthält. An der Lösung ist der Einsatz eines preisgünstigen älteren Germaniumtransistors interessant. Als pnp-Typ benötigt er allerdings einen „Umkehr-Transistor“ der Zonenfolge npn. Das erhöht den Materialaufwand jedoch nur geringfügig. Als Netzteil für den Betrieb einer 6-V/5-W-Lampe kommt ein 6-V/1-A-Klingeltransformator mit 1-A-Brückengleichrichter und 2200- μ F/16-V-Lade-kondensator in Frage. Infolge der Grundlast durch Schaltkreis und Betriebsanzeige bleibt die „Dunkelspannung“ mit Sicherheit unter der maximal zulässigen Betriebsspannung des *B 555 D*. Statt der Leuchtdiode, die man räumlich der Einschaltfläche zuordnen sollte (um diese im Dunklen zu finden), kann auch eine

Kleinglühlampe eingesetzt werden. Sie läßt sich zwischen Plus und Ausgang 3 legen.

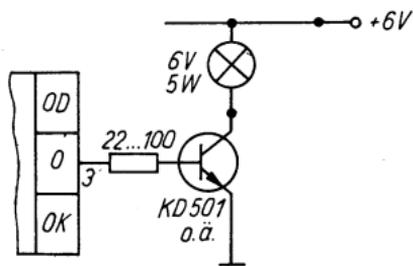
Hinweis: Selbstverständlich kann der Ausgang 3 des *B 555 D* mit maximal 200 mA belastet werden. Das sagt das Datenblatt aus. Nicht sofort zu erkennen ist jedoch, ob er dem zeitlich begrenzten Kaltstromstoß gewachsen wäre, den z. B. eine 100-mA-Glühlampe verursacht, wenn sie „hart“ an Betriebsspannung gelegt wird. Man bedenke im vorliegenden Betriebsfall, daß dieser Stromstoß, wenn die Hauptlampe einmal ausfällt und dann geschaltet wird, infolge der wesentlich höheren „Dankelspannung“ noch um einiges über dem liegt, der laut Faustformel mit 4- bis 8mal Nennstrom zu erwarten ist, wenn bereits dabei nur die Nennspannung vorhanden wäre. Eine Kleinglühlampe etwa des Typs 3,8 V/0,07 A dagegen, betreibt man sie mit einem genügend hohen Vorwiderstand (im vorliegenden Fall zwischen 68 und 82 Ω), stellt dreierlei sicher: Zum ersten leuchtet sie nur relativ schwach und kommt damit der gewünschten Funktion nach, lediglich die Einschaltfläche zu markieren, zum zweiten bleibt der Einschaltstromstoß mit Sicherheit unter 200 mA; und zum dritten lebt eine mit wesentlich geringer als der Nennleistung betriebene Lampe praktisch „ewig“. Man kann das aber auch mit einer Leuchtdiode erreichen.

Der eingangs geforderte Sensorbetrieb führt zu der Frage, inwieweit das vom *B 555 D* ohne Zusatzaufwand zugelassen wird. Das Datenblatt weist typisch $-0,5 \mu\text{A}$ Triggerstrom für das Starten aus. Das stellt zuverlässigen Start schon durch leichtes Antippen sicher, denn bereits bei einem Hautwiderstand von z. B. 200 k Ω reichen dann 100 mV Spannungsdifferenz. Gemäß Innenschaltung des *B 555 D* legt man beim Triggern die Basis eines pnp-Transistors (hier über den Hautwiderstand) an Masse. Die verfügbare Spannungsdifferenz übersteigt also die rechnerisch nötigen 100 mV erheblich, denn am Emitter dieses Transistors liegt eine wesentlich höhere Spannung. So wird auch verständlich, daß im allgemeinen bereits einpoliges Antippen zum Start genügt. Das liegt an den bei einer netzgespeisten Schaltung infolge der kapazitiven Verkopplung über den Transformator immer gegebenen Pfaden, über die sich solche „Mikroleistungsstromkreise“ schließen können. So gelingt unter Umständen auch einpoliges Rücksetzen am Reseteingang 4, der für diese Funktion einen wesentlich höheren typischen Strom nach Masse führt.

Um ein sicheres Schalten in beiden Wirkrichtungen zu erreichen, wurde aber weiterhin von den bereits in der Leuchte vorhandenen Doppelkontakten Gebrauch gemacht, von denen jeweils einer an Masse liegt. Man überbrückt beim Schalten diese Strecken mit dem Hautwiderstand der Fingerkuppe, was sich auch für Anschluß 4 als ausreichend erwies.

In der vorliegenden Dimensionierung erreicht die Lampe Hellzeiten von etwa 10 Minuten. Gegenüber dem Rechenwert von etwa 5 Minuten bei $470 \mu\text{F}$ Nennkapazität und $1 \text{ M}\Omega$ Ladewiderstand wird die Zeit hauptsächlich durch den real höher liegenden Kapazitätswert verlängert. Bei $1 \text{ M}\Omega$ und $2 U_S/3$ am Kondensator beträgt der Endwert des Ladestroms, wenn mit Nennspannung von 6 V gerechnet wird, nur noch $2 \mu\text{A}$. In dieser Größenordnung liegt aber auch noch der Leckstrom heute üblicher Elektrolytkondensatoren. Daher muß der vorgesehene Kondensator unbedingt vor seinem Einsatz einige Zeit an 4 V gemessen werden. Das benutzte Exemplar beispielsweise erreichte nach einigen Minuten einen Leckstrom von weniger als $1 \mu\text{A}$. Das wirkt sich auf die in einer bestimmten Zeit erreichte Ladespannung nahe $2 U/3$ so aus, als ob statt mit $1 \text{ M}\Omega$ mit $2 \text{ M}\Omega$ geladen werden würde. Damit ist der Wert $1 \text{ M}\Omega$ bereits eine obere Grenze, und die Zeitlampe erreicht so gerade die in sie gestellten Erwartungen. Bei ständigem Gebrauch sind so nicht mehr die an sich sehr kleinen Zeittoleranzen von Bedeutung, die der *B 555 D* bringt, sondern die Güte des Elektrolytkondensators bestimmt den möglichen Zeitfehler. Wenn möglich, sollte man daher bei höheren Genauigkeitsansprüchen den Ladewiderstand auf Kosten der erreichbaren Hellzeit verringern (vielleicht auch einstellbar mit Skale), oder man muß z. B. teurere Tantalkondensatoren benutzen. Ein vorliegendes Exemplar von $100 \mu\text{F}$ beispielsweise erreichte nach kurzer Regenerierzeit weniger als $0,1 \mu\text{A}$. Das heißt, man würde mit einem dann noch zulässigen $4,7\text{-M}\Omega$ -Widerstand die gleiche Zeit wie mit $470 \mu\text{F}/1 \text{ M}\Omega$ realisieren können. Das Verhältnis von Nutzstrom zu Leckstrom wäre etwa $4:1$ in der Nähe der Abschaltspannung gegenüber vorher $1:1$.

Bei der Schaltung nach Bild 6.6 wurde für das Beispiel ein npn-Leistungstransistor eingesetzt, womit sich der Stromlaufplan vereinfacht. Beim pnp-Germaniumtransistor mußte das „Aktiv-H“ invertiert werden, damit die Lampe nur in dieser Zeit leuchtet. Ein npn-Siliziumtransistor dagegen bietet nicht allein sofort die



sonst wie Bi. 6.5

Bild 6.6
Einsatz eines modernen npn-Silizium-Leistungstransistors in die Schaltung nach Bild 6.5; Basiswiderstand von Stromverstärkung abhängig; Kleinstwert $(U_S - U_{3H} - U_{BE})/0,2$ in Ω

richtige Polarität, sondern auch meist die erforderliche Mindeststromverstärkung. Mit rund 100 mA H-Strom für die Basis wird er bei etwa 1 A Kollektorstrom sicher gesättigt.

6.4. Pulsbreitensteuerung

Das dosierte Zuführen von Energie zu einem Verbraucher ist bei vielen Anwendungen erwünscht. Die derzeit bekanntesten Einsatzfälle sind thyristor- oder triacbestückte Dimmerschaltungen für Lampen und Drehzahlsteller oder auch -regler für Kollektormotoren. Entscheidend für einen guten Wirkungsgrad ist dabei die Eigenschaft des Stellglieds, vom Sperr- in den Leitzustand ohne wesentliche Übergangsverluste zu schalten, wenn es entsprechend angesteuert wird. Es handelt sich also um Pulsbreitensteuerungen.

Auch mit dem *B 555 D* lassen sich ähnliche Aufgabenstellungen realisieren. Legt man z. B. den einstellbaren Zeitbereich eines als Monoflop geschalteten *B 555 D* so, daß er maximal etwas unterhalb der Periodendauer der Netzfrequenz bleibt, so kann damit eine Pulsbreitensteuerung mit Netzfrequenzimpulsen realisiert werden. Dazu muß man den *B 555 D* am Anschluß 2 mit negativ gerichteten Impulsen triggern, die sich aus dem 50-Hz-Netz ableiten lassen. Solange die Aktivzeit des Monoflop unter der Periodendauer der Netzfrequenz bleibt, erhält man am Ausgang 3 positive Rechteckimpulse, die zwischen < 20 ms und einigen Mikrosekunden liegen können, je nach Bereich und Qualität des Stellwiderstands. Mit solchen Pulsen lassen sich – im allgemeinen hinter einem Leistungstransistor – kleine Kollektormotoren in ihrer Drehzahl (lastabhängig) oder auch die Helligkeit von Lampen steuern. Eine Modellbahn z. B. kann so be-

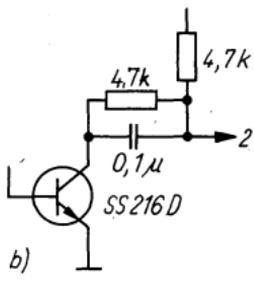
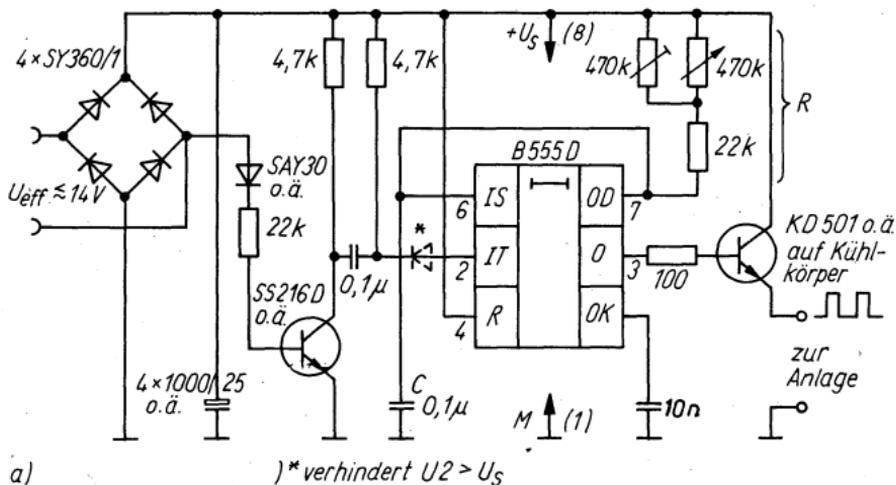


Bild 6.7 a — Pulsbreitensteuerung für Kleinmotoren, mit 50-Hz-Eingang, b — Detailänderung (statt Diode in a) gegen $U_2 > U_s$

zöglich der Fahrgeschwindigkeit beeinflusst werden. Für diese konkrete Anwendung zeigt Bild 6.7 eine Schaltung aus [8]. Der Eingangstransistor beginnt bei etwa 1,2 V Augenblickswchelspannung zu öffnen und schaltet den Triggereingang 2 über den Koppelkondensator kurzzeitig an Masse. Der Impuls

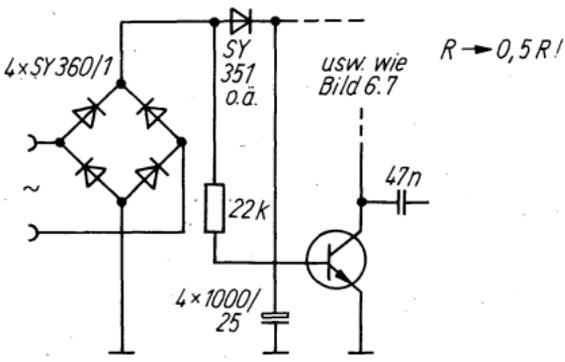


Bild 6.8
100-Hz-Eingang für
Bild 6.7

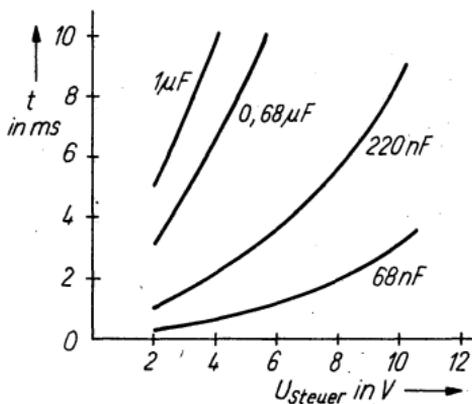


Bild 6.10
Pulsbreite der Schaltung nach Bild 6.9 in Abhängigkeit von der Steuerspannung (100-Hz-Impulse)

Solange die Triggerimpulsbreite dafür genügend klein bleibt, kann die Schaltung Pulsbreiten zwischen weniger als einer und fast 10 ms liefern, wenn sie mit der (doppelten) Netzfrequenz getriggert wird.

Der mit einem bestimmten Kapazitätswert erreichbare Hub, abhängig von der Steuerspannung, läßt sich aus Bild 6.10 ablesen.

6.6. Ein- und Ausgangszähler mit Nullschalter

Einer Anregung aus [10] folgend, wird eine praxisnahe Anwendung von zwei miteinander gekoppelten *B 555 D* in Monoflop-funktion vorgestellt. Die Aufgabe, nur den ersten von zwei in einer Zählrichtung eintreffenden Impulsen zu registrieren und damit gleichzeitig den anderen Informationskanal zu blockieren, wird bei ganz unterschiedlichen Problemen gefordert. Am geläufigsten sind dabei noch elektronische Tasten mit gegenseitiger Verriegelung, vielleicht auch genutzt bei Geschwindigkeitsquiz u. ä. Im vorliegenden Fall lautete die Aufgabe, Personen zu zählen, die einen Raum betreten, und bei der ersten z. B. eine Lichtquelle anzuschalten. Die Beleuchtung soll sich automatisch wieder ausschalten, wenn die letzte Person den Raum wieder verläßt. Selbstverständlich muß dabei die Schranke, die zu passieren ist, so gestaltet sein, daß man sie stets nur allein bzw. daß nur eine Person in einer Richtung zur gleichen Zeit den Raum betreten oder verlassen kann.

Infolge der relativ kleinen Geschwindigkeit dieser Vorgänge sind Fotowiderstände in einer Gleichlichtschranke angemessene

Aufnehmer. Die Schranke wird so aufgebaut, daß mit Sicherheit immer zuerst der nächstgelegene Fotowiderstand durch den Passanten abgedunkelt wird und erst danach der andere. Das läßt sich durch einen relativ breiten Lichtstrahl erreichen, der beide in nur etwa 3 cm Mittenabstand nebeneinander angeordnete Fotowiderstände erfaßt. Sie bilden in der Originalveröffentlichung jeweils mit einem dem Dunkelwiderstand für praktische Bedingungen angepaßten Widerstand von Plus her zwei Spannungsteiler, deren Abgriff zum Eingang je eines Inverters (1/6 7404 bzw. D 104 D) führt. Für die Fotowiderstände werden Hellwerte um 100Ω genannt. Das Unterbrechen des Lichtstrahls ergibt am Eingang eine Potentialanhebung, so daß der bis jetzt auf L liegende Invertereingang H annimmt. An seinem Ausgang entsteht damit ein mehr oder weniger guter H/L-Übergang. Dieser Impuls wird weiterverarbeitet. Da diese Einsatzart nicht den vorgeschriebenen schnellen Übergang zwischen den beiden TTL-Pegelbereichen garantiert, muß befürchtet werden, daß sich im Übergangsbereich beim allmählichen Abdunkeln hochfrequente Schwingungen ergeben. Offenbar werden ihre unmittelbaren Schaltungsauswirkungen durch die entsprechend bemessene Monoflopzeit unterdrückt, für die Umgebung können sie jedoch problematisch werden.

Eine zweite Unsicherheit dieser Schaltung besteht darin, daß Anschluß 2 nicht, wie es das Datenblatt fordert, nur mit Spannungen zwischen 0 und $+U_S$ beansprucht wird. Die typische H-Ausgangsspannung von TTL-Gattern und Invertern liegt bei 3,2 V. Bei $U_S = 5 \text{ V}$ stehen am Teilerpunkt von Anschluß 2 etwas mehr als 2 V. Damit lädt sich der Kondensator bei H am Inverterausgang auf 1,2 V mit Minus an Anschluß 2. Schaltet der Inverter nun nach Masse durch (was auf Grund des niedrigen Lastfaktors nahezu 0 V bedeutet), so liegt damit der Kondensator kurzzeitig als „Batterie“ dem Widerstand von 8,2 k Ω direkt parallel. Das heißt, Anschluß 2 erhält etwa $-1,2 \text{ V}$, was Datenblatt und Innenschaltung dieses Eingangs verbieten. (Dort befindet sich nämlich – durch eine vorsichtige Messung läßt sich das leicht herausfinden – ein pn-Übergang, der für negative Spannungen gegen Masse durchlässig ist.)

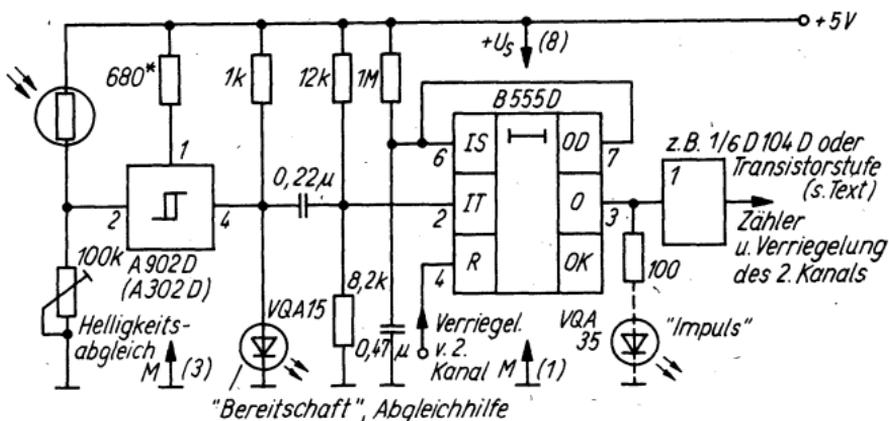
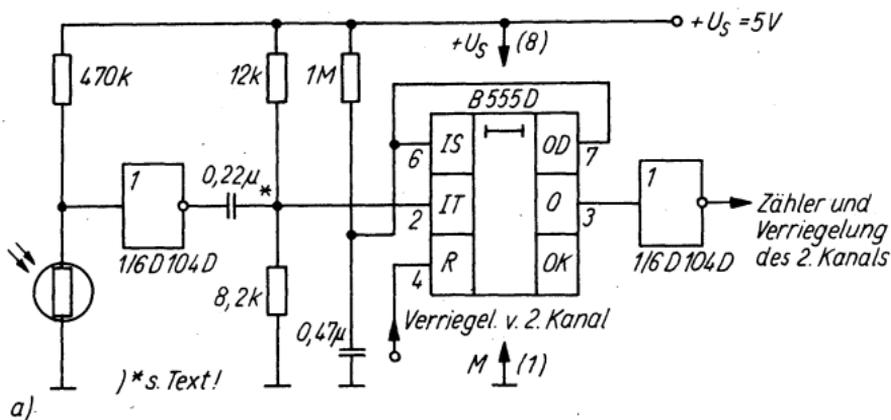
Ein Widerstand von z. B. 1 k Ω zwischen dem Teiler und Anschluß 2 würde als erstes den kurzzeitig fließenden Strom begrenzen, und dieser Strom kann dann über eine *SAY 30* o. ä.

mit Anode an Masse abgeleitet werden. Die verbleibende (negativ gerichtete) Flußspannung läßt sich durch eine direkt vor 2 gelegte weitere Diode (Anode an 2) kompensieren. Das wäre die normale, geläufige Art, den Eingang 2 sicher zu schützen.

Eine andere Möglichkeit wurde bei der im folgenden beschriebenen Variante genutzt. Im Schwellwertschalter *A 302 D* bietet sich eine vorteilhafte Alternative zum *7404* bzw. *D 104 D*, vorteilhaft auch, weil nun nicht mehr die Bindung an den engen TTL-Versorgungsspannungsbereich besteht, der Stabilisieren der Betriebsspannung nahelegt. Mit 2,3 V bis 6,3 V Betriebsspannungsbereich und einer von dieser Spannung geführten Schaltschwelle (also ähnlich dem Verhalten des *B 555 D* bezüglich Unabhängigkeit von U_S) liegt der *A 302 D* sogar noch unter der Mindestspannung für den *B 555 D*. Im Versuchsmuster wurde statt des *A 302 D* sein Vorläufer *A 902 D* eingesetzt, da der neuere Typ gerade nicht erhältlich war. Auf Grund der weniger günstigen Eigenschaften (vergleiche dazu ggf. [11]) wurde daher die Hysterese mit einem Widerstand zwischen dem Versorgungsspannungsanschluß (1) des *A 902 D* und Plus wirksam reduziert.

Diese beiden Schwellwertschalter realisieren die Funktion $A = E$, d. h., gegenüber $A = \bar{E}$ beim Inverter sind für gleiche Ausgangsreaktion die beiden Teilwiderstände des Spannungsteilers zu vertauschen. Bild 6.11b zeigt die benutzte Schaltung und Bild 6.11a die in [10] empfohlene.

Bei H am Ausgang ist der *A 302 D* bzw. der *A 902 D* infolge seines offenen Kollektorausgangs gesperrt. Der Koppelkondensator würde sich daher auf $U_S - U_{Teiler}$, d. h. auf etwa 3 V mit Minus am Teilerpunkt aufladen, sofern die Leuchtdiode nicht vorhanden ist. Beim Umschalten steht diese Spannung wieder als negative Spannung in Richtung Teilerpunkt. Infolge der *VQA 15* ergeben sich aber ganz andere Verhältnisse. Ihre Flußspannung beträgt nur etwa 1,5 V. Der Kondensator lädt sich also im Ruhezustand sogar auf etwa 0,5 V positiv gegen den Eingang auf, und diese Spannung wird beim Umschalten des *A 302 D* zur Triggerspannung. Sie liegt weit unter $U_S/3 \approx 1,7$ V, so daß der *B 555 D* sicher getriggert wird, ohne daß Eingang 2 Schaden nehmen kann. Der Impuls wirkt nur wenig länger als 1 ms, was sich aus den Werten des Koppelkondensators und des wirksamen



a) b) * für kleine Hysterese bei A902D

Bild 6.11 Eingangsteil für einen Ein-/Ausgangs-Zähler (1 Kanal): a — laut Literaturstelle (Schutzdioden fehlen, dadurch etwa -1 V an 2 möglich!), b — Eingangsschaltung mit A 302 D (im Muster mit A 902 D realisiert), geschützt mit Spannungsteiler (vgl. Abschnitt 11.)

Ersatzwiderstands der an Anschluß 2 liegenden Kombination ergibt. Der Spannungsteiler an 2 hält den Triggereingang im Ruhezustand genügend weit oberhalb der Triggerschwelle von $U_s/3$.

Der Triggerimpuls löst, sofern 4 nicht vom zweiten Monoflop gerade blockiert ist, für $1,1 RC$ einen H-Impuls an Ausgang 3 aus. Er hat im Beispiel eine Breite von etwa 0,5 s. Das ist eine Zeit, die es gestattet, diese Wirkung über eine Leuchtdiode zu kontrollieren. Sie wurde daher in Bild 6.11 mit angedeutet. Zusammen mit der im Ausgangszweig der ersten Stufe liegenden „stromgenügsamen“ VQA 15 ergibt sich eine ausgezeichnete Ab-

gleichhilfe auf beste Empfindlichkeit. Man kann dadurch den Stellwiderstand sehr treffsicher auf die durch die beim Passieren der Schranke am Fotowiderstand gegebene Resthelligkeit abgleichen. Im übrigen ist man durch Einsatz des *A 302 D* (bzw. des *A 902 D*) nicht mehr an den niederohmigen Hellwert von höchstens etwa 400Ω gebunden, den ein TTL-Eingang für sicheres L benötigt. Experimente haben bestätigt, daß in Räumen mit konstanter Beleuchtung (also kein Sonnenlicht) unter günstigen Bedingungen bereits eine helle Wandfläche die Rolle der Lichtquelle übernehmen kann.

Das Prinzip der gegenseitigen Verriegelung der beiden Monoflop je nach Reihenfolge der Eingangsimpulse geht aus Bild 6.12 hervor. Wenn Ausgang 3 des ersten *B 555 D* seinen H-Impuls liefert, muß damit Eingang 4 des zweiten *B 555 D* auf L gelegt werden. Ein Inverter ist also notwendig. Das wäre dann aber wieder TTL-Technik, und man müßte 5 V Betriebsspannung möglichst gut einhalten. Kaum teurer und dabei flexibler sind zwei als Inverter benutzte Einzeltransistoren. Es gilt nun, die von den beiden Lichtempfängern gelieferten Impulse auszuwerten. Dazu bietet sich ein *D 192 D* an, der sowohl vorwärts als auch rückwärts zählen kann (Bild 6.13). Geht es nur darum, möglichst viele Personen zu „verarbeiten“, empfiehlt sich sogar ein *D 193 D*. Er schaltet das Licht erst aus, wenn entweder maximal 15 Personen den Raum sowohl nacheinander betreten und anschließend wieder verlassen haben oder – wenn eine 16. Person hinzukommt. Dann nämlich führen alle vier BC-Ausgänge wieder L, und das wird in der vorliegenden Lösung ausgenutzt. Dieses mißverständliche Verhalten bei einer bestimmten Personenzahl könnte man

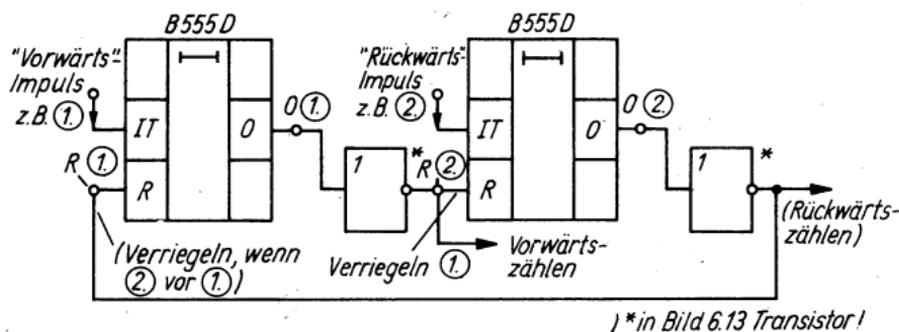


Bild 6.12 Prinzip der gegenseitigen Verriegelung im Ein-/Ausgangszähler

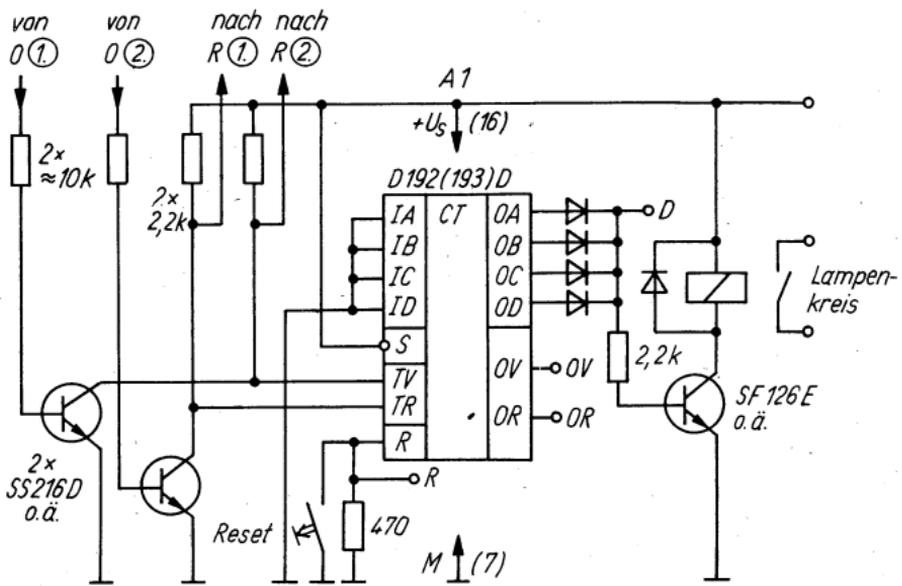


Bild 6.13 Auswerten der Zählerimpulse (Resetschalter muß an Plus!)

als Partygag einsetzen. Durch Vorwählen einer beliebigen Zahl an den Ladeeingängen wäre dann sogar noch eine weitere Variante zum Beleben des Abends möglich, vielleicht als „Kronung“ von einem Zufallsgenerator gesteuert ...

Doch zurück zu sachlicheren Anwendungen. Der *D 192 D* ist im Vorteil, wenn mit dem zusätzlichen Aufwand eines Dekoders und einer Ziffernanzeige die Zahl von Personen außerdem noch angezeigt werden soll, die sich gerade im Raum befinden. In [10] wird zum Erhöhen der Zählkapazität (was dann sowohl für das

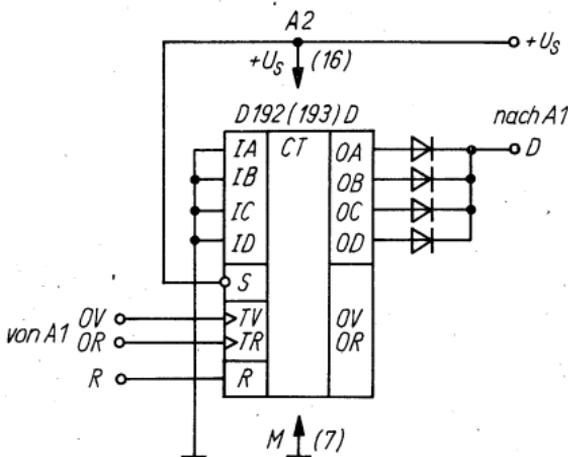


Bild 6.14 Ein zweiter Zähler-schaltkreis erweitert den Zählbereich bis 99

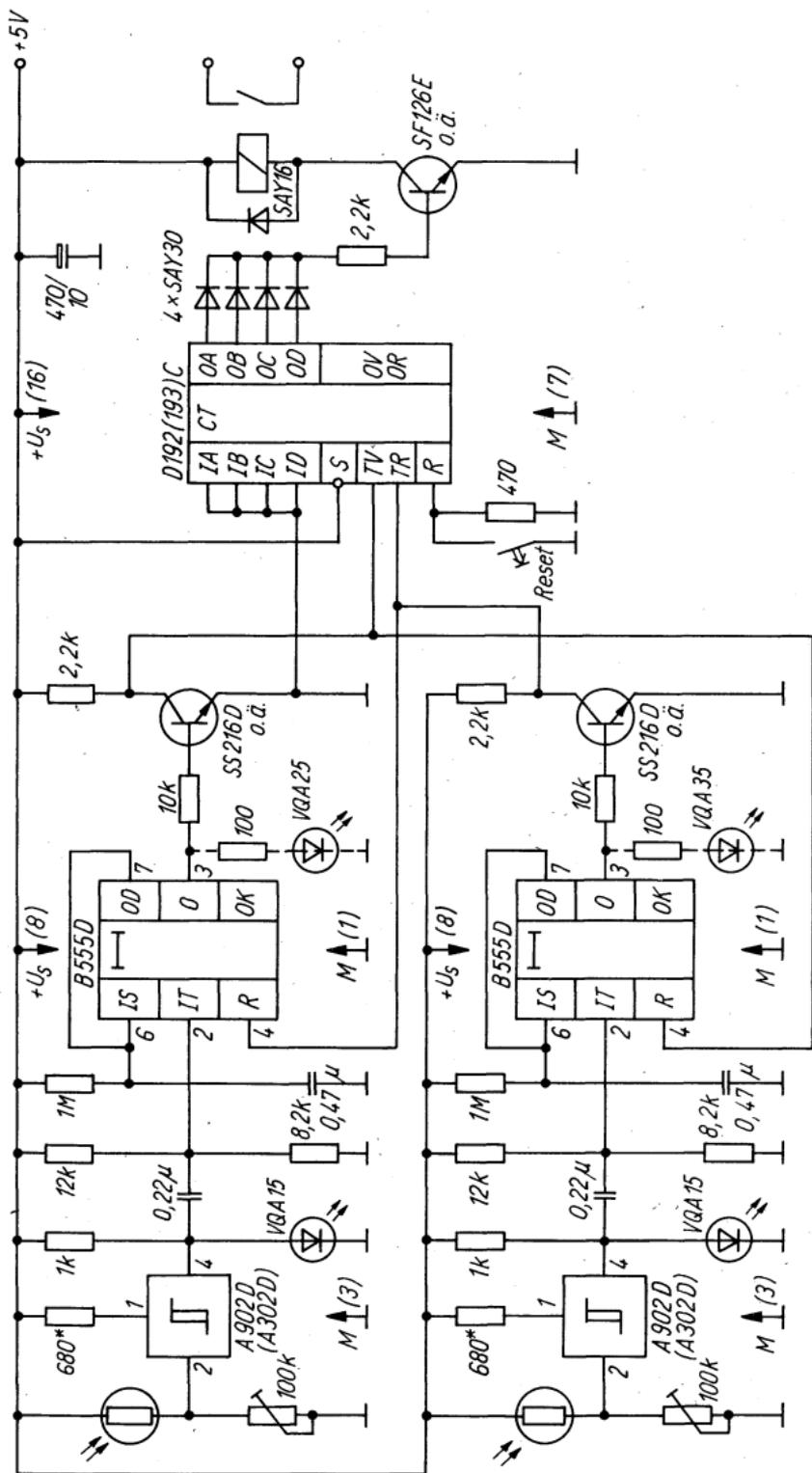


Bild 6.15 Gesamtschaltung des „Differenzzählers“ zum Steuern einer Raumbeleuchtung (Reset muß an Plus!),
 *siehe Bild 6.11 b

Ein- und Ausschalten allein – siehe Bild 6.14 – wie für die Anzeige bis 99 nutzbar wäre) das Anfügen eines zweiten Zähler Schaltkreises vorgeschlagen. Die Ausgänge für Aufwärts- und Abwärtszählen, bei nur einem *D 192 D* allein noch unbenutzt, werden jetzt mit den entsprechenden Eingängen des zweiten Zählers verbunden.

Eine weitere Abrundung stellt der Vorschlag dar, zwei zusätzliche Schalteingänge an die beiden Koppelkondensatoren zu führen. Während dazu beim Inverter (nun unter voller Ausnutzung des eingesetzten Hexinverters) noch Entkoppeldioden erforderlich sind (Katode am Ausgang), erlaubt der *A 302 D* bzw. *A 902 D* auf Grund seines *open-collector*-Ausgangs einfaches *wired or*. Mit den beiden zusätzlichen Fotowiderständen läßt sich eine zweite Tür der ersten bezüglich Zählen „parallelschalten“. Unvollkommen ist dieser Vorschlag, weil zwei gleichgerichtete Ereignisse an beiden Zählstrecken auftreten können, so daß diese Erweiterung besser nur im „Entweder-Oder“-Betrieb eingesetzt werden sollte. Bild 6.15 zeigt die Gesamtschaltung für den einfachen Fall der Steuerung einer Beleuchtung. Die über die Dioden parallel auf den Schalttransistor wirkenden Zählerausgangssignale halten das symbolische Relais (bei 220 V-Beleuchtungssteuerung hier z. B. Optokoppler!) so lange angezogen, wie auch nur ein Ausgang H führt. Das aber ist vom ersten Zählschritt an der Fall. Nur für 0 liegen alle 4 Ausgänge auf L.

6.7. Impulsausfalldetektor

Einige monostabile Anwendungen des *B 555 D* sind nur möglich, weil Anschluß 2 nach dem ersten Triggerimpuls auf weitere Impulse nicht mehr reagiert. Unter anderem die Frequenzteiler in Abschnitt 8. setzen dieses Verhalten voraus. Die Schaltung nach Bild 6.16 dagegen soll nach jeden Triggerimpuls ihren Zyklus neu beginnen. Das läßt sich durch externes „Parallelschalten“ eines Entladepfads für *C* zum Entladeanschluß 7 realisieren. Da Anschluß 2 einen negativ gerichteten Triggerimpuls braucht, liegt es nahe, für diesen Transistor einen pnp-Typ einzusetzen. Bei entsprechender Wahl der Zeitkonstanten – einstellbar wie üblich über *R* – kann nun ein durch eine periodische

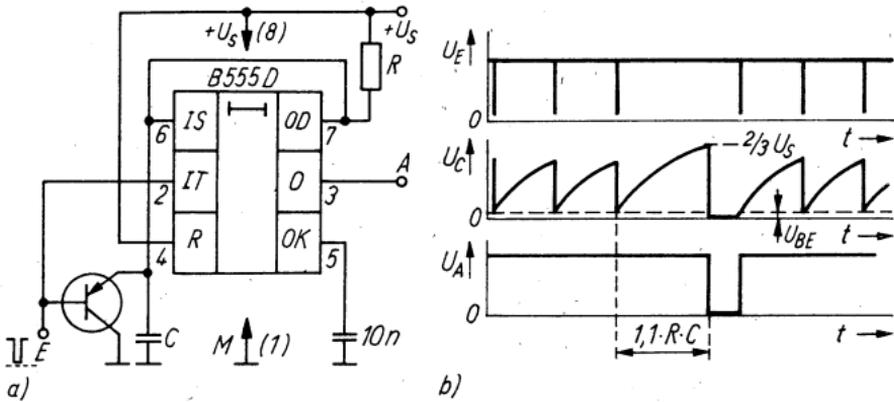


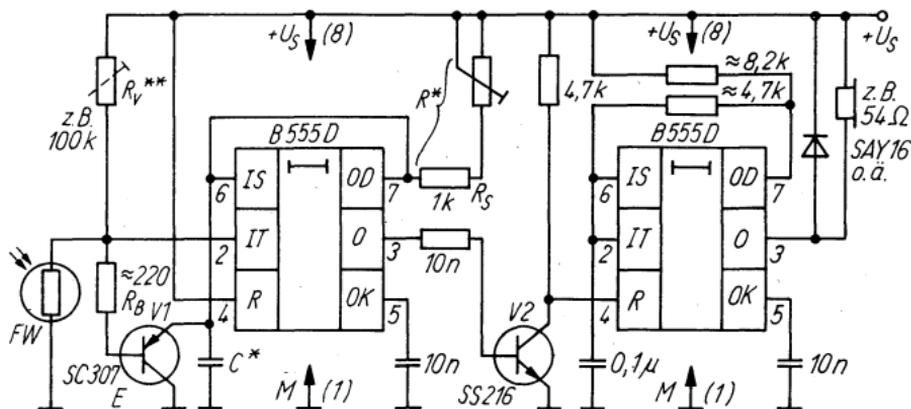
Bild 6.16 a — Indikator für Ausfall eines Impulses in einer periodischen Pulsfolge, b — Impulsbilder

Impulsfolge abbildbarer Vorgang in seiner einwandfreien Funktion überwacht werden. Genügend breiten Triggerimpuls (möglichst bis 0 V) bezüglich der in C gespeicherten Energie und des Transistor-Durchgangswiderstands vorausgesetzt, wird C stets nur bis auf die Basis-Emitter-Spannung des externen Transistors entladen. Dadurch liegt die Maximalzeit zwischen der üblichen Monoflopzeit und der H-Zeit eines eingeschwingenen astabilen Multivibrators und ist nicht mehr unabhängig von der Betriebsspannung.

$t = RC \cdot \ln \frac{3 U_S}{U_S - 3 U_{BE}}$ gilt dabei für den Fall, daß die Basis-

spannung beim Triggern 0 V erreicht. Trifft innerhalb dieser Zeitspanne der nächste Impuls ein, bleibt Ausgang 3 auf H, weil die Spannung an C den Schwellwert $2 U/3$ für Eingang 6 nicht erreicht. Bleibt jedoch einmal der „erwartete“ Impuls aus, schaltet 3 auf L. Die Ergänzungsschaltung z. B. mit einem weiteren $B 555 D$ löst dann Alarm aus – im Beispiel nach Bild 6.17 akustisch. Der Signalton verstummt erst mit dem Eintreffen des nächsten Triggerimpulses.

Man kann diese Schaltung – wie in Bild 6.17 bereits angedeutet – z. B. zur potentialfreien Überwachung der Drehzahl eines Motors ausnutzen. Im Beispiel wird optisch überwacht, wie es etwa bei einem Lüftermotor möglich ist. Der Triggerteil muß besonders sorgfältig dimensioniert werden. Es sei an die Randbedingungen erinnert: C wird über R geladen und im Normalbetrieb periodisch bei Eintreffen des Lichtsignals am Fotowiderstand entladen.



) * gemäß Bild 6.16 b dimensionieren
) ** $U_2 > 2U_S/3$ einstellen (FW dunkel)
 Bei Licht muß $U_2 < U_S/3$ werden

Bild 6.17 Alarmzusatz für Bild 6.16, speziell für B 555 D geeignet. Zweiter B 555 D dagegen könnte auch masseseitig (einschließlich der Kondensatoren) an 3 des ersten B 555 D liegen; V2 und 10 kΩ (in Bild: „10n“) lassen sich dann einsparen

Dieses Entladen funktioniert nur, wenn der Transistor für den über R „nachgelieferten“ Ladestrom genügend durchlässig ist. Das hängt vom minimalen Widerstandswert, von den Transistor-daten und von dem über den Fotowiderstand und den Schutz-widerstand vor der Basis fließenden Strom ab. Dieser Strom wiederum verursacht über dem Fotowiderstand und dem Schutz-widerstand eine Spannung, auf die – vermehrt um U_{BE} des Transistors – C höchstens entladen werden kann. All das führt zu dem empfohlenen hohen Wert der Stromverstärkung von V1. Der Entlade-Endstrom ist in Näherung U_S/R_S , für $U_S = 5\text{ V}$ also 5 mA. Bei einer Stromverstärkung von 500 fließen im Basiskreis $10\text{ }\mu\text{A}$. Dann bleibt an C die Spannung $U_C = 10\text{ }\mu\text{A} \cdot (R_B + R_{FW_{\text{hell}}}) + U_{BE}$.

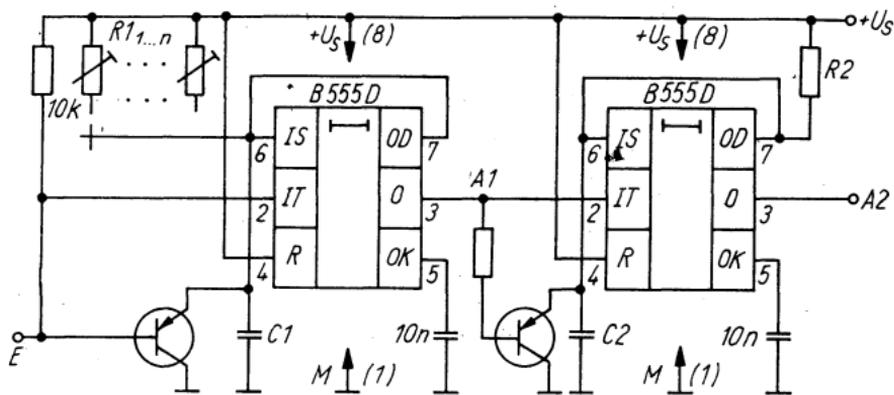
$R_{FW_{\text{hell}}}$ kann bei entsprechender Beleuchtung unter $1\text{ k}\Omega$ gebracht werden. Damit wird $U_C \approx U_{BE}$, denn $1,2\text{ k}\Omega \cdot 10\text{ }\mu\text{A}$ ergeben nur 12 mV. Die Verhältnisse verschlechtern sich in dem Maße, in dem mit R_V auf Umgebungshelligkeit reagiert werden muß. Im Extremfall bleibt dann U_2 oberhalb von $U_S/3$, und die Einrichtung arbeitet nicht mehr. Auf eine weitere Einschränkung sei hingewiesen: Die Trägheit des Fotowiderstands verhindert bereits Drehzahlüberwachungen um $100/s$, denn sein Dunkel-

widerstand erreicht erst bei wesentlich größeren Erholzeiten wieder für diesen Betriebsfall annehmbare Werte. Er ist darum besser für die im folgenden diskutierten Beispiele geeignet, während Drehzahlüberwachungseingänge günstiger mit Fototransistor gestaltet werden.

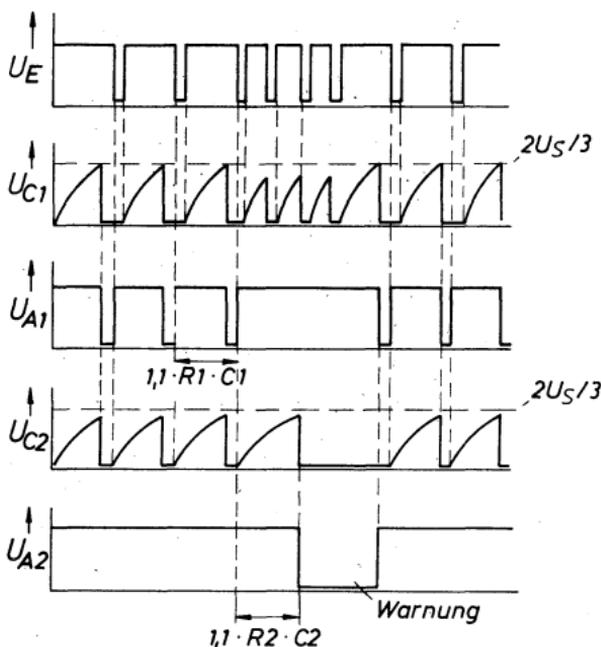
Es muß bei diesen Anwendungen nicht immer darum gehen, bereits eine Tendenz zu signalisieren. Vielfach genügt eine größere Sicherheitsspanne zwischen möglicher zugelassener und tatsächlicher (im Normalfall viel kürzerer) Zeitspanne. Man überwacht dann nicht eine Mindestimpulsfolge, sondern löst ein Signal aus, wenn die Einrichtung sozusagen „stehengeblieben“ ist. So kann z. B. auch eine Wechsellichtschranke mit der Schaltung nach Bild 6.17 gekoppelt werden: Passieren einzelne Körper die Schranke ohne Halt, bleibt bei genügend langsam eingestellten Monoflop immer noch Zeit, zwischen den Körpern puls-gesteuerte Triggerimpulse ausreichender Breite und genügenden Abstands zu empfangen. Blockiert dagegen ein solcher Körper den Schrankenbereich, wird diese „Verstopfung“ signalisiert, weil die Impulse ausbleiben. Umgekehrt kann auch gemeldet werden, wenn der Transport zu langsam abläuft. Dann ist „Gleichlicht“ am Platze, die passierenden Körper bilden die Hell/Dunkel-Information zum direkten Triggern, und man hat im Grunde wieder die eingangs geschilderte Variante des Pulsausfalldetektors, nur eben für langsame Vorgänge. Diese Schaltungsanregung dürfte also für den Ratiomittelbau nicht uninteressant sein.

6.8. Geschwindigkeitsmelder

Genau der umgekehrte Zustand des soeben geschilderten wird gemeldet, wenn zwei *B 555 D* in Monoflopbeschaltung und mit externem „Nachtriggertransistor“ gemäß Bild 6.18a verknüpft werden, vergleiche Impulsdigramme nach Bild 6.18b [12]. Das zweite Monoflop erhält nur so lange Triggerimpulse vom ersten, wie dieses sozusagen „Impulsausfälle meldet“. Das aber ist so lange der Fall, wie die ankommende Impulsfolge größere Abstände hat als der Zeit $T_1 = 1,1 \cdot R_{1n} \cdot C_1$ entspricht. Die Bezeichnung R_{1n} soll andeuten, daß es bei dieser Anwendung sinnvoll sein kann, mehrere wählbare Zeitspannen (also Geschwin-



a)



b)

Bild 6.18 Indikator für zu dichte Impulsfolge („Geschwindigkeitsmelder“): a — Stromlaufplan, b — Impulsbilder (Anfang willkürlich „eingeschwungen“)

digkeiten) vorzusehen. Sobald die Zeit zwischen zwei triggern- den negativen Steuerimpulsflanken am Eingang 2 des ersten Monoflop dessen Zeitkonstante unterschreitet, tritt der externe Nachtrigger-Transistor in Aktion. Damit entlädt sich C_1 vor Erreichen der das Zurückschalten des Ausgangs 3 bewirkenden

Spannung $2 U_S/3$ an Eingang 6, und der damit sonst verbundene L-Impuls für das zweite Monoflop bleibt aus. Monoflop 2 erreicht jetzt seine volle Zeit $T_2 = 1,1 \cdot R_2 \cdot C_2$ und schaltet danach erstmals auf L. Dieses L kann in gleicher Weise wie im vorigen Abschnitt in ein akustisches Signal umgesetzt werden (mit einem dritten *B 555 D*), oder man schließt direkt an den Ausgang des zweiten *B 555 D* eine Schalteinrichtung an (Relais o. ä.).

6.9. Pulsfolgegenerator

Durch die Serienschaltung mehrerer *B 555 D*, die als monostabile Multivibratoren geschaltet sind, läßt sich eine Folge von Impulsen „generieren“. Jedes Monoflop kann auf eine unterschiedlich lange Zeit eingestellt werden. Startet man die in Bild 6.19 gezeigte Schaltung nach [12] durch einen Triggerimpuls an Anschluß 2 des ersten Monoflop, so geht zunächst dessen Ausgang 3 für die Zeit $1,1 \cdot R_1 \cdot C_1$ auf H. Erst bei Zurückkippen in die Ruhelage (L) kippt, bedingt durch diesen infolge der kapazitiven Kopplung wieder zeitbegrenzten L-Impuls von 3 des ersten Monoflop, das zweite an seinem Ausgang auf H. Dort bleibt es für die Zeit $1,1 \cdot R_2 \cdot C_2$. Der gleiche Ablauf ergibt sich danach am dritten Monoflop. Diese Kette läßt sich beliebig verlängern, man kann sie auch zum dadurch nach dem ersten Startimpuls immer wieder neu selbststartenden Ring schließen. Damit hat auch diese Schaltung viele Einsatzmöglichkeiten für die Steuerung von Zeitabläufen in Industrie oder auch Haushalt, sowohl für einmalige Sequenzen wie auch für zyklisch ablaufende Prozesse. An jedem Ausgang steht dazu ein infolge der kapazitiven Kopplung in den 200-mA-Grenzen zwischen H und L nutzbares Steuersignal für Relais, Thyristoren, Triacs, Leistungsoptokoppler usw. zur Verfügung. Die einzelnen Wirkungen schließen unmittelbar aneinander an, abgesehen von den schaltkreisbedingten internen Verzögerungszeiten im Mikrosekundenbereich. Durch geeignete Verknüpfungen können aber auch Überlappungen oder (Weglassen von Ausgängen) „Ausblendungen“ erzielt werden, oder man schafft mit externen Transistoren zusätzlich invertierende Ausgänge.

In der speziellen Verknüpfung nach Bild 6.20 sind besondere Startmaßnahmen überflüssig. Eingang 2 von A1 wird über die

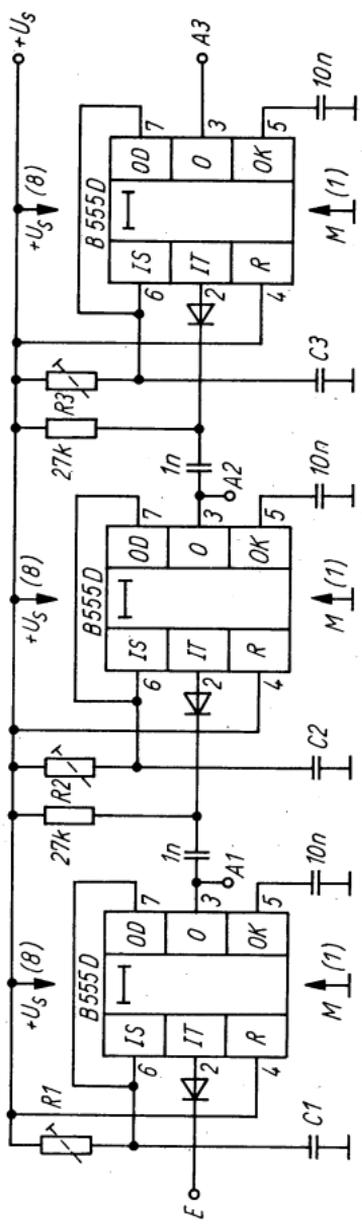


Bild 6.19 Erzeugung einer Pulsfolge mit beliebigen Aktivzeiten (Eingang je nach Startimpuls ggf. nach Abschnitt 11. schützen)

Dioden so lange auf H-Pegel gehalten, bis bei allen Monoflop die Aktivzeit abgelaufen ist. C hält 2 auf H für die Dauer der kurzen Übergangszeiten während der Übernahme durch das nächste Monoflop. Wenn alle Ausgänge auf L-Pegel liegen, entlädt sich C über R , so daß bei $U_C < 2 U_S/3$ das erste Monoflop von neuem selbst startet. Die Länge der Pause kann man durch die Werte von R und C festlegen.

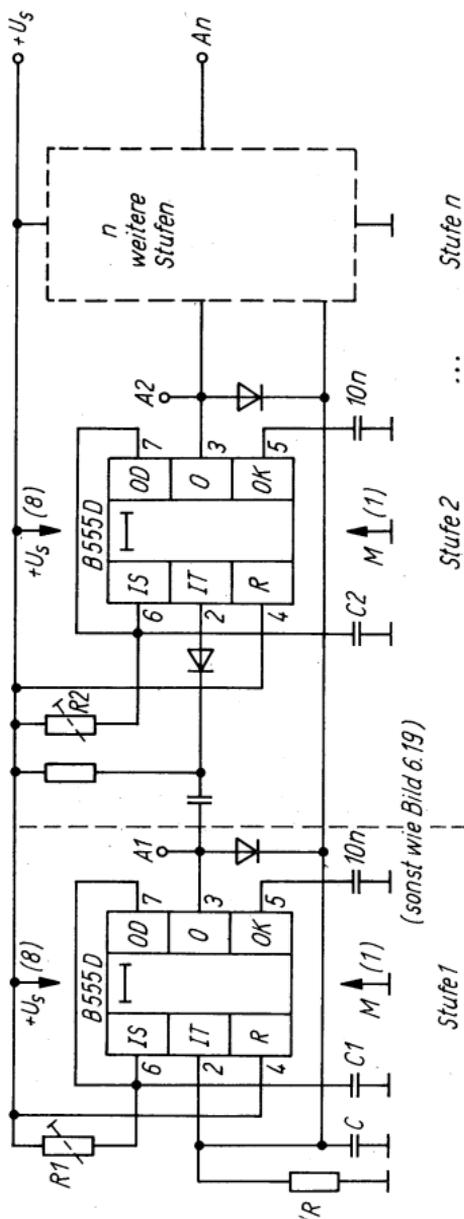


Bild 6.20 Ringverknüpfung des Pulsfolgenerators (A bezeichnet auch die Schaltkreise in gleicher Reihenfolge!)

6.10. Tachometer

Die Schaltung nach Bild 6.21a knüpft bezüglich des auf Lichtimpulse reagierenden Eingangs an Abschnitt 6.7. und Abschnitt 6.8. an. Diesmal wird jedoch ein schnell reagierender Fototransistor benutzt, und die Einrichtung gibt eine analoge Information

aus. Der *B 555 D* in Monoflopschaltung liefert dabei Impulse, deren Breite in Stufen wählbar ist und deren Folgefrequenz von der Frequenz des Eingangssignals bestimmt wird. Das Gerät ist damit selbstverständlich prinzipiell auch als Frequenzmesser im unteren NF-Bereich nutzbar, wenn man den Eingang mit einem Tastkopf statt des Fototransistors versieht. (100 Hz aus einem *Graetz*-Gleichrichter können gemäß Bild 6.23b zum Kalibrieren benutzt werden.) Die in der Pulsfolge steckende Geschwindigkeitsinformation wird in der Originalschaltung ([14], sie soll nur anregen und wurde nicht speziell erprobt!) einem Stromgenerator mit n-Kanal-JFET zugeführt. Dadurch wird die Amplitude des am Arbeitswiderstand R_A entstehenden Signals von der Höhe der Betriebsspannung unabhängig. Ein $50\text{-}\mu\text{A}$ -Instrument zeigt den über $22\ \mu\text{F}$ integrierten Mittelwert an; in den niedrigen Bereichen werden diesem Kondensator noch $100\ \mu\text{F}$ parallelgeschaltet. Der Fototransistor legt den invertierenden Eingang des als Trigger geschalteten Operationsverstärkers bei jedem Lichtimpuls jeweils kurzzeitig an Masse, und am Ende jedes Lichtimpulses geht der Eingang kurz auf Plus. Er verursacht damit am Triggereingang des *B 555 D* die erforderlichen negativ gerichteten Triggerimpulse, die das Monoflop periodisch starten. Der Spannungsteiler verhindert dabei negative Eingangsspannungen an 2. Die OPV-Eingangsschaltung hat Hochpaßverhalten. Der Einfluß von netzbetriebenen Lampen (100-Hz-Helligkeitsmodulation) bleibt auf Grund der Hysterese des Schwellwertswitchers klein. Sie wird durch die vom nichtinvertierenden Eingang zum Ausgang und nach Bezugspotential „Null“ des OPV liegenden Widerstände erzeugt.

Mit dem $100\text{-k}\Omega$ -Stellwertwiderstand am Kollektor des Fototransistors kann die Eingangsempfindlichkeit eingestellt werden. Ausgangsseitig wird bei auf H liegendem Ausgang 3 des *B 555 D* (Verbindung 6 – S1 öffnen, an 2 von Hand triggern) mit dem $4,7\text{-k}\Omega$ -Steller am $1\text{-k}\Omega$ -Widerstand im JFET-Ausgangskreis 1 V eingestellt. Dazu ist ein Spannungsmesser von wenigstens $50\ \text{k}\Omega/\text{V}$ nötig. Nach Schließen der Verbindung 6 – S1 legt man von der Testschaltung (Bild 6.21b) 100 Hz an den Testeingang und schaltet auf Bereich 10 000 U/min. Mit dem $10\text{-k}\Omega$ -Steller vor dem Instrument wird auf 60% Vollausschlag eingestellt, denn 100 Hz entsprechen 6000 U/min. Je genauer die Bereichswiderstände sind, um so zuverlässiger stimmt nach diesem ein-

maligen Abgleich (im Rahmen der Toleranzen der Netzfrequenz) bereits die Anzeige in allen Bereichen.

Der mit einer Schirmleitung versehene, in einem Rohr mit undurchsichtiger Wandung montierte Fototransistor wird nun mit dem Eingang verbunden. In einigen Zentimetern bis zu etwa 0,5 m Abstand (je nach der Stellung des Empfindlichkeitsstellers) zielt man mit dem Fototransistor auf eine netzbetriebene Glühlampe. Jetzt darf das Instrument nichts anzeigen. Sollte das doch der Fall sein, muß die Hysterese vergrößert werden (5,1 k Ω am nichtinvertierenden OPV-Eingang auf 8,2 k Ω bis 12 k Ω erhöhen, ggf. außerdem 150 k Ω bis 82 k Ω verringern); schließlich kann eventuell noch der Eingangskondensator von 2,2 nF auf 1 nF verkleinert werden. Der JFET soll eine möglichst kleine pinch-off-Spannung haben. Anderenfalls braucht man eine höhere Batteriespannung. Über die verschiedenen Möglichkeiten, Drehzahlen mit diesem Gerät zu messen, kann im vorliegenden Rahmen nicht berichtet werden. Grundsätzlich ist dafür zu sorgen, daß je Umdrehung der den Fototransistor treffende Lichtstrahl einmal (oder – mit entsprechenden Eichen der Anzeige – auch 2-, 3- oder 4mal) unterbrochen oder eindeutig reflektiert wird. Besteht die Möglichkeit, das rotierende Teil mit einem kleinen Magneten zu versehen bzw. mit ihm einen Magnetkreis periodisch zu unterbrechen, so können Aufnehmer und Schwellwertschalter in einem Hall-Schaltkreis *B 461 G* vereint werden. Mit seinem Ausgangssignal läßt sich der *B 555 D* ebenfalls triggern.

7. B 555 D als astabiler Multivibrator

Die sparsame Beschaltung des *B 555 D* und der geringe Platzbedarf des 8poligen Gehäuses lassen diesen Schaltkreis für viele Aufgaben interessant erscheinen, wo eine Takt- oder Tonfrequenz erzeugt werden soll. Dazu sei noch einmal kurz zusammengefaßt, welche Betriebsfälle möglich sind. Aus Bild 7.1 läßt sich vielfach schnell ablesen, welche Variante bzw. welches Werteverhältnis für eine bestimmte Aufgabenstellung optimal ist.

Die Grundbeschaltung mit R_1 und R_2 am Ausgang ermöglicht H-Zeiten zwischen etwa 50 und nahezu 100 % der Periodendauer, je nach dem Verhältnis beider Widerstände zueinander. Durch Überbrücken von R_2 mit einer Diode in Laderichtung kann man den H-Spielraum nach unten bis zu schmalen Impulsen mit langen Pausen erweitern. In allen Fällen muß beachtet werden, daß ein Ändern nur eines R-Werts nicht allein das Tastverhältnis, sondern auch die Frequenz verändert. Nur mit speziellen Schaltungen größeren Aufwands gelingt es, beide Abhängigkeiten voneinander zu trennen (siehe z. B. Bild 3.36).

In den folgenden Abschnitten werden vielseitige Anwendungs-

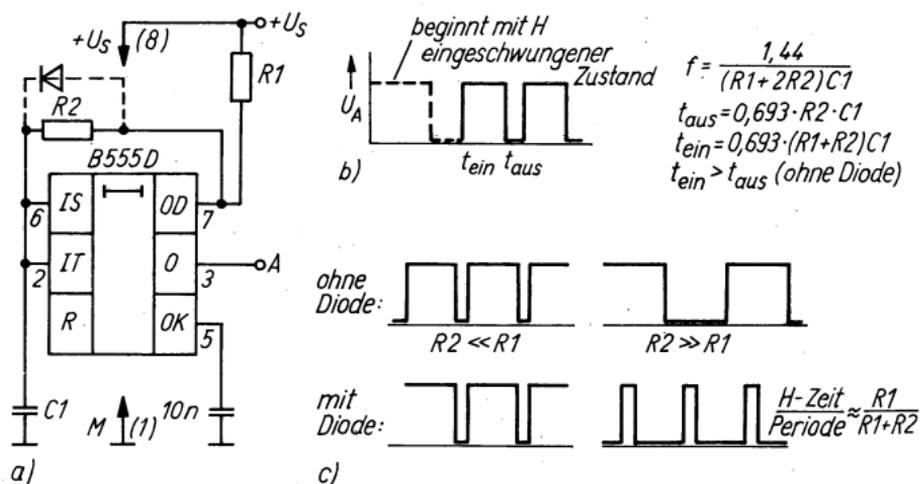
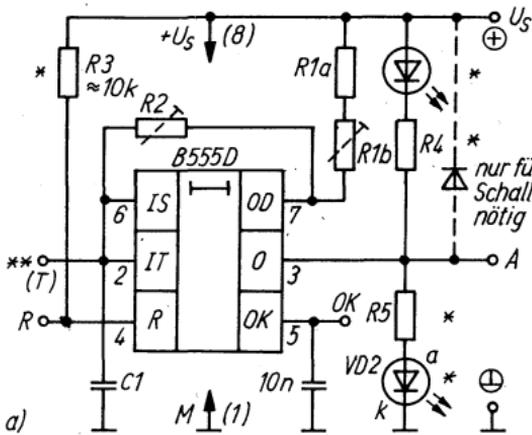
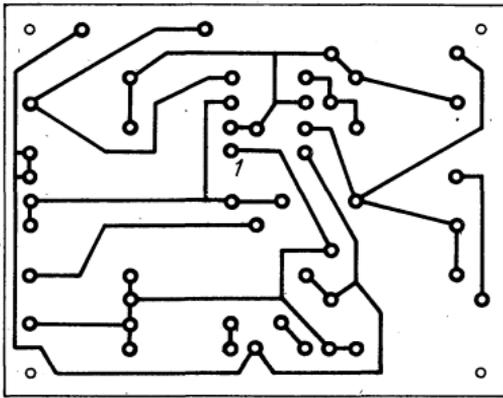


Bild 7.1 *B 555 D* als astabiler Multivibrator: a — Beschaltung, b — Ausgangsverhalten ohne Diode, c — Ausgangsverhalten mit Diode



$R1, R2, C1$ je nach f
 $R4, R5$ je nach U_s auf $I_{LED} \approx 3mA$
 $VD1$ z.B. VQA25
 $VD2$ z.B. VQA15
) * nur bei Bedarf
) ** Triggereingang, wenn als Monoflop
 (dann 2 von 6 und C1 trennen,
 R2 überbrücken)



b)

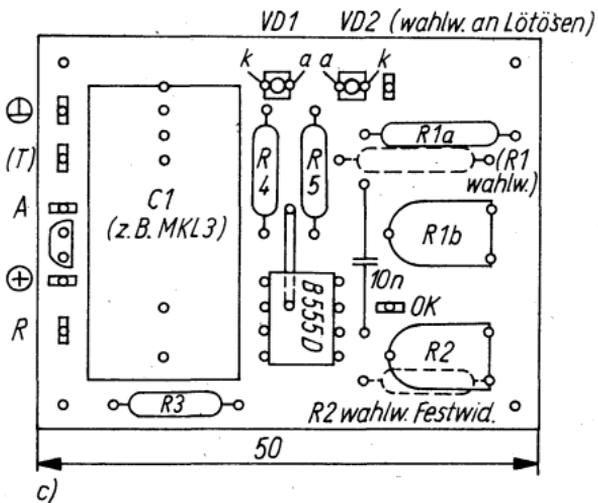


Bild 7.2
 Vielseitig nutzbarer
 astabiler Modul:
 a — mögliche Maxi-
 malbeschaltung,
 b — Leiterbild,
 c — Bestückungsplan

Soll der Generator über den Resetanschluß 4 gesperrt bzw. freigegeben werden, ist folgendes zu beachten: $R = L$ gibt L am Ausgang. Ein gegen Plus gelegter Schallwandler verursacht daher einen beträchtlichen (unnötigen) Ruhestrom. Dagegen gibt es zwei mögliche Maßnahmen. Entweder, man legt den Schallwandler gegen Masse. Dann wird er bei H am Ausgang (das ist z. B. der Fall, wenn 2 auf L liegt) den unerwünschten Ruhestrom ziehen. Oder der Schallwandler wird über C angekoppelt. Das bedeutet die auch für integrierte NF-Verstärker mit einer Betriebsspannung übliche Art der Auskopplung. Sie erfordert allerdings einen zusätzlichen Elektrolytkondensator. Seine Größe richtet sich nach der gewünschten unteren Grenzfrequenz bei gegebener Wanderimpedanz. Bei einer $54\text{-}\Omega$ -Hörkapsel wird man jedoch schon mit etwa $47\ \mu\text{F}$ auskommen.

7.2. Ruhestromfreier Signalgeber mit Einschaltverzögerung

Vielfach ist es erwünscht, daß ein Ereignis nicht sofort durch ein Tonsignal angezeigt wird, sondern erst nach Ablauf einer Zeitspanne, in der vom Eingeweihten reagiert werden kann. In [2] wurde eine solche Einrichtung mit einem *E 355 D* realisiert, um das unnötige lange Offenhalten einer Tür oder eines Fensters nach einer angemessenen Zeit zu signalisieren. Das Gerät kann aus $4,5$ bis 6 V Batteriespannung betrieben werden, da es nur in der Signalphase (einschließlich der Signalverzögerungszeit zwischen Start und Toneinsatz) Betriebsenergie aufnimmt. Gegenüber der Lösung in [2] ist der Einsatz eines *B 555 D* kostengünstiger. Als gewisser Nachteil läßt sich nennen, daß statt eines intermittierenden Tons nur ein Dauerton abgestrahlt wird. Bild 7.3 zeigt das Prinzip. Bei Anschluß der Batteriespannung (z. B. über einen Türkontakt, der bei Öffnen der Tür schließt) bleibt der Ausgang zunächst für längere Zeit auf H geschaltet. Sie entspricht der ersten, bekanntlich wegen der Aufladung des frequenzbestimmenden Kondensators von Null an längeren H -Zeit beim astabilen Multivibrator. Die obere Grenze für diese Zeit ist durch den Maximalwert des Ladewiderstands hinsichtlich der Eingangsströme des *B 555 D* und durch den bei Einsatz eines Elektrolytkondensators deutlich kleineren zulässigen Lade-

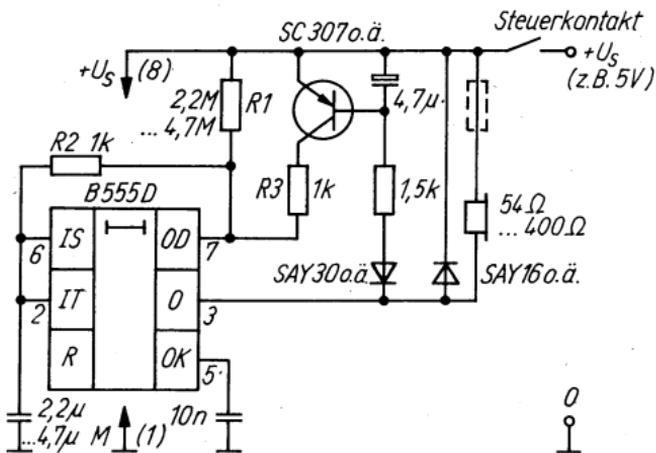


Bild 7.3 Vom Betriebsspannungsschalter als Arbeitskontakt einer Überwachungsschaltung aktivierte, nach einer Verzögerungszeit mit einem Signalton reagierende Überwachungsschaltung mit *B 555 D*

widerstands festgelegt. Als funktionsfähig erwies sich z. B. die Kombination von $4,7 \text{ M}\Omega$ mit $2,2 \mu\text{F}$. Das Muster ergab damit eine Verzögerungszeit in der Größenordnung von 20 s. Gegenüber Nennwertrechnung ($1,1 \cdot 4,7 \cdot 2,2 \text{ s}$) zeigt sich bereits der verlängernde Einfluß des Kondensatorleckstroms. Außerdem haben Elektrolytkondensatoren beträchtliche Toleranzen. Eindeutigere Verhältnisse legen daher, wenn es darauf ankommt, den Einsatz eines MKL-Kondensators von 2,2 bis $4,7 \mu\text{F}$ nahe, wobei dann der Widerstand wieder auf den vom Schaltkreis gegebenen Grenzwert (höchstens – exemplarabhängig – $10 \text{ M}\Omega$) erhöht werden kann.

Sobald die erste Phase beendet ist (also bei etwa $0,66 U_S$ am frequenzbestimmenden Kondensator C_1), schaltet der Ausgang erstmals vom seit Start eingenommenen H auf L um. Dieses L öffnet den pnp-Transistor im Generatorzweig. Er legt dem extrem hohen R_1 einen extrem kleinen Widerstand R_3 parallel. Für beispielsweise 10 s Verzögerungszeit, mit $10 \text{ M}\Omega$ realisiert, muß dieser Parallelwiderstand (Transistoreinfluß vernachlässigt) 4 Größenordnungen unter $10 \text{ M}\Omega$ liegen, wenn eine Schwingfrequenz in der Nähe von 1 kHz gewünscht wird. Im Interesse eines hohen Grundschwingungsgehalts muß aber R_2 ebenfalls in dieser Größenordnung liegen. Mit den Beispielwerten erreicht man also eine Tonfrequenz von einigen hundert Hertz, da

der frequenzbestimmende Kondensator geblieben ist. Der gestrichelt gezeichnete Vorwiderstand vor der Signaltonkapsel (bzw. deren Typ) ist nach den Erfordernissen zu wählen. Je weniger Schallenergie benötigt wird, um so geringer kann die Stromaufnahme sein. Auf Grund der Beschaltung gegen Plus entspricht der Strom in der Verzögerungsphase dem Schaltkreisbedarf (etwa 3 mA bei 4,5 V), da dabei der Ausgang auf H liegt. Erst nach Einsetzen der Tonfrequenz steigt er entsprechend an. Wählt man R_2 niedriger als R_3 , so läßt sich bereits durch diese Maßnahme „Strom sparen“, denn dann ist (vgl. Bild 7.1) die H-Zeit der Tonfrequenz wesentlich größer als die L-Zeit.

7.3. Effekttongenerator

Aus der Schaltung nach Bild 7.3 läßt sich ein Generator ableiten, der zwar nicht mehr verzögert anspricht, dafür aber ein gepulstes Tonsignal abgibt oder sogar ein in der Frequenz sich rhythmisch änderndes Signal. Das gilt aber immer nur für einen gewissen Bereich der Betriebsspannung und der Werte der zusätzlichen RC-Glieder. Diese Schaltung hat also mehr experimentellen Charakter. Solche Signaltöne erregen mehr Aufmerksamkeit, so

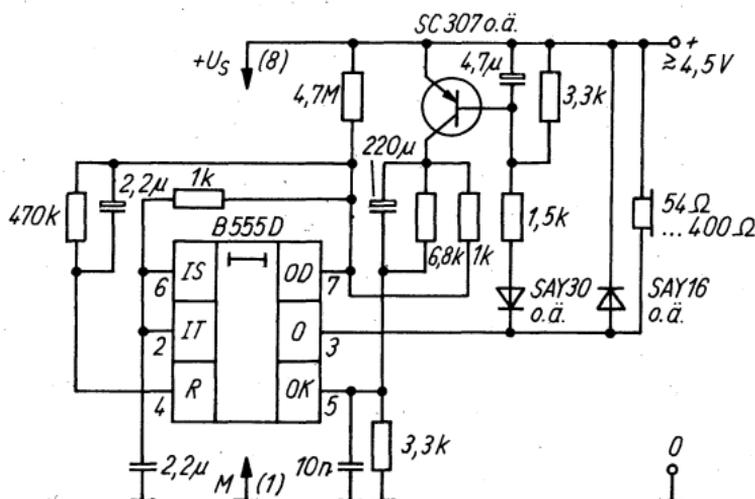


Bild 7.4 Eine von mehreren möglichen Varianten von „Effekt-Tongeneratoren“ mit dem B 555 D

daß die Beschäftigung mit dieser Art Anwendungen nur eines *B 555 D* und eines „Hilfstransistors“ sicherlich keine Spielerei ist. Bild 7.4a zeigt eine von mehreren möglichen Auslegungen. Bei Betrieb mit 4,5 V ergibt sich in der 54-Ω-Hörkapsel am Ausgang eine periodisch unterbrochene Tonfolge, die zusätzlich innerhalb jeder Tonperiode noch im Charakter variiert. Solche Signale heben sich gut von einem lärmefüllten Hintergrund ab. Die Unterbrechung des von der Grundschialtung erzeugten Tons wird vor allem durch das *RC*-Glied zwischen 4 und 7 bewirkt, dessen *R*-Wert nur zum Maximum noch einen gewissen Spielraum hat. Die Änderungen in der Tonfrequenz sind von den Bauelementen an Anschluß 5 bestimmt. Der dem 220-μF-Kondensator parallelliegende Widerstand kann zum Erzeugen anderer Effekte weggelassen werden. Auch das Erhöhen des 3,3-kΩ-Widerstands an 5 auf 6,8 kΩ und das gleichzeitige Parallelliegen eines 6,8 kΩ zum Transistor (Kollektor-Emitter-Strecke) ergeben interessante Wirkungen.

7.4. „Astabiler Monoflop“ ohne Ruhestrom

Die Schaltung nach Bild 7.5 ist, solange man den Schaltungsteil mit den beiden Transistoren nicht anschließt, ein Tiefstfrequenz-generator mit langer H- und äußerst kurzer L-Zeit. (Der Kondensator wird ja am Ende jeder Periode durch Anschluß 7 sehr schnell entladen.)

Sperren und freigeben läßt er sich an Anschluß 4. Bei L an 4 bleibt 3 auf L. Der Schaltkreis liegt in der Schaltung nach Bild 7.5 jedoch nicht unmittelbar an der Speisespannung. Damit fließt kein (unnötiger) Ruhestrom. Erst durch kurzes Betätigen der Starttaste wird er aktiviert. V1 schaltet die Speisespannung zu Anschluß 8 durch, so daß der Generator anschwingt. Das heißt, Ausgang 3 geht auf H. Diesen Zustand zeigt im Muster die Leuchtdiode an. Gleichzeitig erhält V2 Basistrom. Das ergibt Selbsthaltung für den Speisespannungskreis. Ausgang 3 bleibt so lange auf H, wie es die relativ lange erste Periode eines astabilen Multivibrators mit dem 555 zuläßt, nämlich für die Zeit $t_1 = 1,1 (R_1 + R_2)C$ (*R*-Bezeichnungen siehe z. B. Bild 7.1), denn *C* beginnt ja beim ersten Mal mit der Ladespannung 0. Wegen $R_2 = 0$ gilt $t_1 = 1,1 \cdot RC$. Das ist bekanntlich die Mono-

flop-Gleichung des *B 555 D*. Eine weitere Periode aber gibt es in der vorliegenden Schaltung nicht. Schon zu Beginn der L-Zeit der ersten Periode schaltet sich das System ab, denn 3 geht auf L, und V2 sperrt. Damit schaltet V1 sofort die Betriebsspannung ab. Dazu braucht man (unbedingt!) den dem Transistor V2 eingangsseitig parallelliegenden Widerstand. Er bildet mit dem Begrenzungswiderstand des Basisstroms einen Spannungsteiler. Die Spannungsteilung erwies sich als erforderlich, da die Transistorschaltung auf Grund ihrer relativ hohen Verstärkung sonst noch von der bei L an 3 verbleibenden Restspannung offengehalten wird. Im Muster genügten $0,7 \mu\text{A}$ Basisstrom für V2, um an 8 eine Spannung von etwa $2,2 \text{ V}$ zu halten. Mit dieser Spannung arbeitete der Multivibrator über die erste H-Zeit hinaus weiter astabil. Nach Einfügen des Widerstands parallel zur Basis-Emitter-Strecke nahm die Schaltung das gewünschte Verhalten an: Start durch Knopfdruck, Aktivzeit gemäß $t = 1,1 \cdot RC$, automatisches Abschalten ohne anschließenden Ruhestrom. Bei Bedarf kann auch an der Taste am Anschluß 4 vorzeitig gelöscht werden.

7.5. Kapazitätsmeßzusatz im astabilen Betrieb

Bei hochwertigen Frequenzzählern kann man Pulsbreiten bestimmen und damit Kapazitäten im monostabilen Betrieb des *B 555 D* messen, aber auch die folgende Lösung ist interessant. Sie kommt mit nur einem *B 555 D* aus und setzt nur voraus, daß der für dieses Meßprinzip erforderliche Zähler Periodendauermessungen zuläßt. Mit einem *E 351 D* zur Bereichserweiterung nach unten bietet die Schaltung nach Bild 7.6 außerdem noch einen gewissen Spielraum, wenn der (verläßliche oder mögliche) Meßbereich des Zählers für Periodendauermessungen das Mikrosekundengebiet schon etwas problematisch erscheinen läßt. Auf Grund praktischer Erfahrungen kann man für den *B 555 D* 500 kHz als eine obere Grenze ansehen, bei der (entsprechende R_1 , R_2 und C_1 vorausgesetzt) der Schaltkreis überhaupt noch reagieren kann. Ein Test mit $C_1 = 0$, also nur über die Eingangskapazität betrieben, lieferte z. B. bei $R_1 = R_2 = 560 \Omega$ vergleichsweise bei einem *NE 555* am Ausgang nur noch Dreiecksimpulse von $U_{\text{SS}} \approx 1 \text{ V}$ und mit etwa 3 V Gleichspannungsanteil ($U_{\text{S}} = 4,5 \text{ V}$).

Man muß also auch dort mit den resultierenden Zeiten deutlich über $2 \mu\text{s}$ bleiben, wenn ein für Meßzwecke akzeptables Ergebnis angestrebt wird.

Im astabilen Betrieb leichter einzuhalten ist eine andere Bedingung. Der Entladetransistor ist besonders bei kleiner Betriebsspannung nur begrenzt stromaufnahmefähig. Man vergleiche dazu Abschnitt 2. Erfahrungswerte liegen um $I_7 \approx 20 \text{ mA}$. Bei auf $2/3 U_s$ geladenem C muß also R_2 so groß sein, daß $I_7 < \left(\frac{2 U_s}{3 R_2} + \frac{U_s}{R_1} \right)$ bleibt. Anderenfalls verzögert sich der Entladevorgang. Damit stimmt die Multivibratorgleichung nicht mehr.

Bei kleinen Kapazitäten (Pikofaradbereich) sind für R_1 und R_2 Werte einerseits deutlich unter $10 \text{ M}\Omega$ (z. B. um $1 \text{ M}\Omega$) wegen der Eingangsströme und andererseits genügend hoch über folgender kritischer Grenze zu wählen: Im Frequenzbereich um 50 kHz wirken sich die Freiwerdezeiten des $B 555 D$ noch mit 10% der Gesamtzeit aus. Daher sollte auch für C_{\min} eine Frequenz von weniger als 10 kHz angestrebt werden. Als Richtwert erhält man daraus für die Summe $(R_1 + 2 R_2)$ mit 10 pF als Beispiel:

$$R_1 + 2 R_2 = \frac{1,44}{f \cdot C_1} = \frac{1,44}{10^4 \text{ Hz} \cdot 10^{-11} \text{ F}} = 14,4 \text{ M}\Omega.$$

Wie die Rechnung zeigt, ist das Messen von 10 pF bereits schwierig.

Ein weiteres Problem besteht in der bei $C_1 = 0$ zu ermittelnden Eingangskapazität. Sie läßt sich selbstverständlich ebenfalls nur in jenem Frequenzbereich genügend verläßlich feststellen, wo die Verzögerungszeiten des Schaltkreises noch keinen merklichen Einfluß nehmen.

Die Auslegung nach Bild 7.6 ergab sich als Kompromiß zwischen den genannten Störgrößen und dem Wunsch nach unmittelbar ablesbaren C -Werten. Mit der R -Kombination in S1-Stellung „x1“ schwingt der Oszillator des Mustergeräts ohne äußeres C_1 bei 35 kHz . Das entspricht rechnerisch mit $(R_1 + 2 R_2) = 1,5 \text{ M}\Omega$ (Meßwerte) etwa 28 pF Eingangskapazität. Sie enthält die leiterplattenbedingte Schaltkapazität. Diese 28 pF werden als $28 \mu\text{s}$ angezeigt – vorausgesetzt, der vorhandene Periodendauermesser arbeitet dabei noch zuverlässig. Anderenfalls läßt sich leicht mit einem I²L-Teiler $E 351 D$ [2], auf 1:100 einge-

stellt, auf 2,8 ms erhöhen. In der Schaltung nach Bild 7.6 ergab sich dadurch an einem 7stelligen Periodendauermesser ein unterster C -Meßbereich von (theoretisch) 0,01 pF bis 99,99999 nF. 28 pF Grundwert ergeben dabei die Anzeige 2800. Durch eine die Benutzung wesentlich erleichternde Maßnahme wurde dieser Grundwert auf 1000 pF, also Anzeige 100000, erhöht. Dazu mußte allerdings ein verläßlich bekannter Kondensator in diesem Wertebereich benutzt werden, wobei sich folgender Weg empfiehlt: Zunächst wird die Eingangskapazität vernachlässigt. Mit einem genau bekannten C_N in der Größenordnung von 10 nF (genügend hoch über der zu erwartenden Eingangskapazität) gleicht man die Anzeige am Stellwiderstand 470 k Ω auf diesen Wert ab (S1 steht auf x1). Dann wird C_N entfernt. Jetzt zeigt das Gerät schon relativ genau die Eingangskapazität an. Sie wird nun mit einem zusätzlichen C_g (Kunstfolietyp mit stabilisiertem Wickel benutzen!) in die Nähe von Anzeige 100000 gebracht. Ist der C_g -Kondensator größer als für 1000 pF nötig, legt man ihm einen entsprechend größeren in Serie. Optimal sollten so etwa 980 pF erreicht werden. Dann kann den Rest abgleich ein 10/40-Trimmer übernehmen. Danach gelingt es relativ verläßlich, z. B. 4,7 pF von 5,6 pF in der Anzeige deutlich zu unterscheiden. Kondensatoren im für HF-Zwecke interessanten Bereich bis 1000 pF können nun schnell und problemlos gemessen werden. Bei höheren Werten bedeutet das Abziehen von 1 nF keine große Mühe. Nach oben um eine Stufe weiter zu messen als 99 nF bei dem gegebenen Beispiel erfordert zunächst lediglich Umschalten des Teilers von „:100“ auf „:10“ (in Bild 7.6 nicht mit enthalten). Dann erreicht man knapp 1 μ F Größtanzeige. Bei „:1“ ist der Teiler abgeschaltet, und man mißt bis 9,99 μ F. Elektrolytkondensatoren bis 9,99 mF schließlich lassen sich durch Umschalten auf „x1000“ messen. Erst jetzt wird eine andere, niederohmige R1-, R2-Kombination eingeschaltet. Sie entspricht noch der Forderung für I7 (s. o.). Die sich ergebenden Ströme liegen um mehrere Größenordnungen über den bei Elektrolytkondensatoren zu erwartenden Leckströmen, so daß mit recht genauen Ergebnissen gerechnet werden kann.

Das Gerät braucht in der Auslegung nach Bild 7.6 nur zwei Simetoschalter zur Bereichswahl, wenn ein Periodendauermesser des genannten Anzeigeumfangs zur Verfügung steht.

Für den Selbstbau eines von solchen anderen Meßmitteln unab-

hängigen Kapazitätsmessers mit eigenem Zählerteil empfiehlt es sich aus Aufwandsgründen jedoch, besser z. B. von der Monoflopversion in Abschnitt 9. auszugehen.

7.6. Spezielle Generatorschaltungen

Der *B 555 D* arbeitet so lange im Sinne der Gleichung für seine Schwingfrequenz im astabilen Betrieb, wie die Periodendauer der erzeugten Schwingung genügend größer ist als die im Schaltkreis zu überwindenden Verzögerungszeiten. Bereits in Abschnitt 7.5. wurde auf den Einfluß solcher Effekte hingewiesen. Aus der komplexen Innenschaltung des *B 555 D* sind ihre Wirkungen kaum direkt zu erkennen. Eine von vielen ist z. B. das unterschiedlich schnelle Reagieren des Ausgangs 3 gegenüber dem Anschluß 7. Wenn am Ausgang 3 gar nur noch (wie beim Kapazitätsmeßzusatz im Falle der Eingangskapazitätstests) ein um einige Volt angehobener Sägezahn von mehreren hundert Kilohertz erscheint, so läßt sich die Ursache dieses Verhaltens ebenfalls in den Grenzfrequenzen der Teilschaltungen des *B 555 D* finden.

Umgekehrt kann man aber von solchen Effekten – sie sind schließlich reproduzierbar – auch positiven Gebrauch machen. Allerdings bewegt man sich dabei häufig außerhalb der Garantiedaten des Herstellers. Die zum Teil „verblüffenden“ Ergebnisse entsprechender Untersuchungen werden im folgenden beschrieben. Dabei sei vorausgeschickt, daß in diesem Falle vom *B 555 D* aus nicht auf *555* anderer Hersteller geschlossen werden kann. Die in dieser Broschüre enthaltene Tabelle zum unterschiedlichen bistabilen Verhalten der Schaltkreise einiger Hersteller enthält dazu die Begründung. In den folgenden Schaltungen liegt überwiegend Anschluß 2 fest an Masse. Bei vielen Typen hat dadurch ein Impuls an 6 keinen Einfluß auf das Verhalten von Ausgang 3. Diese Überlegung wird abschließend bei den Quarzgeneratorschaltungen dazu benutzt, durch eine modifizierte Schaltung auch solche Typen in gewünschter Weise zum Schwingen zu bringen.

Abschließend sei betont, daß alle diese Tests situationsbedingt nur mit Exemplaren aus einer Herstellercharge des *B 555 D* durchgeführt werden konnten.

7.6.1. Laufzeitgenerator

Diese Anwendung entspricht nicht den vom Hersteller garantierten Daten. Der *B 555 D* liefert je nach Exemplar am Ausgang 3 eine Pulsfrequenz von ≥ 1 MHz in Form breiter H-Dächer mit schmalen L-Nadeln (typische Breite ≥ 100 ns), wenn er lediglich nach Bild 7.7 angeschlossen wird. Diese Schaltung enthält keine externen Bauelemente. Allerdings darf sie am Ausgang 3 auch nur hochohmig belastet werden. Besonders kapazitive Lasten verändern die Schwingbedingungen stark. Um die Impulse aus einem solchen Generator weiterverarbeiten zu können, empfiehlt sich z. B. der Anschluß eines CMOS-Flip-Flop, an dessen Ausgang dann symmetrische Rechteckimpulse halber Frequenz entstehen. Wird Anschluß 7 bei solchen Schaltungen nicht zusätzlich benutzt, kann er mit pull-up-Widerstand aber auch als unabhängiger Ausgang verwendet werden.

Kleinere Schwingfrequenzen erhält man durch Einfügen eines

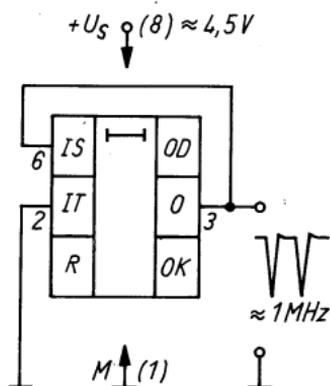


Bild 7.7
„Sparsamster“
555-Generator

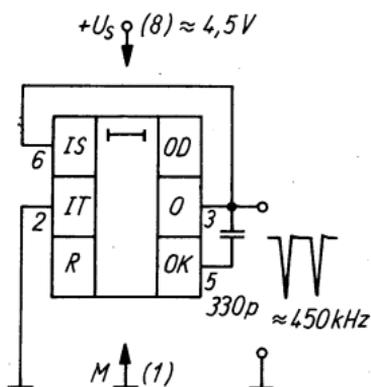


Bild 7.8
Generator mit einem
externen Bauelement

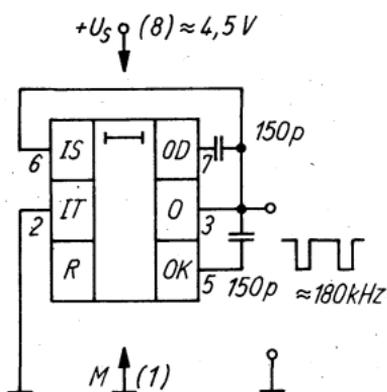


Bild 7.9
Generator mit zwei
externen Bauelemen-
ten

kleinen Kondensators, Größenordnung 100 bis 330 pF, zwischen die Anschlüsse 3 und 5. Im Beispiel nach Bild 7.8 ergaben sich etwa 450 kHz.

Die Breite der L-Impulse wächst, und die Schwingfrequenz insgesamt sinkt weiter, wenn gemäß Bild 7.9 noch zwischen 6 und 7 ein Kondensator ähnlicher Größenordnung gelegt wird. Bei je 150 pF, wie im Beispiel nach Bild 7.9, entstanden 180 kHz. Beim Einsatz mehrerer *B 555 D* ergab sich eine Streubreite von etwa 10 kHz gegenüber diesem Wert.

Man kann also einen solchen Generator schon mit einem Trimmkondensator im Bereich oberhalb 100 kHz auf jede gewünschte Frequenz einstellen. Allerdings hat die Betriebsspannung auf deren Wert einen spürbaren Einfluß. Es empfiehlt sich daher, bei entsprechenden Anforderungen eine stabilisierte Betriebsspannung zu wählen.

7.6.2. Tonfrequenzsignalgeber mit Kondensator

Die induktive Last, die eine 54-Ω-Telefonkapsel darstellt, und ein in seinem Wert relativ unkritischer Kondensator zwischen den Anschlüssen 3 und 5 bilden einen anspruchlosen Signalgenerator, der ebenfalls keiner weiteren Bauelemente bedarf. Bild 7.10 zeigt die dazu nötige Beschaltung des *B 555 D*. Ein solcher Generator kann über den noch freien Anschluß 4 bei Bedarf gesteuert werden: 4 auf L sperrt ihn, 4 auf H läßt ihn schwingen. Wenn der Schallwandler zwischen 3 und Plus liegt, fließt im gesperrten Zustand allerdings ständig Strom durch den

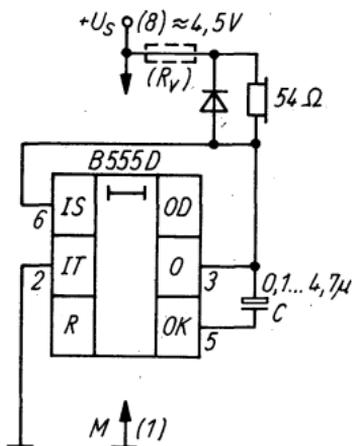


Bild 7.10
 Signaltongeber mit
 Ausnutzen der Last-
 induktivität

Wandler. Diese wie auch die meisten anderen Schaltungen dieses Abschnitts wurden mit 4 bis 5 V betrieben. Bei solchen Voraussetzungen ergaben sich an einem Exemplar des *B 555 D* (andere lagen ähnlich) folgende typische Kombinationen von Kondensator C zwischen 3 und 5, der sich ergebenden Frequenz und dem Strombedarf im Schwingbetrieb: 3,3 nF/16,9 kHz/3,5 mA; 15 nF/7,2 kHz/4 mA; 33 nF/3,3 kHz/5 mA; 100 nF/1,5 kHz/7 mA; 1 μ F/770 Hz/13 mA; 4,7 μ F/670 Hz/17 mA; 22 μ F/620 Hz/17 mA. Zum Vergleich: 0 nF/335 kHz/5 mA. Es zeigt sich, daß die untere Frequenzgrenze eine Asymptote darstellt. Wesentlich 1μ F übersteigende Kondensatoren haben keinen Sinn. Ein Widerstand zwischen 5 und Masse von etwa 3 k Ω führt zwar zu einer tieferen Frequenz, doch steigt dabei die Stromaufnahme ungünstig weiter an.

Vom Strombedarf, der sich vor allem aus dem Tastverhältnis ergibt, und hinsichtlich der Signalwirkung sind 33 nF bis 330 nF, d. h. 3,3 kHz bei 5 mA bis etwa 1 kHz bei ungefähr 10 mA als optimal anzusehen. Ohne die Diode parallel zur Hörkapsel bei 4,5 V Betriebsspannung entsteht eine Ausgangsamplitude (3 gegen Masse) von etwa 6 V (Rechteckspannung)! Die Diode, ein Typ mit möglichst großem Spitzenstrom (*SAY 17* oder auch *SY 360*), vermag die Amplitude nur auf etwa 0,8 V über U_S zu senken. Werte in dieser Größenordnung treten jedoch auch auf, wenn ein Relais im Sinne üblicher Herstellerempfehlungen zwischen U_S und 3 gelegt und mit einer Diode überbrückt wird.

Im übrigen ist die Tonfrequenz von U_S abhängig; sie sinkt, wenn U_S wächst.

7.6.3. Tieffrequenzgenerator mit nur einem externen Bauelement

Erweitert man die zweite Schaltung nach Abschnitt 7.6.1. (Bild 7.8) bezüglich ihres Kondensatorwerts um einige Größenordnungen, so entsteht ein Generator im Sekundenbereich mit einem für die Stromaufnahme günstigen Tastverhältnis (schmale L-Impulse, etwa 8:1, Bild 7.11). Mit $220 \mu\text{F}$ Nennkapazität ergibt sich – von Exemplarstreuungen abgesehen – bei $4,5 \text{ V}$ etwa ein Sekundentakt. Der Ausgang darf gegen Masse allerdings wieder nicht wesentlich belastet werden ($1 \text{ M}\Omega/50 \text{ pF}$ sind zulässige Werte), sonst entstehen undefinierte Verhältnisse. Zum Beispiel wurde auf dem H-Dach eine höherfrequente Schwingung beobachtet. Eine Last von z. B. $3,3 \text{ k}\Omega$ von 3 nach Masse erwies sich in dieser Hinsicht zwar als unbedenklich, doch stieg

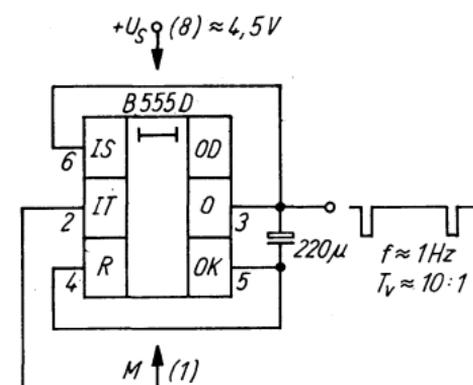


Bild 7.11
Tieffrequenzgenerator
mit einem externen
Bauelement

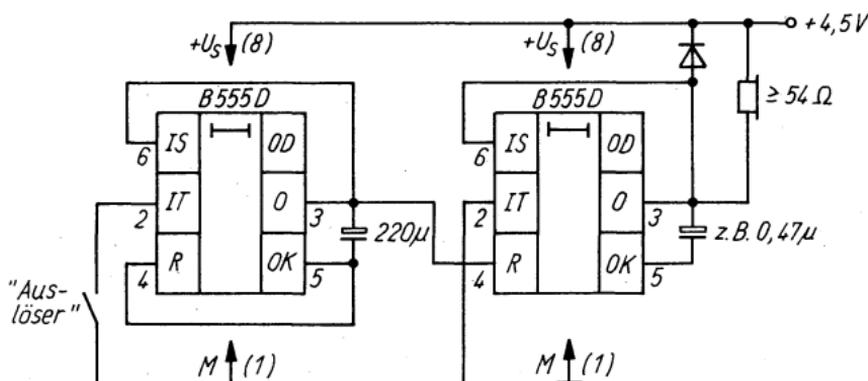


Bild 7.12 Generator mit periodisch unterbrochener Tonfolge und Steuerkontakt

dabei die Frequenz bereits merklich an. Als eine mögliche (anspruchslöse) Anwendung dieses einfachen Generators mag die Anregung nach Bild 7.12 gelten: Mit einem im Verhältnis zur Periodendauer kleinen L-Impuls taktet der erste *B 555 D* den in der Art von Bild 7.10 geschalteten Signalgenerator über Anschluß 4. Solange 4 nämlich (periodisch) auf L liegt, schweigt der zweite Generator. Es entsteht ein Aufmerksamkeit erregender, im Sekundenrhythmus periodisch unterbrochener Signalton. Der Taktgenerator läßt sich über Anschluß 2 steuern: 2 auf L (Auslöser geschlossen) gibt gepulsten Ton, 2 auf H Dauerton. Diese Anwendung wird mit einem *B 556 D* optimal. Er stand zum Zeitpunkt dieser Arbeiten jedoch noch nicht zur Verfügung.

7.6.4. Monoflop mit nur einem Bauelement

Diese Schaltung gehört von ihrer Funktion her nicht ganz in Abschnitt 7. Auf Grund der „Entstehungsgeschichte“ wurde sie jedoch an Abschnitt 7.6.3. angeschlossen. Das ergibt sich daraus, daß sie einfach dadurch entsteht, daß in Bild 7.11 Anschluß 2 von Masse getrennt und z. B. an eine Tipelektrode geführt wird (Bild 7.13). Mit etwa $1 \text{ s}/100 \mu\text{F}$ läßt sich also – wieder ohne weitere externe Bauelemente – ein äußerst sparsames, zuverlässig reagierendes Monoflop realisieren. Es darf z. B. mit der in Bild 7.13 eingetragenen Leuchtdiode belastet werden. Damit steht auf kleinem Raum ein optisch signalisierender „Kurzzeitmesser“ zur Verfügung, wenn es um das nicht unbedingt präzise Signalisieren kurzer Zeiträume im Sekundenbereich geht. Variiert

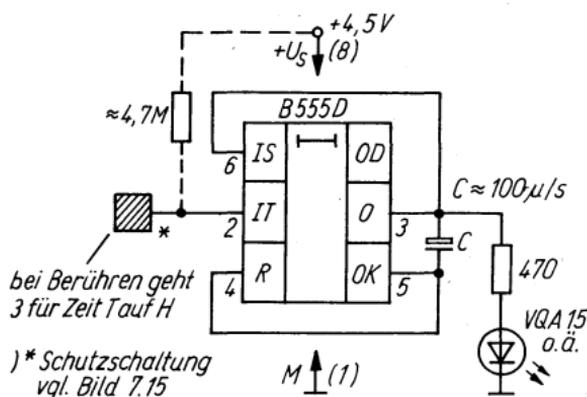


Bild 7.13
Aus den Generatorschaltungen abgeleitetes Monoflop mit Sensorstart

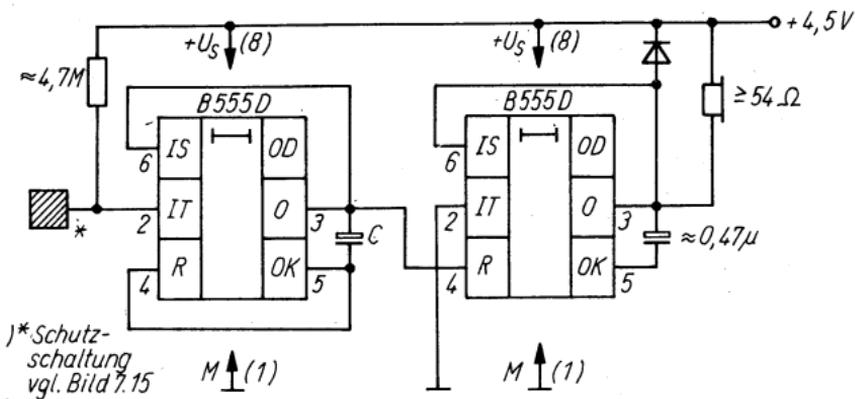


Bild 7.14 Zeitbegrenzter akustischer Signalgeber mit Sensorstart (Schutzmaßnahmen für den Eingang gemäß Bild 11.8 notwendig)

man – im Grunde lediglich durch entsprechendes Auslegen des Startanschlusses in Form einer Berührungselektrode – die Schaltung nach Bild 7.12, so erweitert sich dieser Einsatzfall vom zeitbegrenzten optischen auf ein zeitbegrenzt akustisches Signal, allerdings mit hohem Ruhestrom. Diese geänderte Auslegung (2 des zweiten Schaltkreises wieder an Masse legen!) erkennt man aus Bild 7.14.

Dieses Monoflop kann natürlich auch vorzeitig gemäß Bild 7.15 über den dafür vorgesehenen Anschluß 4 rückgesetzt werden. Das Vergrößern des Monoflopkondensators auf den Wert „unendlich“ schließt den Kreis: Eine Brücke zwischen 3 und 5 ergibt

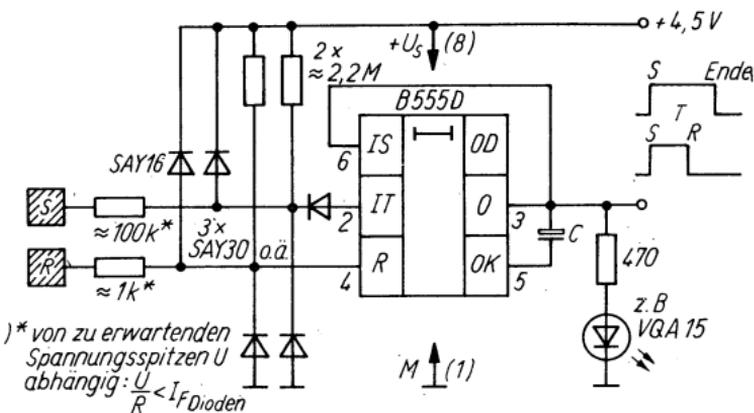


Bild 7.15 Rücksetzbares Monoflop. (Für beide Eingänge Schutzmaßnahmen nach Bild 11.8)

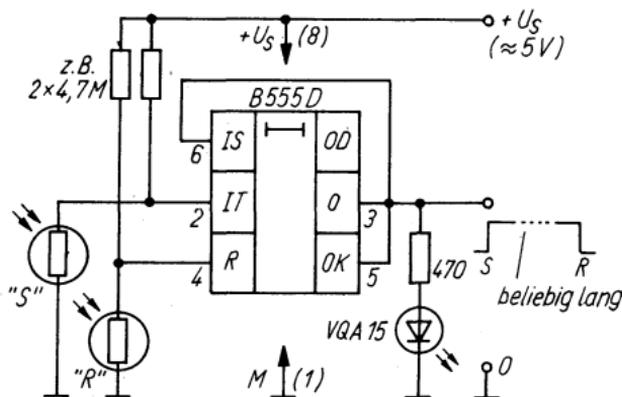


Bild 7.16 Bistabile Schaltung mit Lichtsteuerung

bistabiles Verhalten. Da dies bei L an 3 aber zu fast 0 V an 5 führt, ist Freilassen von 6 und 5 jetzt günstiger und ergibt prinzipiell gleiche Wirkung. Die Dauer des H-Zustands an Ausgang 3, durch Berühren von Anschluß 2 gestartet, wird erst durch Berühren von Anschluß 4 beendet.

Als praktische Anwendung sowohl von Bild 7.13 wie von Bild 7.15 zeigt Bild 7.16 die Steuerung mit Fotowiderständen (Bemerkung zu 5 beachten!). Das Anheben durch pull-up-Widerstände ist notwendig, um sowohl den schon im Dunklen endlichen Widerstand als erst recht seine durch Resthelligkeit bedingte Verringerung zu kompensieren. Die Werte sind vom Einsatzfall abhängig. Der Einsatzfall nach Bild 7.16 bestand in einer Reflexionslichtschranke. Für 4 ist der Widerstand je nach Schaltkreisexemplar bedarfsweise zu verkleinern.

7.6.5. Intermittierender Tongenerator

Statt des Vorschlags nach Bild 7.12 läßt sich ein periodisch unterbrochener Signalton, wie auch an anderer Stelle gezeigt, auch im Zusammenspiel eines B 555 D mit einem Transistor erzeugen. Der Transistor übernimmt dabei die Rolle des Unterbrechers. Die Variante nach Bild 7.17 zeigt, wie mit der Ausgangsschaltung nach Bild 7.10 bezüglich des Bauelementeaufwands eine günstige Lösung entsteht. Allerdings ist damit eine relativ hohe Stromaufnahme verbunden, die hauptsächlich die

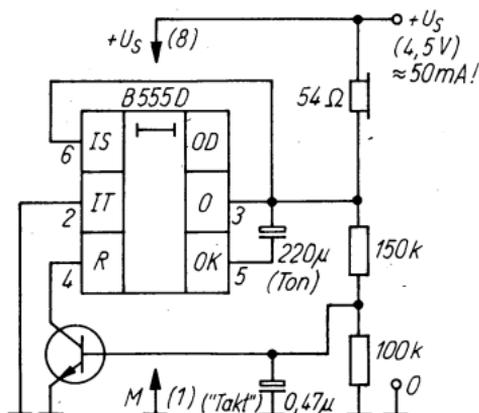


Bild 7.17
Durch „Hilfstransistor“ puls-
modulierter Tongenerator

Unterbrechungsschaltung verursacht. Beim Versuch, einen Vorwiderstand in der Größenordnung des Hörkapselwiderstands zum Verringern des Strombedarfs einzufügen, setzten die Schwingungen aus.

7.6.6. Extrem sparsamer Signalgenerator

Mit einer 54- Ω -Telefon-Hörkapsel und einem *B 555 D* allein entsteht der wohl im Aufwand nicht mehr zu unterbietende Signaltongenerator nach Bild 7.18. Er sollte aber sicherheits- halber wieder durch eine Diode parallel zur Kapsel geschützt werden. Bei 4,5 V Betriebsspannung wurden etwa 700 Hz bei 12 mA bei unbeschaltetem Anschluß 5 und 500 Hz bei 9 mA mit 5 an 8 an einem Testexemplar gemessen. Andere lieferten tiefere Frequenzen bei höherem Strom.

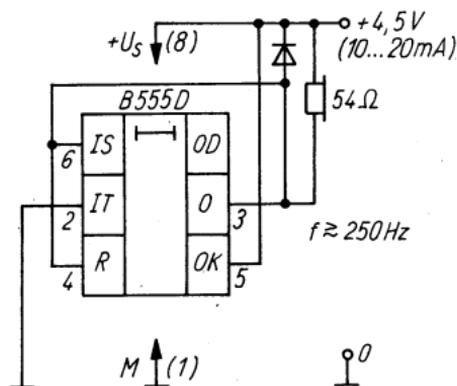


Bild 7.18
Signaltongeber mit Minimal-
beschaltung

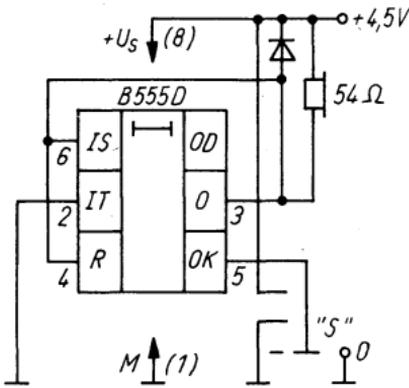


Bild 7.19
 Auf drei unterschiedliche Töne
 programmierbarer Signalton-
 geber nach Bild 7.18

Einen in der Grundform kontaktgesteuerten 3-Ton-Generator nach diesen Ergebnissen zeigt Bild 7.19: Je nachdem, ob 5 über „S“ an Plus, an Minus oder gar nicht angeschlossen ist, entstehen drei deutlich voneinander unterscheidbare Töne. Bei diesem Generator ist die Frequenz sehr stark von der Betriebsspannung abhängig. Wiederum sank die Frequenz mit wachsender U_s . Für alle vorgestellten Schaltungen dieses Abschnitts sei nochmals betont, daß sie rein experimentellen Charakter haben. Sie entstanden übrigens, bevor zum *B 555 D* ausführliche Daten verfügbar waren.

7.6.7. Quarzgeneratoren

Mit Bild 7.8 als Ausgangspunkt gelingt ein ebenfalls äußerst sparsamer Quarzgenerator für den 100-kHz-Bereich. Die Tests wurden mit zwei Quarzen eines für den *U 124 D* [15] hergestellten

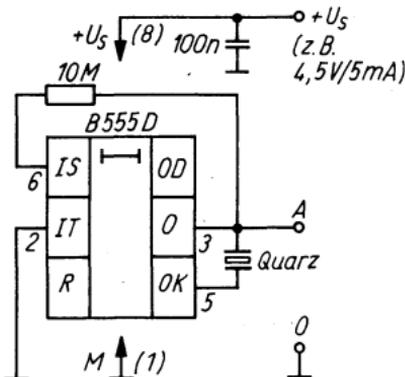


Bild 7.20
 Einfachster Quarzgenerator
 mit *B 555 D*

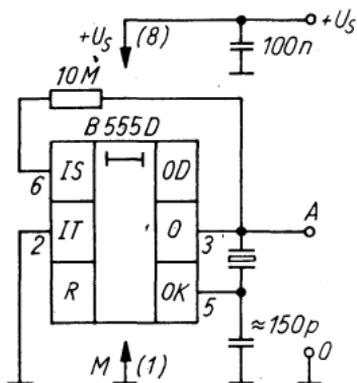


Bild 7.21
Quarzgenerator mit Frequenzkorrektur nach tieferen Frequenzen hin

Typs durchgeführt ($f_Q = 264,144 \text{ kHz}$). Bild 7.20 zeigt, daß der B 555 D für diesen Betriebsfall außer dem zwischen 3 und 5 liegenden Quarz lediglich noch etwa $10 \text{ M}\Omega$ zwischen 3 und 6 benötigt. Allerdings sollte 3 dabei nicht stärker als mit etwa $4,7 \text{ k}\Omega$ Lastwiderstand in beiden möglichen Richtungen (Plus und Masse) belegt werden. Je höher der Lastwiderstand um so geringer wird der Einfluß auf den Quarzgenerator. Eine Trennstufe ist also zu empfehlen, oder man koppelt an 7 aus (pull-up-Widerstand nach Plus vorsehen).

Diese Schaltung läßt sich interessanterweise in beiden Richtungen in der Frequenz ziehen. Bild 7.21 zeigt, wie sich die im Muster zunächst bei $262,08 \text{ kHz}$ liegende Frequenz durch 150 pF von 5 nach Masse auf $262,04 \text{ kHz}$ und mit 300 pF sogar auf $262,00 \text{ kHz}$ senken ließ. Die Stromaufnahme der Schaltung lag dabei übrigens bei $4,5 \text{ mA}$. Das zweite Quarzexemplar zeigte nahezu die gleichen Ergebnisse (10 Hz Unterschied).

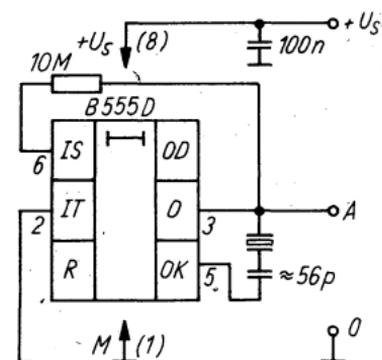


Bild 7.22
Frequenzkorrektur zu höheren Frequenzen

Nach Bild 7.22 kann in gewohnter Weise die Frequenz erhöht werden. Der Serienkondensator brachte im Muster mit 56 pF genau die gewünschten 262,144 kHz.

Höhere Betriebsspannung (z. B. 9 V) als die zunächst benutzten 4,5 V legte es nahe, Bild 7.21 und Bild 7.22 zu kombinieren. Anderenfalls erregten sich wesentlich tiefere Frequenzen. Schließlich hat auch ein direkt am Schaltkreis angebrachter Keramik-kondensator von 100 nF erhebliche Bedeutung, vor allem bei größerem Innenwiderstand der Spannungsquelle, bedingt z. B. durch einen zu Kontrollzwecken in die Versorgungsleitung gelegten Strommesser. Bei Varianten mit höherer Stromaufnahme, vor allem infolge größerer Betriebsspannung, sollte ein 1- μ F-MKL-Kondensator vorgesehen werden.

Der Generator arbeitet mit geringer Frequenzabweichung zwischen weniger als 4 V und mehr als 12 V Betriebsspannung. Oberhalb von 6 V erregte sich im Testmuster beim Einschalten eine höhere Frequenz, jedoch nur bei Fehlen des Kondensators zwischen 5 und Masse.

Eine bessere Trennung des Quarzgenerators von der Folgeschaltung bedingt etwas größeren Bauelementeaufwand. Dafür erhält man ausgangsseitig auch wesentlich steilere Flanken als nach Bild 7.20 bis Bild 7.22. In Bild 7.23 wird der Entladetransistor in die Generatorschaltung einbezogen. Eingang 6 erhält von Plus eine Vorspannung und wird außerdem über einen hochohmigen Koppelwiderstand mit Ausgang 3 verbunden. Ist dessen Wert zu niedrig, erregt sich eine zu hohe Frequenz weit oberhalb der Quarzfrequenz. Der für den open-collector-Transistor an 7 in dieser Schaltung erforderliche Arbeitswiderstand nach Plus darf wiederum nicht wesentlich größer sein als

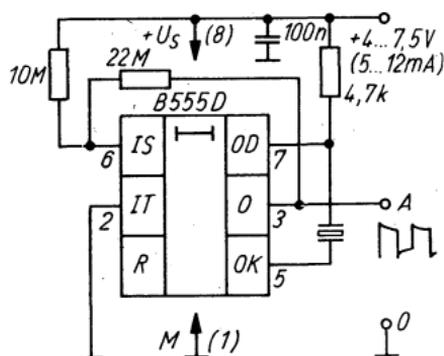


Bild 7.23
Höher belastbarer Ausgang
bei Quarzgenerator mit
B 555 D

4,7 k Ω , sonst entstehen innerhalb der Schwingung Einbrüche, die von Folgeschaltungen als insgesamt höhere Frequenz gewertet werden. In Bild 7.23 schwingt der Quarz zunächst auf einer etwas niedrigeren als der Sollfrequenz. Durch Serienschalten eines in Bild 7.23 nicht dargestellten Ziehkondensators im bereits vorgestellten Sinne läßt sich wieder die genaue Quarzfrequenz einstellen.

Im TTL-Speisespannungsbereich konnte keine spannungsbedingte Frequenzänderung festgestellt werden. Die vorhandenen Exemplare des *B 555 D* arbeiteten zwischen weniger als 4 V (5 mA, Grenzwert 3,25 V) bis zu mehr als 12 V (allerdings mit dann 20 mA Strombedarf) mit einer Frequenzänderung von ± 10 Hz, bezogen auf den TTL-Bereich. Der Ausgang bleibt gegen kapazitive Last empfindlich. 15 nF ergeben bereits stärker verrundete Impulsflanken. Dagegen kann er unbedenklich sowohl gegen Plus wie gegen Minus mit 1 k Ω Lastwiderstand belegt werden. Zwischen einzelnen Exemplaren des *B 555 D* wurden bei 5 V Betriebsspannung Frequenzunterschiede von weniger als 5 Hz gemessen.

Bezieht man den Eingang 2 in das System ein, gelingt es schließlich, auch jene Typen fremder Hersteller in dieser Quarzgeneratorschaltung zu benutzen, für die die Masseverbindung von 2 sonst Oszillatorbetrieb verhindert. Nach Bild 7.24 wird dafür lediglich ein Widerstand von etwa 3,9 M Ω zwischen 2 und 7 und ein Kondensator von 150 pF von 2 nach Masse benötigt. Die zunächst relativ weit unter dem Nennwert des Quarzes liegende Frequenz (wenn ein Ziehkondensator fehlt; im Muster 262,01 kHz!) konnte mit einem Ziehkondensator üblicher Größenordnung

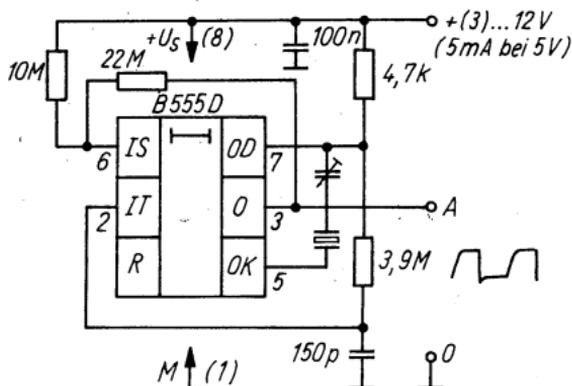


Bild 7.24
In dieser Generatorschaltung arbeiteten auch 555-Timer anderer Hersteller

(56 pF) auf den dann zwischen 4 V und 9 V Betriebsspannung unverändert bleibenden Sollwert gebracht werden. 5 bis 7 mA sind wieder typische Werte für die Stromaufnahme bei 5 V.

7.7. Einfacher Funktionsgenerator

Im Hauptanwendungsbereich des *B 555 D* wird der zeitbestimmende Kondensator bekanntlich nach einer e-Funktion aufgeladen. Man kann die an ihm entstehende Spannung daher nur bei sehr geringen Ansprüchen an Linearität direkt für andere Zwecke nutzen. Eine zwischen $U_S/3$ und $2 U_S/3$ linear verlaufende Ladekurve ergibt sich dagegen, wenn der Kondensator von einem Stromgenerator gespeist wird. Entgegen normalen Stromgeneratorschaltungen, die eine konstante Bezugsspannung benötigen, kann beim *B 555 D* auf einen an die Betriebsspannung gelegten Spannungsteiler bezogen werden, ohne daß die Frequenz eine Funktion von U_S wird. Allerdings geht die Höhe von U_S unmittelbar als Faktor in die Amplitude der Kondensatorspannung ein. Beides ist vom Funktionsprinzip des *B 555 D* bedingt. Außerdem bringt die in Bild 7.25 benutzte einfache Stromgeneratorschaltung eine gewisse Temperaturabhängigkeit, die sich aus der temperaturabhängigen Basis-Emitter-Spannung des Transistors ergibt. Eine Verbesserung ist durch Einfügen einer Diode in Durchlaßrichtung in den oberen Teilerzweig möglich. Schließlich läßt sich mit etwas größerem Aufwand diese Temperaturabhängigkeit mit einem Doppeltransistor minimieren.

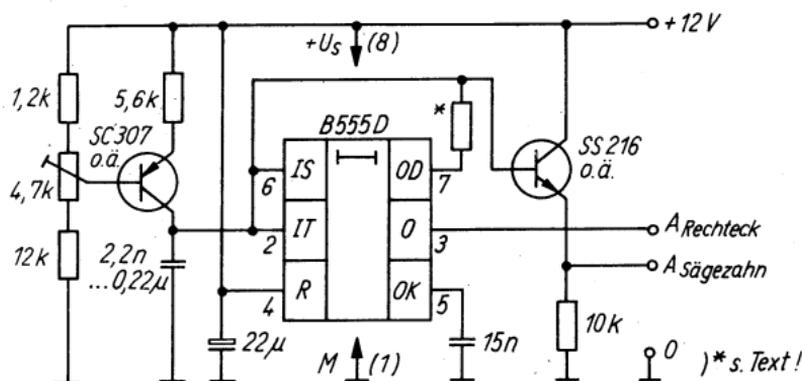


Bild 7.25 Einfacher Funktionsgenerator

In Abschnitt 8. findet man in anderem Zusammenhang dazu eine Lösung.

Die Schaltung nach Bild 7.25 ist so zu dimensionieren, daß der Stromgenerator den Kondensator bei konstant bleibendem Ladestrom auch tatsächlich bis $2 U_S/3$ zu laden vermag. Das engt den Spielraum für das Einstellen des Ladestroms in der Art nach [16] ein. Es ist jedoch auch möglich, den Emitterwiderstand in Grenzen zum Einstellen der Frequenz zu benutzen. Da bis $2 U/3$ geladen werden muß, steht für den Stromgenerator am Ende der Periode nur $U/3$ zur Verfügung. Damit erfordert das Prinzip relativ hohe Betriebsspannung. Beim Dimensionieren nach Bild 7.25 aus [16] mit $U_S = 12 \text{ V}$ und wenigstens etwa 1 V über der Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors bleiben am Emitterwiderstand 3 V , d. h., der Ladestrom beträgt etwa $530 \mu\text{A}$. Ihn um wenigstens noch eine Größenordnung zu verringern bringt keine Probleme, denn die Leckströme sowohl der benutzten Anschlüsse des *B 555 D* wie der verwendeten Kondensatortypen bleiben weit unter diesem Wert. Der Sägezahn soll jedoch ausgekoppelt werden können, sonst wäre seine Erzeugung ja wenig sinnvoll. In Bild 7.25 wird dazu ein Emitterfolger als Puffer verwendet. Mit $10 \text{ k}\Omega$ Emitterwiderstand und einer angenommenen Stromverstärkung von >100 ergibt das einen Eingangswiderstand von etwa $1 \text{ M}\Omega$. Bei $U_C = 8 \text{ V}$ werden also im Höchstfall weniger als $10 \mu\text{A}$ vom Ladestrom „abgezweigt“. Darum empfiehlt es sich bei den gegebenen Schaltungsbedingungen aus Linearitätsgründen nicht, mit dem Emitterwiderstand des Stromgenerators wesentlich unter den eingetragenen Wert zu gehen.

Für die Ladezeit gilt bei Stromgeneratorspeisung die einfache Beziehung $t = C \cdot \Delta U/I$ [mit $I = f(U_S)$]. Das bedeutet bei $\Delta U = U_S/3$ für $U_S = 12 \text{ V}$ eine Anstiegszeit des Sägezahns von etwa $0,75 \text{ ms}$, wenn $C = 0,1 \mu\text{F}$. Das ist vergleichbar mit einer normalen *B 555 D*-Beschaltung mit etwa $10 \text{ k}\Omega$ Ladewiderstand, aber exponentieller Ladekennlinie. Die endliche Abfallzeit des Sägezahns, sobald bei $2 U_S/3$ Anschluß 7 leitend wird und den Kondensator entlädt, ergibt sich aus den bereits weiter vorn genannten Daten des *B 555 D*. Für C werden in [16] Werte zwischen $2,2$ und 220 nF empfohlen, was einem Frequenzbereich von etwa 600 Hz bis 60 kHz entspricht. Besonders bei den Flanken der an Anschluß 3 jeweils mit entnehmbaren Rechteckschwin-

gungen (allerdings mit einem vielfach ungünstigen Tastverhältnis – schmale L-Impulse) werden sich bei höheren Frequenzen stärkere Verrundungen zeigen. Dagegen erscheint es weniger kritisch, wenn der Frequenzbereich nach unten erweitert wird. Daher kann man für die über einen Dreh- oder Tastenschalter anwählbaren Kapazitäten Werte zwischen 1 nF und $2,2 \mu\text{F}$ (Kunstfolie o. ä.!) einsetzen.

Für den Einsatz der vorgestellten Schaltung nennt [16] u. a. Prüfzwecke, elektronische Musik und Oszillografentechnik. Zum letztgenannten Einsatzfall enthält Abschnitt 4. eine etwas anspruchsvollere Schaltung eines Ablenkgenerators, der den *B 555 D* nur als Komparator ausnutzt. Wie auch dort angedeutet, läßt sich das Verhalten solcher Generatoren verbessern, wenn vor Anschluß 7 des *B 555 D* ein kleiner Widerstand vorgesehen wird, damit Laufzeiteffekte im höheren Frequenzbereich nicht zum „Überschwingen“ des Sägezahns führen. Der Wert dieses Widerstands ist entsprechend dem größten auftretenden Strom aus dem Stromgenerator zu dimensionieren, damit sichergestellt bleibt, daß der Wert $U_S/3$ für Anschluß 2 noch unterschritten wird.

7.8. Metronom mit Tonimpulsen

Viele Anwendungen des *B 555 D* erfordern mehr als einen Timerschaltkreis. Künftig wird für solche Fälle der *B 556 D* zur Verfügung stehen. Eine Kurzinformation dazu findet sich am Ende der vorliegenden Broschüre. Auch mit dem *B 555 D* lassen sich jedoch Objekte realisieren, die eigentlich für den Doppeltimer „maßgeschneidert“ sind. Eine solche Anregung stammt aus [17]. Der Trick dieser Schaltung (Bild 7.26) liegt darin, daß die dem Lautsprecher zugeführten Impulse nicht direkt aus dem ersten Timer stammen, der die Taktfrequenz erzeugt. Die L-Zeiten dieser Impulse mit einer einstellbaren Taktfrequenz zwischen etwa 0,1 und 2 s sind mit 15 ms sehr schmal:

$$t_L \approx 0,7 \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-6}.$$

Die übrige Zeit befindet sich der Timerausgang auf H. Er sperrt dadurch den zweiten Timer, denn er hält dessen Schwellwert Eingang über die Koppeldiode auf $> (2 U_S/3)$ und damit auf eingeschaltetem Entladetransistor. Das hat keine nachteiligen

8. Aktive Frequenzteiler und Modulatoren

Die im folgenden beschriebenen Schaltungen sind hauptsächlich Anwendungen der Monoflopfunktion des *B 555 D*. Sie werden daher über den Triggeranschluß 2 gesteuert. Sind die Triggerimpulse periodisch, ergibt sich also auch eine periodische Impulsfolge am Ausgang 3. Bestehen bestimmte Verhältnisse zwischen Triggerimpulsfolge (also Eingangsfrequenz) und Monoflopzeit, kann man den *B 555 D* als Teiler für die Eingangsfrequenz benutzen. Früher wurden mit dieser Möglichkeit häufig bauelementesparsame Teiler realisiert. Inzwischen stehen digitale Frequenzteiler zur Verfügung, die nicht von der Zuverlässigkeit irgendwelcher passiver Zeitkonstanten-Bauelemente abhängen, sondern exakte Teilungen garantieren. Die Frequenzteilung mit Monoflop bleibt damit auf Spezialfälle beschränkt, über deren Einsatz der Anwender selbst entscheiden muß.

Zieht man zusätzlich zum Triggereingang den Kontrollspannungsanschluß für Steuerzwecke heran, so lassen sich die Monoflopimpulse in ihrer Breite verändern (PWM, Pulsweitenmodulation). Bekanntlich leitet sich ja, wie in Abschnitt 3.2. berechnet, die Aktivzeitdauer des Monoflop mit *B 555 D* von den beiden Schaltschwellen ab. Diese können aber eben extern beeinflußt werden. Das Ergebnis ist ein Pulsbreitenmodulator. Einen Pulslagemodulator (PPM, Pulse Position Modulation) schließlich erreicht man bei Betrieb des *B 555 D* im astabilen Modus, wenn wieder über den Kontrollspannungsanschluß gesteuert wird. Im Grunde ist dies eine Frequenzmodulation, denn die Höhe der gerade anliegenden Kontrollspannung führt zu einer bestimmten Ladezeit des Kondensators. Seine Spannung pendelt dabei nicht mehr zwischen $U_S/3$ und $2 U_S/3$, sondern, bedingt durch den internen Spannungsteiler, zwischen $0,5 U_S$ und U_S , dem gerade gegebenen Wert der von außen anliegenden Kontrollspannung. Je kleiner U_S , um so schneller folgen also auch die Impulse aufeinander.

8.1. Frequenzteiler

Bei bekannter Eingangsfrequenz $f = 1/T$ kann die Zeitkonstante eines in Monoflopfunktion geschalteten *B 555 D* so gelegt werden, daß die aktive H-Zeit des Timers erst nach einer Zeit $n \cdot T$ hinter dem ersten Triggern ($n = 2, 3, 4$ usw.) vorbei ist. Da sich der *B 555 D* in dieser Schaltung nicht nachtriggern läßt, bleiben alle zwischendurch eintreffenden Impulse wirkungslos. Bild 8.1 aus [12] zeigt die Verhältnisse für eine Teilung durch 3 in Form der Eingangs-, Ausgangs- und Kondensatorspannungsverläufe. Genauer betrachtet teilt nicht die Schaltung eine beliebige Eingangsfrequenz mit einem konstanten Teilerfaktor, sondern es ist gerade umgekehrt: Die Schaltung gibt eine Periodendauer vor (durch ihre Monoflopzeit), und sie liefert bei Eintreffen einer Frequenz kleinerer Periodendauer eine Pulsfolge, die ihren Monoflopimpuls vorgegebener Breite periodisch wiederholt. Entsprechend konstante Zeitglieder vorausgesetzt, sind Teilerfaktoren von mehr als 1/100 erreichbar. Durch Kettenschaltung mehrerer Stufen mit je einem *B 555 D* kann man dadurch extreme Werte erzielen.

Beispiel: Drei Stufen, auf je 1/100 eingestellt, vermögen 1 MHz auf 1 Hz zu teilen. Das gleiche Ergebnis liefern die drei Stufen, wenn die erste 1/200, die zweite 1/50 und die dritte wieder 1/100 teilt. Damit wird deutlich, daß jedes Teilungsverhältnis möglich ist. Dabei ist aber die Zeitkonstante der Teilerstufe auf die jeweils konstante Eingangsfrequenz einzustellen, damit diese wie gewünscht teilt.

Die umfangreiche Gesamtschaltung des nach diesem Prinzip arbeitenden Geräts in [18] enthält einige interessante Details. So wird Eingang 2 nicht einfach von den über ein *RC*-Glied

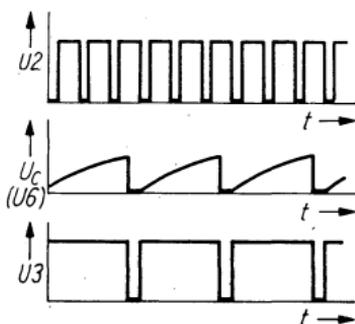


Bild 8.1

Impulszuordnungen an den Anschlüssen 2, 3 und 6 eines durch 3 teilenden aktiven Frequenzteilers mit *B 555 D*

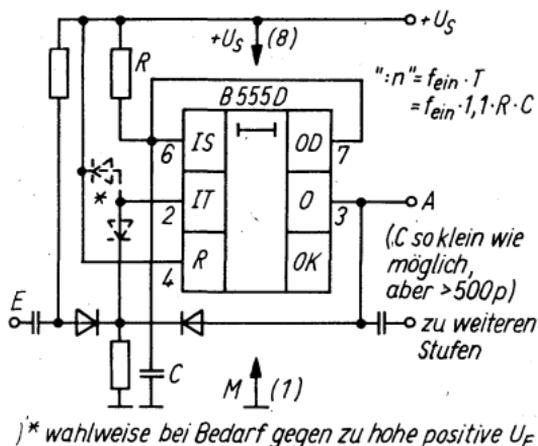


Bild 8.2
 Stufe eines aktiven
 Frequenzteilers „n“
 nach [18]

differenzierten Eingangsfrequenzimpulsen getriggert, sondern anschließend noch von dem dann auf H gehenden Ausgang 3 für die Dauer der Aktivzeit über eine Diode zusätzlich verriegelt. Nach Zurückschalten von Ausgang 3 auf L am Ende dieser Zeit liefert bis zum nächsten Triggerimpuls ein an Plus liegender Widerstand die Vorspannung für Eingang 2. Bild 8.2 zeigt die Schaltung einer solchen Teilerstufe. R_1 wird in drei Stufen umgeschaltet, zwischen deren Werten ein 10-Gang-Potentiometer für genaues Einstellen sorgt. Für die Anzeige des Teilerverhältnisses wird ein Periodendauermesser aus 3×7490 mit nachgeschalteten Spezialanzeigen benutzt, die Dekoder und Speicher enthalten. Während die Torzeit und die Speicher- und Anzeigebefehle für diese Anzeigen vom Ausgangsimpuls der gerade angeschalteten Teilerstufe abgeleitet werden, zählt die Einheit die in dieser Zeit in den Teiler eingehenden Impulse. Ihre Zahl gibt damit direkt den Teilerfaktor an. Das Gerät enthält drei einstellbare Teilerstufen mit je einem $NE\ 555$ und ist damit vielfältig nutzbar.

8.2. Pulsbreitenmodulator

In der bereits eingangs kurz skizzierten Art kann man gemäß Bild 8.3a einen $B\ 555\ D$ zur Ausgabe von Impulsfolgen veranlassen, deren Einzelimpulsbreiten vom Augenblickswert der am Kontrollspannungseingang liegenden Modulationsspannung beeinflusst werden. Bei einer konstanten Taktfrequenz zum Triggern

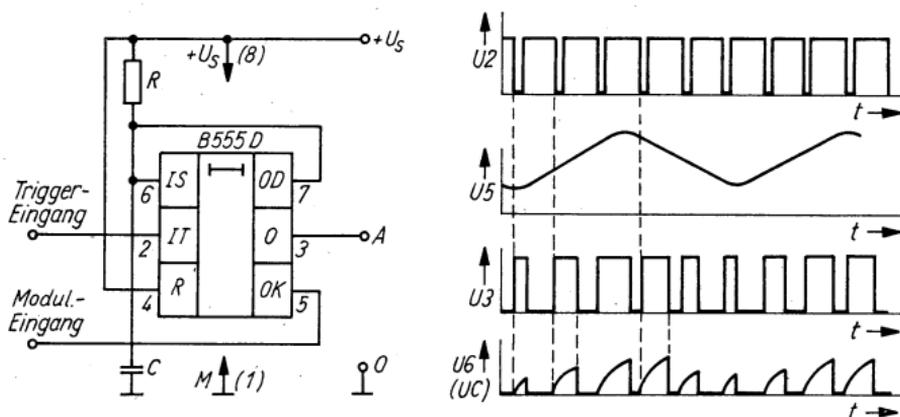


Bild 8.3 a — Pulsbreitenmodulator mit B 555 D. Je nach Ansteuerung von 2 Schutzbeschaltung ggf. nach Abschnitt 11., b — Impulsbilder zur Schaltung

des Modulators wird der Ausgang 3 stets zum gleichen Zeitpunkt auf H geschaltet, und der Monoflopkondensator beginnt sich von 0 V an über R zu laden. Bei unbeschaltetem Modulations-eingang wird die Pulsbreite nur von R und C bestimmt, und bei $U_6 = U_5 = 2 U_S/3$ schaltet Ausgang 3 wieder auf L. Die Periodendauer der Triggerfrequenz muß dabei größer bleiben als die maximale Pulsbreite. Koppelt man in Anschluß 5 eine niederfrequente Spannung mit einer Amplitude in der Größenordnung von 1 bis 2 V ein (je nach Betriebsspannung), so liegen die Schnittpunkte dieser sich zeitlich ändernden Modulationsspannung U_5 mit der am Kondensator nach jedem Triggerimpuls ansteigenden Spannung um so höher, je größer der Augenblickswert der Modulationsspannung ist. In ihrer negativen Halbwelle (bezogen auf ihre Nulllinie) ist es genau umgekehrt.

Damit nimmt die Breite der innerhalb einer Periode der Modulationsspannung erzeugten Impulse zunächst zu, dann wieder ab usw. (Bild 8.3b). Die Pulsbreite ist allerdings beim Aufladen von C über R nicht linear von der Modulation abhängig. Schuld hat daran der exponentielle Verlauf der Ladespannung. Einen Ausweg bietet wieder ein von U_S geführter Stromgenerator. Die ihm anhaftende thermische Abhängigkeit der Basis-Emitter-Spannung des Stromgeneratortransistors (man vergleiche den weiter vorn beschriebenen Funktionsgenerator) wird mit einem Doppeltransistor minimiert.

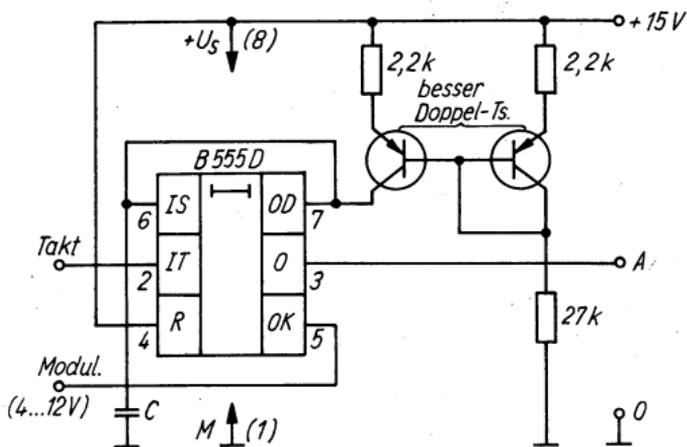


Bild 8.4 Pulsbreitenmodulator mit kleiner Temperaturabhängigkeit

Die Schaltung in Bild 8.4 (aus [12]) arbeitet mit dieser Verbesserung. Da die Basisströme beider Transistoren gleich sind, läßt sich auch die gleiche Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitter-Spannung erwarten. Bei dieser „Stromspiegel“-Schaltung bildet sich der Strom durch den rechten Transistor im linken ab, der Ladestrom wird also von 27-k Ω -Widerstand bestimmt. Der Strom durch ihn „spiegelt“ sich an der Plusleitung und fließt auch durch jeden der beiden 2.2-k Ω -Widerstände, die linearisierend wirken. All das gilt bei genügend hoher Stromverstärkung ausreichend genau.

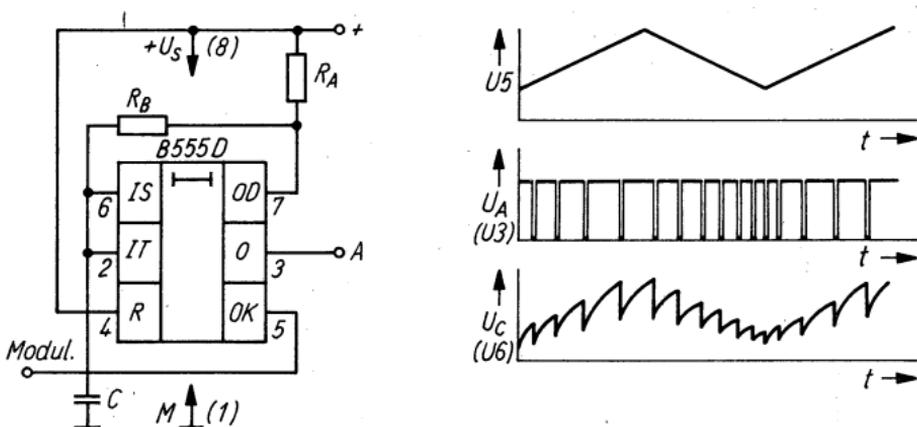


Bild 8.5 a — Pulslagenmodulator mit B 555 D, b — Impulsbilder zur Schaltung

8.3. Pulslagemodulator

Auch dieses Prinzip wurde einleitend schon kurz angesprochen. Der *B 555 D* muß dazu astabil betrieben werden. Moduliert wird wieder am Kontrollspannungsanschluß 5. Daraus ergibt sich die wiederum im Grunde „triviale“ Schaltung nach Bild 8.5a. Da die Modulationsspannung beim astabilen Multivibrator auch auf die Triggerschwelle wirkt, bildet sich der Kurvenverlauf als Hüllkurve der einzelnen Aufladekurvenstücken des Kondensators ab. Bild 8.5b zeigt das am Beispiel einer Modulation mit einer symmetrischen Dreiecksspannung. [12]

9. Spezielle Anwendungen und Kombinationen

9.1. NF-Sichtgerät

Jeder beliebige noch funktionstüchtige Fernsehempfänger, auch älterer Bauart, läßt sich mit zwei *B 555 D* und gegebenenfalls noch mit einem Operationsverstärker zum NF-Sichtgerät erweitern. Eingriffe in den Fernsehempfänger sind dazu nicht erforderlich. Die Anregung zu diesem Gerät stammt aus [19].

Bild 9.1 zeigt die Ursprungsschaltung mit den dort angegebenen Bauelementen. Sie erwies sich bezüglich der Synchronisation als problematisch, da sich die Zeilenfrequenz als Nutzsignal nicht ausreichend von der Bildfrequenz bzw. vom Netzbrumm als Störer trennen ließ. Die Schaltung wurde daher in drei wesentlichen Punkten geändert:

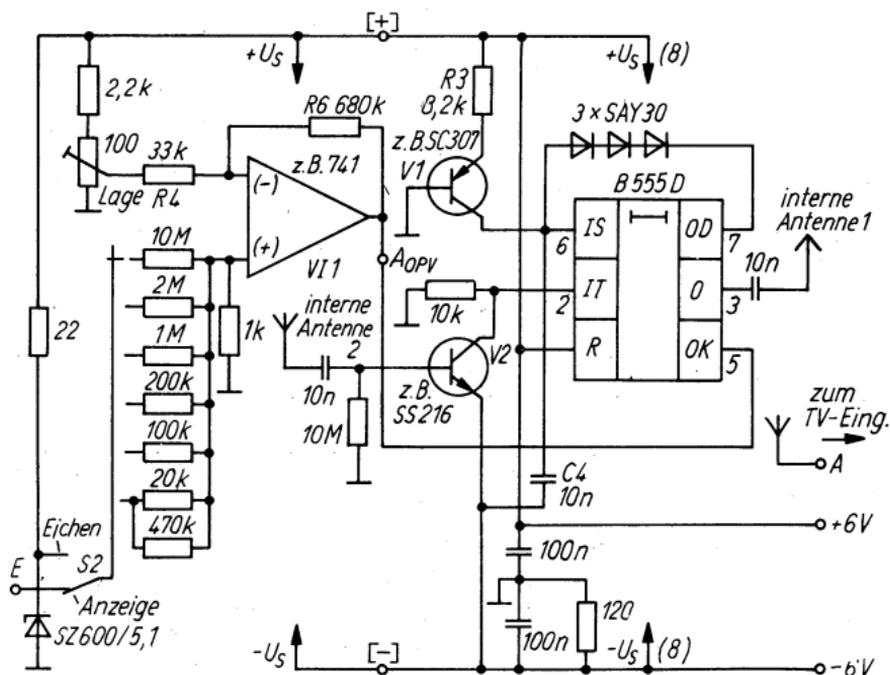


Bild 9.1 Vom Sichtgerät synchronisierte ursprüngliche Schaltung aus der Literatur

– Die vom Sichtgerät in der Ursprungsschaltung aufgefangenen Zeilenfrequenzimpulse werden jetzt aus einem eigenen „Zeilengenerator“ mit einem zweiten *B 555 D* gewonnen. Dafür entfällt V2. Diese Lösung erwies sich als frequenzstabil genug, um ein synchrones Bild zu erzeugen.

– Das Zusatzgerät wird über ein geschirmtes 75-Ω-Antennenkabel mit der Eingangsbuchse des Fernsehempfängers verbunden.

– Die Ausgangsamplitude wurde entsprechend dem nun relativ hohen Eingangspegel mit einem Drehwiderstand einstellbar gemacht.

Auf diese Weise entfällt nicht nur das in [19] beschriebene problematische Einstellen bei einem bestimmten optimalen Standort zum Fernsehempfänger, sondern es entsteht auch eine Lösung mit kleinem Störpegel. Schließlich können mit der geänderten Schaltung auch günstigere, schmalere Linien geschrieben werden.

In der Ursprungsschaltung soll V2 über eine kurze, günstig angeordnete Drahtantenne die Zeilenimpulse des Fernsehempfängers auffangen und mit ihnen den *B 555 D* triggern. Der *B 555 D* arbeitet als monostabiler Multivibrator, dessen Pulsbreite eine Funktion der Kontrollspannung an Anschluß 5 ist (vgl. Abschnitt 8.). Diesem Anschluß wird im vorliegenden Falle vom Operationsverstärkerausgang das abzubildende NF-Signal zugeführt. Damit liegt an Anschluß 5 eine zeitlich veränderliche Spannung, deren Grundwert (sozusagen die Zeitachse) von der Verschiebespannung am invertierenden Eingang bestimmt wird. Das NF-Signal liegt am nichtinvertierenden Eingang und wird über einen Widerstandsteiler auf die für den Operationsverstärker V11 nötigen Werte gebracht. Der Operationsverstärker ist durch *R4* und *R6* auf eine Verstärkung von etwa 20 eingestellt.

Das für die monostabile Funktion nötige Zeitglied besteht aus *C4* und dem als Stromgenerator wirkenden pnp-Transistor V1. Der Ladestrom wird durch *R3* und durch die zwischen ihm und der Basis liegende positive, stabilisierte Betriebsspannung von 6 V bestimmt. *C4* wird also zeitlinear aufgeladen. Der Ladestrom I_C hat etwa den Wert $\frac{(6 - 0,6) \text{ V}}{8,2 \text{ k}\Omega} \approx 0,66 \text{ mA}$. Er lädt den Kondensator *C4* infolge der Gesamtbetriebsspannung von

$2 U_S$ in der Zeit $t = \frac{(U_S + U_5 - 3 U_F) C_4}{I_C}$ auf U_5 auf. (U_F ist

die Flußspannung einer der drei Dioden, die als Entladespannungsbegrenzer zwischen dem Schwellwertanschluß 6 und dem Entladeanschluß 7 liegen.) Beispielsweise sei $U_5 = -3 \text{ V}$. (Wegen des Operationsverstärkers wird auch der *B 555 D* symmetrisch gespeist!) Da $C_4 = 10 \text{ nF}$ und $I_C = 0,66 \text{ mA}$, wird

$$t = \frac{(6 - 3 - 3 \cdot 0,6) \cdot 10^{-8} \mu\text{s}}{0,66 \cdot 10^{-3}} = 18,2 \mu\text{s}.$$

Diese Zeitspanne entspricht etwa 28% der Länge einer Zeile des Fernsehbildes. Da bei t der Anschluß 7 des *B 555 D* leitend wird, entsteht am Ausgang (3) eine negative Impulsflanke. Die Oberwellen dieses Rechteckimpulses reichen bis ins VHF-Gebiet, wie der angeschlossene Fernsehempfänger beweist. Mit dem nächsten Zeilenfrequenzimpuls erhält Anschluß 2 auch den nächsten Triggerimpuls, und das Ganze wiederholt sich. Hat sich jedoch inzwischen U_5 geändert, so ergibt das einen anderen Zeitpunkt für die Entladung. Demgemäß ändert sich die Breite des nächsten Ausgangsimpulses. Bei entsprechender Synchronisierung (bei [19] durch den Fernsehempfänger selbst, in der geänderten Schaltung durch den Feinstellwiderstand des Zeilenfrequenz-Pulsengenerators) ist damit in jeder Zeile die Lage der sich auf dem Bildschirm ergebenden Marke bestimmt. Bild 9.2 zeigt das Verhalten der Schaltung für den Fall, daß ein Sinussignal angelegt wird (vgl. Abschnitt 8.1.). Erreicht U_5 den Wert 0 in positiver Richtung, so springt das Bild wieder nach vorn, denn dann entspricht t etwa einer Zeilenlänge:

$$t = \frac{(6 - 0 - 3 - 0,6) \cdot 10^{-8} \mu\text{s}}{0,66 \cdot 10^{-3}} \approx 64 \mu\text{s}.$$

Die Verschiebung des gesamten Bildes läßt sich kalibrieren.

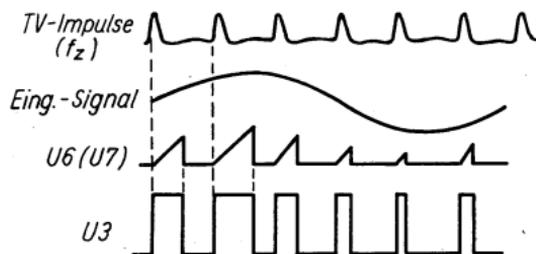


Bild 9.2

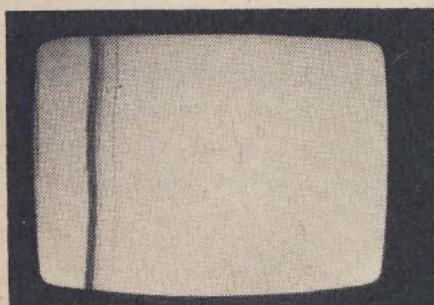
Zur Entstehung der in ihrer Lage von der Amplitude der abzubildenden Frequenz abhängigen Ausgangsimpulse

Eine Gleichspannung am Eingang liefert eine senkrechte Linie auf dem Bildschirm, so, wie ja die gesamte Darstellung gegenüber der vom Oszillografen her gewohnten Weise um 90° gedreht ist. Bei zunächst offenem Eingang verschiebt man die Nulllinie mit dem Positionspotentiometer in Bildmitte und schaltet dann die von einer 5,1-V-Z-Diode stammende Eichspannung zu. Entsprechend den Bereichen 1 – 5 – 10 – 50 – 100 – 500 des Eingangsteilers läßt sich nun die Auslenkung kalibrieren: in „positiver“ Richtung direkt, in „negativer“ durch anschließendes Verschieben auf Null zurück und Abschalten der Eichspannung.

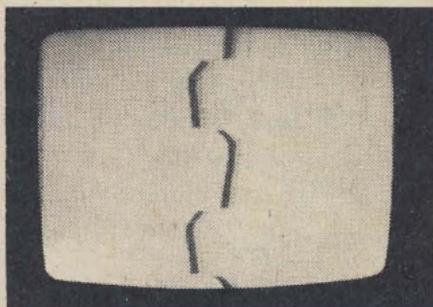
Wird – bei gemeinsamem (Zeilen-)Steuerfrequenz-Generator (!) ein zweiter Verstärker- und Monoflopteil angefügt, erhält man ein interessantes Objekt für Zweikanalbetrieb mit sicherlich zahlreichen zusätzlichen Anwendungsmöglichkeiten, z. B. für Stereozwecke, für Phasenmessungen u. ä. Das wurde allerdings nicht erprobt.

Die Grenzen des Geräts liegen vor allem im Frequenzbereich, der sich auf Tonfrequenz beschränkt. Zur Aussteuerkontrolle von Verstärkern (Begrenzungseinsatz) eignet es sich ebenso wie zum „Auszählen“ von Frequenzen oder – wie in [19] angeführt – zum Überwachen der Mindestamplitude von Programmimpulsen in Zusammenhang mit Speichern und Laden von Computerprogrammen mit einem Kassettenrecorder. Ein gewisses Problem stellt das fehlende Triggern dar. Hier hilft – in Grenzen – der Bildfrequenzsteller des Fernsehempfängers.

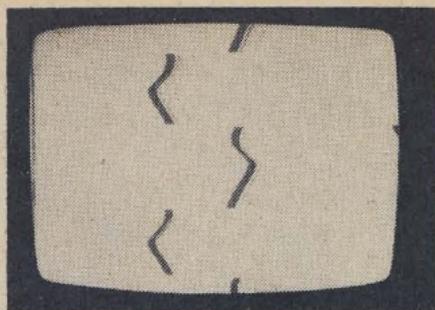
Einige Beispiele für die Wiedergabe von Kurvenzügen wurden in Bild 9.3 zusammengefaßt. Sie entstanden noch am ungeschirmten Prototyp der Schaltung, der von einem Fremdgenerator synchronisiert worden war. Das erklärt die teilweise unerwünscht



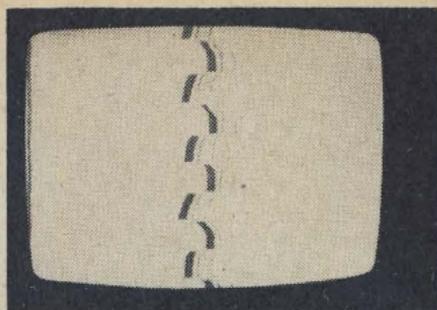
a



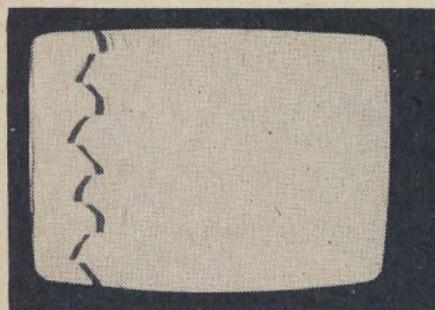
b



c



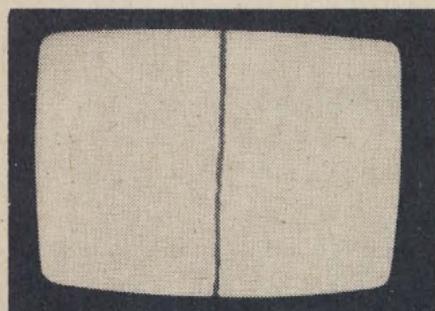
d



e



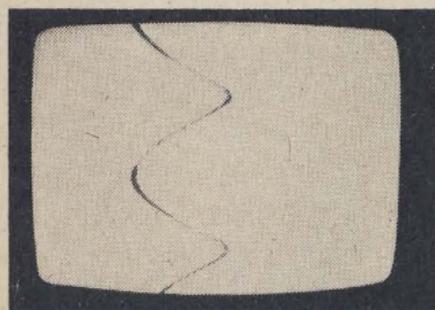
f



g



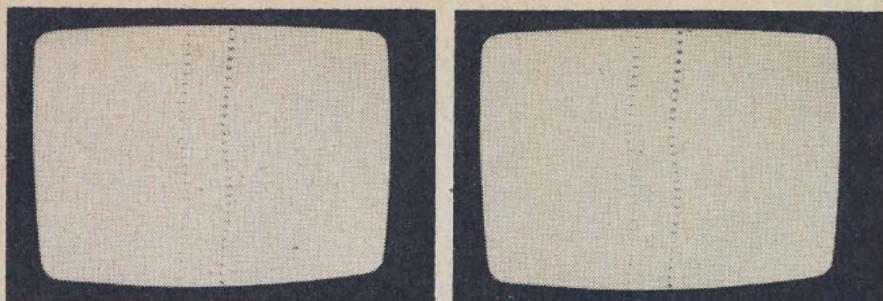
h



i



j



k

l

Bild 9.3 Beispiele, die mit der Schaltung nach Bild 9.4 an einem Fernsehportable in Band I gewonnen wurden: a — nach links verschobene Nulllinie bei voller Ausgangsamplitude, b bis e — bei voller Ausgangsamplitude gewonnene Impulsbilder aus einem *E 355 D* bei unterschiedlicher Frequenz und Abbildungslage, f — infolge ungünstiger Einstellung am Verschiebe- oder am Triggerpunktpotentiometer unbrauchbare Wiedergabe, g — mit verringerter Ausgangsamplitude gewonnene Abbildung der Nulllinie, h — 50 Hz Netzfrequenz als „Schwarzlinienbild“, i — 100 Hz von einem Brückengleichrichter, j bis k — Impulsfolgen aus einem *E 355 D* in „Schwarzlinienwiedergabe“

mit abgebildete Netzfrequenz. Einige Impulsbilder stammen vom Ausgang eines mit *E 355 D* bestückten Timers, dessen Frequenz relativ leicht variiert werden konnte. Die Darstellungen mit „Haupt“- und „Nebenlinien“ ergaben sich bei voller Signalamplitude. Die für die Beurteilung der Schwingung bisweilen sicherlich günstigere schmale Schwarzlinienwiedergabe bedingte Verringern des Ausgangswiderstandswerts.

Ein zu weit verstelltes Positionspotentiometer (bzw. eine ungünstige Einstellung der Triggergrundspannung in der Experimentierschaltung mit Fremdgenerator) führte zur ebenfalls in einem der Bilder enthaltenen einseitigen „zerrissenen“ und damit unbrauchbaren Bildwiedergabe. Die beiden „Schwarzlinienkurven“ zeigen 50 Hz Netzfrequenz und eine 100-Hz-Schwingung, die aus einem Brückengleichrichter gewonnen wurde. Einige Bilder demonstrieren die mögliche Bildverschiebung. Das macht deutlich, daß auf dem Schirm genügend Platz für einen zweiten Kanal vorhanden ist. Diese Schaltung eignet sich damit durchaus auch für den Einsatz in Arbeitsgemeinschaften oder zur

deren Breite von U_5 abhängt. Erreicht bei entsprechender U_5 die Pulsbreite die Periodendauer der Zeilenfrequenz, springt das Monoflop vom Verhältnis 1:1 in das Verhältnis 2:1. Das heißt, aus etwa 15,6 kHz werden 7,8 kHz. Innerhalb dieser noch halb so großen „Breitenvariation“ kann nun wieder die dem Grundwert (senkrechte Achse auf Bildschirmmitte gestellt) überlagerte Eingangsspannung eine kurvengetreue Auslenkung verursachen. Nur ist diese jetzt für gleiche Eingangsamplitude größer. Das heißt, die Schaltung liefert gewissermaßen einen höheren „Verstärkungsfaktor“. In der Ausführung nach Bild 9.4 konnte bis 6:1 synchronisiert werden, wobei sich schließlich ein Ablenkfaktor von etwa 40 mV/cm ergab! Allerdings wird das „Raster“ dieser Bilder immer grober, denn ein voller Kurvenzug besteht aus immer weniger Monoflopimpulsen, je größer das Teilverhältnis wird.

9.2. Periodische Langzeitsteuerung

Der große Frequenzbereich, in dem mit dem *B 555 D* Taktfrequenzen erzeugt werden können, erlaubt den Aufbau von Langzeitsteuerungen mit geringem Gesamtaufwand und kleinem Energiebedarf. Da die Frequenzkonstanz vor allem eine Funktion der Daten der zeitbestimmenden passiven Bauelemente ist, genügt eine solche Schaltung vielen Ansprüchen. Typisch dafür sind periodische Zeitsteuerungen, die zu einem festen Zeitpunkt gestartet und bei Bedarf zu jedem „Sollzeitpunkt“ wieder auf diesen Sollwert hin korrigiert werden können. Bild 9.5 zeigt ein Beispiel: Eine Beleuchtungseinrichtung soll im 24-Stunden-Rhythmus für jeweils 16 Stunden ein- und für 8 Stunden ausgeschaltet werden. Mit dem I²L-Teiler *E 351 D* steht ein Schaltkreis zur Verfügung, an dessen letzten beiden Ausgängen mit einem Gesamtteilverhältnis von $600 \cdot 48:1$ bzw. von $600 \cdot 96:1$ Impulsfolgen mit Tastverhältnis 1:1 erscheinen. Dazu muß man

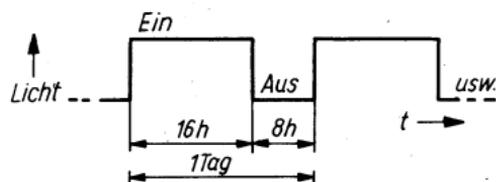


Bild 9.5
Ablaufplan einer periodischen
Langzeitsteuerung

IT 1 eine Taktfrequenz mit beliebigem Tastverhältnis zuführen. Die jeweils aufeinanderfolgenden Aus- und Eingänge sind zu verbinden: OE mit IT 2, OF mit IT 3 und OG mit IT 4. Die Ausgänge enthalten open-collector-Transistoren. Um die Impulsfolgen z. B. oszillografisch sichtbar zu machen, braucht man also einen pull-up-Widerstand im Kiloohmbereich. Weiterhin ist in diesem Zusammenhang zu beachten, daß unter Extrembedingungen (obere Einsatztemperaturgrenze von 85 °C und maximale Betriebsspannung) laut Standard der Sperrstrom bis zu 250 μA betragen kann. Bei Zimmerbedingungen liegt er jedoch im allgemeinen unter 1 μA .

Wird also ein pnp-Transistor von einem solchen Ausgang gesteuert, so erfordert das Berücksichtigen von worst-case-Bedingungen einen Basis-Emitter-Widerstand von weniger als etwa $\frac{400 \text{ mV}}{250 \mu\text{A}} = 1,6 \text{ k}\Omega$. Da die Ausgangsbelastbarkeit für $U_{OL} \leq 0,4 \text{ V}$

mit 4 mA angegeben wird, sollte man $\frac{U_S - U_{BE}}{4 \text{ mA}} \approx 1,1 \text{ k}\Omega$

(bei $U_S \approx 5 \text{ V}$) als unteren Grenzwert für den Basis-Vorwiderstand ansehen.

Dem *E 351 D* ist für die gewünschte Wirkung eine Taktfrequenz von 0,5 Hz ($\underline{\Delta}$ 2 s Periodendauer) zuzuführen, damit der letzte Ausgang für jeweils 16 Stunden auf L und (bei frei schwingendem System zunächst) 16 Stunden auf H schaltet:

$$\frac{2 \cdot 16 \cdot 60 \cdot 60 \text{ s}}{600 \cdot 96} = 2 \text{ s.}$$

Es ist also eine Periodendauer des Taktes von 2 s nötig, um 32 Stunden Ausgangsperiode an OK zu erreichen. Da bereits das erste Flip-Flop im *E 351 D* an seinem Ausgang ein Tastverhältnis von 1:1 liefert, ist das Tastverhältnis des Taktes ohne Bedeutung.

Nun sollen laut Aufgabenstellung aber den 16 Stunden L-Zeit nicht 16, sondern nur 8 Stunden H-Zeit folgen. Die zweite „Halbwelle“ muß also auf 50% verkürzt werden. Dazu nutzt man die Pulsfolge am Ausgang OI ($f_I = 2 f_K$) und die Setzeingänge der beiden Teilerketten des *E 351 D*. Die Setzbedingung (vgl. Bild 9.6) enthält jedoch noch die Forderung, daß beim Setzen der Takt auf H stehen muß. Mit einer HL-Flanke an IS werden alle Teiler

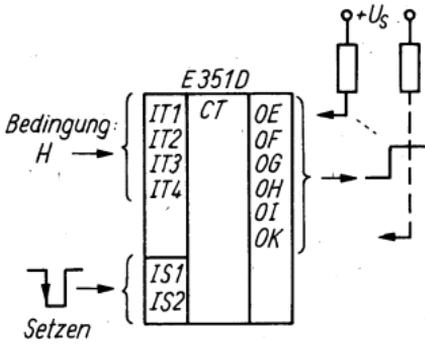
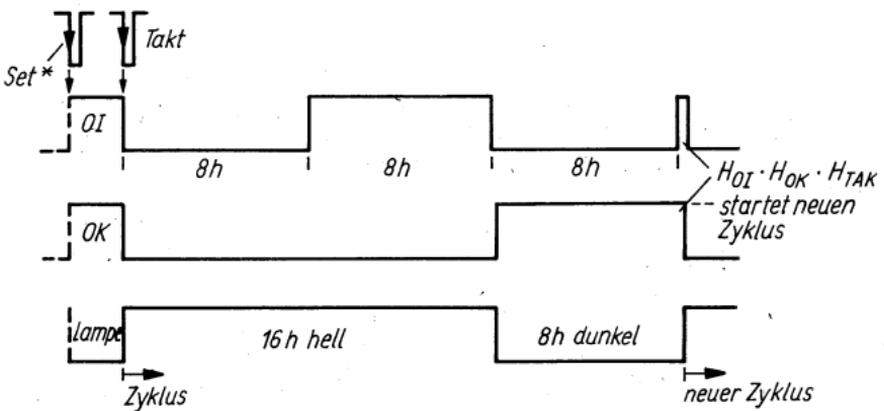


Bild 9.6
Zum Einsatz des I²L-Teilers
E 351 D

der zugehörigen Kette auf H geschaltet. Danach muß IS wieder auf H gebracht werden. Anschließend führt die erste HL-Flanke des Taktes dazu, daß alle Ausgänge auf L gehen, und der Zählablauf beginnt. Ein 3-Eingangs-NAND ist damit als Optimum für die Verknüpfung anzusehen. Bild 9.7 zeigt den resultierenden Impulsablauf: Nur, wenn OI, OK und IT 1 (Taktingang) H führen, schaltet das NAND auf L. Der asynchrone Betrieb des *E 351 D* (die Teiler kippen nacheinander) stellt sicher, daß diese Bedingung nicht schon nach 16 Stunden gegeben ist (vgl. Bild 9.7). Dagegen geht OI nach $16 + 8$ Stunden wieder auf H, während OK bereits seit 8 Stunden H führt. Sobald nun der Takt sein nächstes H einnimmt, ist die Setzbedingung erfüllt. Das NAND erzeugt einen L-Impuls, der über den Setzbefehl die Ausgänge des *E 351 D* auf H schaltet. Damit verschwindet das L wieder,



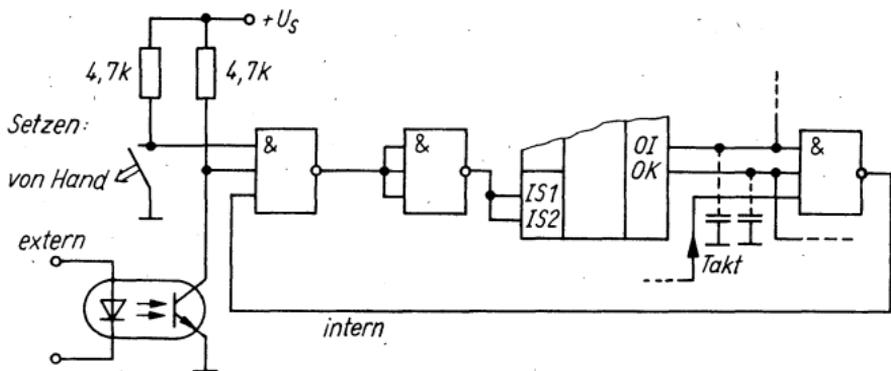
)* automatisch nach Zyklus oder von Hand bei Start

Bild 9.7 Realisierung des Ablaufplans nach Bild 9.5

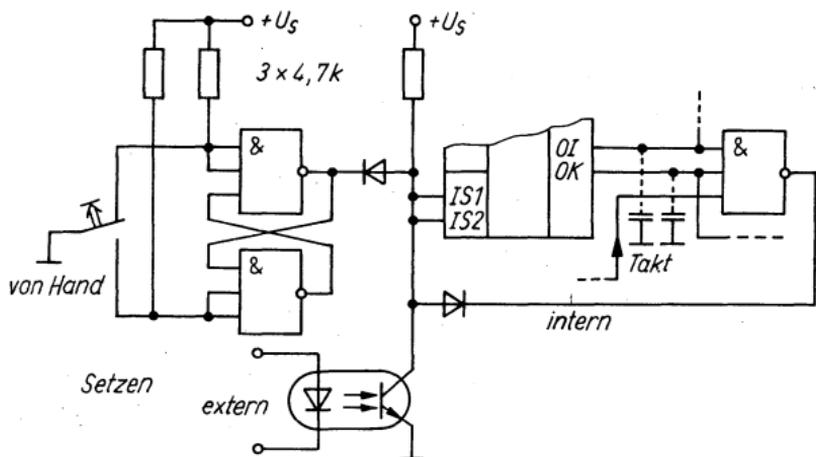
pnp-Transistor steuert im konkreten Anwendungsfall (Gesamtschaltung siehe Bild 9.8) über einen Begrenzungswiderstand einen Triac. Sein Gate erhält also 16 Stunden lang einen Gleichstrom von etwa 50 mA und ist danach für 8 Stunden gesperrt. Auch während dieser Zeit liegt an der Steuerspannung Netzpotential. Die gesamte Einrichtung ist daher schutzisoliert gegen ihre Umgebung in einem schlagfesten Isoliergehäuse unterzubringen, z. B. in einem Duroplast-Transportbehälter. Eine Netzschnur und eine eingebaute Steckdose für den Lampenanschluß sind die einzigen Verbindungen zur Außenwelt. Zum Eintakten bzw. für eventuelle spätere Zeitkorrekturen kann der Setzanschluß im einfachsten Falle über eine nichtrastende, ebenfalls sicher isolierte Taste kurzzeitig an Masse gelegt werden. In der Modifikation nach Bild 9.9a läßt sich dazu auch der noch ungenutzte Rest des *D 110* verwenden. Das bringt zusätzlich bei Bedarf noch die Möglichkeit, z. B. über einen Optokoppler von außen potentialgetrennt automatisch einzugreifen. So ließe sich auch eine tägliche Zwangssynchronisierung durch einen z. B. von einer Quarzuhr abgeleiteten „Tagesimpuls“ vornehmen. Für viele Anwendungen stört es jedoch kaum, wenn infolge der Ungenauigkeiten bzw. thermisch-zeitlicher Abhängigkeiten der Bauelementewerte im Oszillator eine Unsicherheit von z. B. 1% der Gesamtzeit zustande kommt. Daher wird meist eine z. B. wöchentliche Korrektur zum Sollzeitpunkt durch kurzen Druck auf die isolierte Taste genügen.

Entsprechende Erfahrungen mit dem *E 351 D*, über die in [2] berichtet worden ist, empfehlen jedoch, solch einfache Setzschaltung möglichst auszuschließen. Bisweilen gelingt so kein vollständiges Setzen aller internen Flip-Flop. Die gestrichelt angedeuteten Kondensatoren (Größenordnung 2,2 nF) sollen z. B. der Forderung entgegenkommen, daß der rückgeführte Setzimpuls eine Mindestbreite von 10 μ s haben muß. Prellen ist ebenfalls zu vermeiden. Insofern ist Bild 9.9b für die Handeingabe schon günstiger. Bei allen drei Eingaben sorgt Bild 9.9c für ausreichende Setzimpulsbreite. Da sich bei einem solchen Langzeit-timer Fehlstarts erst nach einiger Zeit als solche herausstellen, dürfte Bild 9.9c den für diesen Fall vernünftigsten Lösungsvorschlag darstellen.

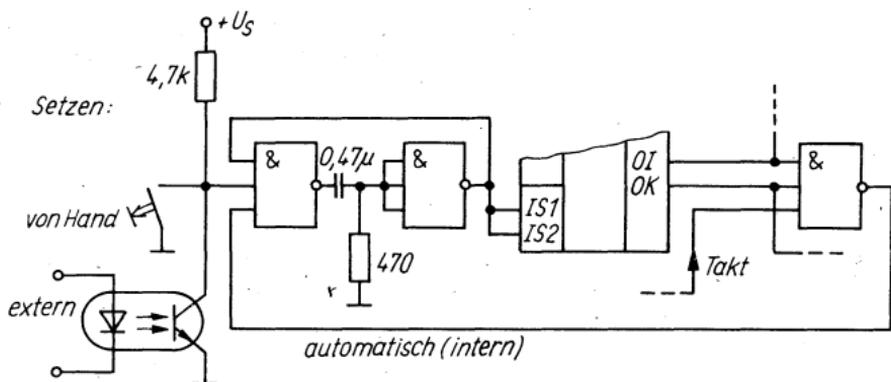
Bei der Inbetriebnahme der Schaltung, die auf eine Leiterplatte vom Format 50 mm \times 80 mm paßt, empfiehlt sich ein Test im



a)



b)



c)

Bild 9.9 Externe Eingriffsmöglichkeiten in Bild 9.8 in 3 Varianten; zu empfehlen ist c

Zeitrafferbetrieb. Dazu wird der zeitbestimmende Kondensator z. B. auf 6,8 nF verringert. Kennt man seinen tatsächlichen Wert und auch den des später einzusetzenden MKL- oder MKT-Typs, so kann damit ein recht guter Zeitabgleich bereits in 1/1000 der Echtzeit vorgenommen werden. Das sind 57,6 s bei Bauelementennennwerten.

Aber auch am endgültigen Zeittakt ist es möglich, einen Kurzzeitabgleich vorzunehmen. Das erlaubt der Ausgang OE. Dort erscheint – mit einem Tastverhältnis von 1:1 – die auf 1/10 geteilte Taktfrequenz. 10 s Hell- und 10 s Dunkelzeit bedeutet das für eine dort angeschlossene Leuchtdiode. Der Miniaturtyp *VQA 15* mit einem angemessenen Vorwiderstand für ausreichende Helligkeit nach Plus eignet sich dafür. 10 s aber lassen sich genauer überprüfen als die je 1 s Hell- und Dunkelzeit der Taktkontrolldiode direkt am Ausgang des *B 555 D*.

Die Stromversorgung der Einheit erfordert nur einen recht kleinen Transformatortyp. Er muß auf jeden Fall – konzeptionsbedingt – mit im Isolierstoffgehäuse untergebracht werden. Bei etwa 50 mA Triacsteuerstrom, 15 mA Schaltkreisbedarf, 1 mA für das Steuern des Transistors und eventuell nochmals etwa 4 mA für eine Kontroll-LED werden maximal 70 mA gebraucht (16-Stunden-Teil); in den 8 Dunkelstunden fließen etwa 20 mA. Es ist also sinnvoll, den relativ großen Steuerstromhub von 50 mA für den Triac außerhalb einer Stabilisierungsschaltung zu halten, die für die Schaltkreise (mindestens für *E 351 D* und *D 110 D*) gebraucht wird. Beim genauen Durchrechnen kann man mit einer *SZX 21/5,1* auskommen, deren Vorwiderstand aus Gründen der Gesamtschaltung zwischen den Pluspol des Ladekondensators und Masse der mit den Schaltkreisen bestückten übrigen Schaltung zu legen ist. Im Muster mit dem vorgegebenen *LL 30*-Transformator mit 9 V Sekundärspannung erwiesen sich 180 Ω als optimal. Direkt vom Ladekondensator wird dagegen die Steuerenergie für den Triac gewonnen, der mit negativem Steuerstrom gespeist wird. Das stellt günstigere Zündbedingungen für beide Netzhalbwellen sicher als ein positiver Steuerstrom.

In Bild 9.8 wurde jedoch für die Stabilisierung der Schaltkreisspannung ein pnp-Transistor benutzt. Gegenüber einer Z-Diode im „Leistungskreis“ ist diese einfache Serienstabilisierung günstiger, da nie mehr als der von der Schaltung selbst benötigte

Strom fließt. Die Kollektor-Emitter-Strecke dieses Transistors liegt dort, wo sich bei Z-Dioden-Stabilisierung der Vorwiderstand befinden würde. Wegen seiner U_{BE} von etwa 0,6 V wird nun eine 5,6-V-Z-Diode benötigt, deren Vorwiderstand aber nur noch für den Basisstrombedarf und einen gewissen Z-Dioden-Grundstrom dimensioniert sein muß. Selbst bei 11 V Spannung am Ladekondensator belasten nur etwa 120 mW diesen Transistor. Für die vorliegende Aufgabe ist eine solche einfache Stabilisierungsschaltung ausreichend. Triac auf Kühlblech montieren!

9.3. Langzeitsteuerung mit einstellbarer Aktivzeit

Für Einsatzbereiche zwischen Stunden und Tagen sind dekadische Teilerschaltkreise zur „Zeitverlängerung“ hinter einem *B 555 D* flexibler verwendbar als der relativ starre *E 351 D*. Benutzt man gar noch voreinstellbare Typen (z .B. *D 192 D*), läßt sich bei entsprechend aufwendigerem Bedienteil wohl jedes Problem lösen, bei dem periodisch oder auch einmalig nach Ablauf einer vorgegebenen Zeitspanne ein Vorgang für eine bestimmte Zeit ein- oder ausgeschaltet werden soll. Die Notwendigkeit, für die TTL-Teilerschaltkreise $5\text{ V} \pm 5\%$ bereitzustellen, nimmt man dafür wohl gern in Kauf. Ein solches Beispiel, im Aufwand noch an der unteren Grenze liegend, findet man in ähnlicher Form in [20]. Es empfiehlt sich jedoch nicht, der dortigen Beschreibung zu folgen, da sie bezüglich der Angaben zum astabilen Multivibrator nicht ganz korrekt ist. Außerdem fehlen im wiedergegebenen Stromlaufplan bei der Zählerbeschaltung die Reset-eingänge, so daß besonders der im Umgang mit dem 7490 Unerfahrene Schwierigkeiten mit der Inbetriebnahme haben dürfte. Bild 9.10 enthält die dazu nötigen und weitere sinnvolle Ergänzungen.

Der als astabiler Multivibrator arbeitende erste *B 555 D* wird so abgeglichen, daß die an seinem Ausgang entstehende Pulsfolge eine Periodendauer von genau 36 s hat. Der erste Dekadenteiler liefert dann nach 360 s und der zweite nach 3600 s an seinem Ausgang Q_D einen H/L-Sprung. Da L dann für die nächsten 8 Taktimpulse stehenbleibt, muß der vom Ausgang angesteuerte zweite *B 555 D* kapazitiv angekoppelt werden. Für andere Zeiteinstellungen läßt er sich auch an den Ausgang des ersten 7490

Bei Ausgang Q_C ergeben sich dann allerdings infolge der dekadischen Teilung keine gleichlangen Abstände mehr, wie ein Blick auf die Zählschritt-Tabelle des 7490 zeigt. Für das Einstellen von Zeitsprüngen, von denen der nächste immer das Doppelte des vorangegangenen ist, benutzt man darum günstiger einen Binärteiler (z. B. *D 193*). Doch zurück zu Bild 9.10. Der zweite *B 555 D* arbeitet als Monoflop. Er wird vom L-Impuls aus dem Teilerausgang für einige Sekunden aktiviert. Der zeitbestimmende Widerstand ist veränderbar und kann in Sekunden Aktivzeit geeicht werden. Legt man an den Ausgang ein Relais, so läßt sich beliebig für diese Zeit ein Vorgang einschalten oder auch (umgekehrt) unterbrechen, je nach Kontaktbelegung. Für das Kalibrieren der Einrichtung stehen in Bild 9.10 zwei Leuchtdioden zur Verfügung: Die erste am Ausgang Q_A des ersten Teilers leuchtet jeweils für 36 s mit 36 s Pause. Mit einer Stoppuhr kann über sie auf die richtige Taktzeit abgeglichen werden. (Weitere Leuchtdioden lassen bei Bedarf Zwischenkontrollen an den übrigen Teilerausgängen zu, was sich zu einer gestuften Anzeige der verstrichenen Zeit benutzen läßt.)

Mit einer Leuchtdiode am Ausgang des Monoflop läßt sich die Aktivzeit kontrollieren (nicht dargestellt). Das kann jederzeit – auch in den laufenden Vorgang hinein – mit der manuellen Starttaste ausgelöst werden. Eine komfortablere Anzeige der bereits abgelaufenen Zeit (als Angabe in %) erreicht man durch Erweitern des Teilerblocks mit zwei Dekodern und zwei 7-Segment-Anzeigen. Das sei aber lediglich als Empfehlung nachgetragen und demonstriert, wie vielseitig solche Schaltungen sind. Abschließend sei bezüglich der Ankopplung des Monoflop an den Zählerausgang auf die Erläuterungen in Abschnitt 11. hingewiesen.

Die Dimensionierung des Widerstandsnetzwerks berücksichtigt, daß auch die Leerlauf-H-Spannung des 7490 bereits um etwa 1,5 V unter der Betriebsspannung liegt. Einwandfreies Triggern mit ausreichendem Unterschreiten der $U_S/3$ -Triggerschwelle ohne Auftreten negativer Impulse an Eingang 2 einerseits und Absichern von $U_2 > U_S/3$ in den Schaltpausen andererseits erfordern an diesem Punkt entsprechende Sorgfalt in der Wahl der Werte. Es empfiehlt sich in Zweifelsfällen, mit dem Oszillografen (auf Gleichspannungseingang geschaltet) den Impulsverlauf an Eingang 2 zu überprüfen. Dazu wird z. B. der zweite 7490

mit einem genügend schnellen Takt aus einem Impulsgenerator angesteuert. Dafür kann man den ersten *B 555 D* nutzen, wobei man lediglich $10 \mu\text{F}$ durch z. B. 10nF zu ersetzen (oder mit ihm in Serie zu schalten) hat, außerdem werden $1,8 \text{M}\Omega$ und $2,2 \text{M}\Omega$ mit jeweils etwa $10 \text{k}\Omega$ überbrückt. So entstehen aus 36s Periodendauer einige Kilohertz, was auch nach 10:1-Teilung an Q_D zu gut zu beobachtenden Impulsen führt.

9.4. Langzeittimer mit Operationsverstärker hoher Eingangsimpedanz

Es ist nicht immer möglich, Schaltungsbeispiele mit dem *555* einem der Hauptabschnitte dieser Broschüre eindeutig zuzuordnen. Vom Anwendungsbereich her ist die Schaltung nach Bild 9.11 aus [21] mit der aus Abschnitt 9.2. vergleichbar. Sie wirkt ebenfalls als astabiler Langzeitmultivibrator. Während in Abschnitt 9.2. die Zeitverlängerung von einem I^2L -Teilerschaltkreis ermöglicht wurde, übernimmt das in Bild 9.11 ein Operationsverstärker mit Eingangsströmen im Pikoamperebereich. Im Original war das ein *CA 3140 T*; sicherlich kann der BIFET-OPV *B 081 D* aus dem DDR-Sortiment diese Aufgabe ebenso erfüllen.

Der Operationsverstärker arbeitet als Integrator, dessen Eingangsspannung durch die Reaktion des von ihm angesteuerten Timerschaltkreises auf die sich zeitlinear ändernde Ausgangsspannung des OPV periodisch umgeschaltet wird. Diese Perioden sind auf

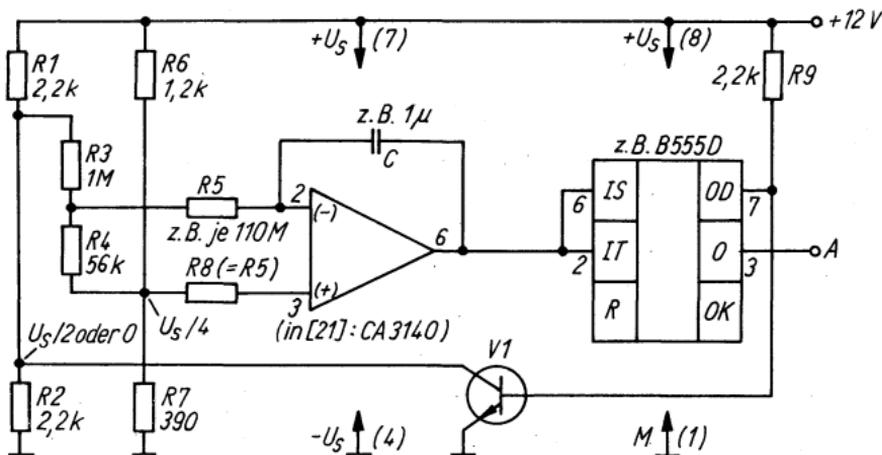


Bild 9.11 Langzeittimer mit Operationsverstärkereingang

Grund der gewählten hohen Widerstandswerte (durch den speziellen OPV-Typ zulässig) sehr lang. Die Dimensionierung des Beispiels führt zu gleichlangen Zeiten für Anstieg und Abfall der Spannung. Der *B 555 D* wirkt in dieser Schaltung als Schwellwertschalter: Jeweils bei $U_S/3$ an 2 (und 6) werden die Ausgänge 3 und 7 auf H gelegt und bei $2 U_S/3$ an 6 (und 2) wieder auf L. H an 7 heißt Basisstrom für den zusätzlichen Transistor, der in das Widerstandsnetzwerk am OPV-Eingang eingreift. Schaltet er durch, ergibt sich für den invertierenden Eingang eine negative Steuerspannung, sperrt er, wird sie positiv. Durch R_5 fließt daher in den Knotenpunkt an Anschluß 2 des OPV ein (konstanter) Strom, der die Größe des vom Ausgang des OPV in den Kondensator fließenden Ladestroms hat. Entsprechend dem zeitlinearen Aufladen steigt die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers vom Einschaltwert, der durch die Spannung am nichtinvertierenden Eingang festgelegt ist und unter $U_S/3$ liegen muß (damit 2 des *B 555 D* reagieren kann!), bis zum Wert $2 U_S/3$, bei dem der *B 555 D* über Anschluß 6 zurückgeschaltet wird. Diesmal erreicht die durch den nun gesperrten Zusatztransistor (also Umkehr der Polarität von U_E) bedingt abfallende Ausgangsspannung nur noch den Kleinstwert $U_S/3$. Damit liegen ähnliche Verhältnisse vor wie beim „Anschwingen“ eines *B 555 D* allein: Die erste Periode ist länger als die folgenden. Auf Grund der hier jedoch linearen Abhängigkeiten kann man die Zeitverlängerung der ersten „H-Zeit“ einfacher bestimmen. Der Verlängerungsfaktor beträgt:

$$F_V = \frac{(U_S/3 - U_{\text{start}} + U_S/3)}{U_S/3}$$

Das dimensionierte Beispiel hat eine „Startspannung“ von $0,25 U_S$, wodurch sich eine Verlängerung um den Faktor $F_V = 1,25$ ergibt. All das gilt selbstverständlich – wie stets auf Grund der möglichen Widerstandstoleranzen im *B 555 D* – nur für Nennwerte exakt. Die in der genannten Literaturstelle nicht ganz einwandfrei abgedruckte Schaltungsberechnung liefert folgende Beziehungen für die beiden Ströme durch R_5 („H“ heißt 3 und 7 des *B 555 D* auf H, also Transistor geöffnet):

$$I_H = \frac{(0 - U_S/4) R_4}{R_5 (R_3 + R_4)} = - \frac{U_S R_4}{4 R_5 (R_3 + R_4)}$$

$$I_L = \frac{(U_S/2 - U_S/4) R_4}{R_5 (R_3 + R_4)} = + \frac{U_S R_4}{4 R_5 (R_3 + R_4)}.$$

In dieser Auslegung gilt $I_H = I_L$ (symmetrische Dreiecksspannung). Für den Bereich zwischen den Schaltpunkten $U_S/3$ und $2 U_S/3$ läßt sich die dabei verstreichende Zeit aus der Beziehung $\frac{I}{C} = \frac{dU}{dt}$ ermitteln. Wegen der von den Schaltungswerten bedingten Symmetrie ist die Periodendauer doppelt so lang, und es gilt schließlich für Bild 9.11:

$$T = \frac{8 (R_3 + R_4)}{3 R_4} \cdot R_5 \cdot C \approx 50 \cdot R_5 \cdot C.$$

Bei $100 \text{ M}\Omega$ für R_5 ergibt sich ein Strom in der Größenordnung von 1 bis 2 nA, während die Eingangsströme geeigneter Operationsverstärker mit MOS- oder FET-Eingängen genügend weit darunter im Pikoamperebereich liegen. Mit einem $10\text{-}\mu\text{F}$ -MKL-Kondensator und sorgfältiger Isolation kann man also Schaltperiodendauern von mehr als 12 Stunden realisieren.

9.5. Lichtklingel für Hörbehinderte

Dies ist an sich eine typische Anwendung für den in Abschnitt 10. vorgestellten Doppeltimer *B 556 D*. Die Schaltung nach Bild 9.12 ist noch mit zwei Einzeltimern *B 555 D* ausgestattet. Die in zwischen dem Leser geläufige Anschlußnumerierung erlaubt es, die Lösung sofort zu übersehen. Es handelt sich um die für die unterschiedlichsten Einsatzfälle immer wieder genutzte Kombination von monostabilem und astabilem Multivibrator. Spezielle Einzelheiten der vorgestellten Schaltung ergeben sich aus der Aufgabenstellung. Gehört zur Familie ein Hörbehinderter, so braucht man neben dem akustischen Signal der Türklingel noch ein optisches. Je nach Art und Größe der Wohnung kann der Aufwand für die Signalausgabe dabei u. U. recht groß werden.

Die wirkungsvollste Signalisierung würde sich ergeben, wenn man die Raumbeleuchtung schalten würde. Das verbietet sich im allgemeinen auf Grund der nötigen Eingriffe und der Störbelastung der Umgebung wegen der hohen geschalteten Leistung. Ideal wäre eine drahtlose Empfangsstelle, die man stets bei sich

haben und immer im Blickfeld ablegen kann. Dem stehen wiederum gesetzliche Bestimmungen entgegen, die die drahtlose Nachrichtenübermittlung regeln.

Einen vielfach brauchbaren Kompromiß bieten Punktstrahler wie *halogen 20*. Eine solche Niederspannungseffektleuchte, die aus einem 12-V-Transformator mit Schutztrennung vom Netz gespeist wird, bietet außer der auch tagsüber recht wirksamen Lichtquelle noch die Möglichkeit, die Schaltung der elektronischen Steuerung mit zu versorgen. Zu diesem Zweck ist der Steckverbinder für die Lampe zu „verdoppeln“. Da der *B 555 D* höchstens mit 15 V belastet werden darf, muß man die gleichgerichtete Spannung begrenzen. Damit wird aber die Steuerung eines Relais als einfachste Möglichkeit für das Schalten der Lampe auf Grund des Relaisstrombedarfs problematisch, denn die Begrenzungsschaltung bedingt einen erhöhten Quellwiderstand. Eine weitere nachteilige Eigenschaft bei Relaissteuerung ergibt sich aus den vom Kontakt erzeugten Störungen besonders beim Öffnen, die eine Kontaktbeschaltung mit Widerstand und Kondensator erfordern. Bessere Erfahrungen liegen bei Einsatz eines Triac vor, der niederspannungsseitig zwar Kaltstromstößen von mehr als 10 A gewachsen sein muß, an dessen Spannungsfestigkeit dafür aber keine Ansprüche gestellt werden. Auch bezüglich des Störspektrums ergeben sich Vorteile – zumindest tritt kein Öffnungsfunke wie beim Relaiskontakt auf. Gegenüber einem Relais hat der Triac in der vorliegenden Anwendung noch folgenden Vorteil: Ein Relais braucht eine möglichst genau einzuhaltende Betriebsspannung und nimmt dabei einen relativ hohen Strom auf. Meist ist höhere Kontaktbelastung auch mit höherer Erregerleistung verbunden. (Im übrigen dürfte es auch nicht immer gelingen, einen Typ mit dem für diese Niederspannungslampe nötigen Kontaktstrom zu beschaffen!) Ein Triac für den vorliegenden Fall braucht in der Größenordnung von 50 mA Steuerstrom, jedoch höchstens etwa 3 V Steuerspannung. Da der *B 555 D* – besonders für die vorliegende Aufgabe ohne hochpräzise Zeitanforderungen – in einem weiten Bereich der Betriebsspannung sicher arbeitet, kann die Stromversorgung für diese Schaltung, gespeist aus den 12 V Wechselspannung des *halogen-20*-Transformators, so aussehen:

Der Vorwiderstand wird entsprechend dem für etwa 12 V Gleichspannung an den beiden *B 555 D* nötigen Strom bemessen; die

Z-Diode braucht dabei noch keinen Strom abzuzweigen. Wegen der Netzspannungstoleranz (+10%, -15%) und auf Grund der leerlaufbedingt höheren Ausgangsspannung des Transformators läßt sich der Ladekondensator maximal auf etwa 20 V Gleichspannung. Für 12 V an der Schaltung bei etwa 15 mA Ruhestrom muß R_V einen Wert von etwa 8 V/15 mA haben, also z. B. 560 Ω . Der Strombedarf des Triac-Gate vorliegender Typen der Reihe *KT 771* bis *774* (worst case 80 mA bei $U_{GTmax} = 3$ V, im Durchschnitt aber 50 mA ausreichend) läßt sich aus dieser Quelle jedoch nicht mehr decken. Wie man leicht ausrechnen kann, führte es zu einer Leistungs-Z-Diode, wenn die Spannungsbegrenzungsschaltung auf diesen Strombedarf ausgelegt werden müßte. Darum verzichtet man besser auf die Möglichkeit, die der *B 555 D* an Ausgang 3 auf Grund seiner Daten bietet, nämlich den Triac von da aus direkt zu steuern. Durch einen zusätzlichen Transistor kann man den Steuerstrom aus der unstabilierten Spannung gewinnen.

Auf die Verhältnisse am *halogen-20*-Transformator bezogen, erfordert das immer noch das sorgfältige Dimensionieren, was die Verlustleistung im 220- Ω -Widerstand betrifft. Im übrigen schützt sich die Schaltung in gewisser Weise selbst: Mit etwa 20 V Ruhespannung am Ladekondensator wird zwar der Transistor beim Durchfahren seines Kennlinienfelds beim ersten Schaltimpuls kurzzeitig mit etwa 550 mW belastet, doch liefert der *B 555 D* mit seinen genügend steilen Schaltflanken einen schnellen Übergang in den durchgeschalteten Zustand. Von da an aber bleibt während der aktiven Zeit die Spannung am Ladekondensator kleiner. Zum einen, weil nun der Steuerstrom als zusätzliche Belastung wirkt, zum anderen, weil jetzt die Nennlast des Transformators eingeschaltet ist.

Nun zur Funktion der Steuerschaltung selbst: Parallel zur normalen Hausklingel liegt ein Relais, an dessen Kontaktbelastung nur geringe Ansprüche gestellt werden. Auf Grund der stets relativ kurzen Einschaltzeit genügt es, daß die Klingelspannung dieses Relais überhaupt ansprechen läßt. Auf den zu erwartenden Kleinstwert der Hausanlage hin ist seine Betriebsspannung also auszuwählen. Schon mit etwa 70% ihrer Nennspannung sprechen die meisten Relais sicher an, und für die wenigen Sekunden der Klingelbetätigung wirkt selbst eine doppelte Eingangsspannung noch nicht zerstörend. Auf Grund der kurzen

nötigen Triggerimpulsbreite für den *B 555 D* kann ggf. sogar ein Schutzrohrkontakt benutzt werden, den man mit einer niederohmigen Wicklung versieht, die man einfach in den Klingelstromkreis legt.

Der Sinn der Relaistrennung besteht hauptsächlich darin, den empfindlichen Triggereingang vor Fehlauflösungen zu schützen, die bei galvanischer bzw. kapazitiver Einkopplung aus der Klingelanlage stets zu befürchten sind. Schon das Betätigen der Klingel des Nachbarn könnte sonst ein Signal verursachen. In dieser Hinsicht muß man auch beim Trennen mit Relais noch überprüfen, ob solche Impulse dennoch eingekoppelt werden können. Das bedeutet unter Umständen eine andere Dimensionierung des Triggereingangs mit der Möglichkeit, einen Tiefpaß vor den Auslösepunkt zu legen. Eine andere, solche Störungen wirksam unterdrückende Lösung besteht im Einfügen eines Optokopplers, den man z. B. über Vorwiderstand und Diode von der Klingelspannung steuern kann. (Nicht auszuschließen ist aber auch, daß mit der beim letzten Ausgangsschaltimpuls auftretenden „Störnadel“ die Schaltung in ungünstigen Fällen neu getriggert wird!) Der als Monoflop geschaltete erste *B 555 D* reagiert auf den Triggerimpuls mit einer über Stellwiderstand vorwählbaren Aktiv-H-Zeit an Ausgang 3, die den zweiten *B 555 D* freigibt. Sein Anschluß 4 wird dabei auf H gelegt, der Rücksetzbefehl also aufgehoben. Der als astabiler Multivibrator geschaltete zweite *B 555 D* beginnt nun mit einer langsamen Frequenz (Periodendauer im Sekundenbereich) zu schwingen und öffnet mit seinen H-Impulsen periodisch den Steuertransistor. Dieser aktiviert den Triac, und die Niederspannungslampe blinkt. Am Ende der Monoflopzeit geht der Ausgang 3 des ersten *B 555 D* wieder auf L und setzt damit den zweiten *B 555 D* zurück. So wird der Triac beim Nulldurchgang der gerade anliegenden Halbwelle gesperrt. Da keine Nullspannungssteuerung vorliegt, ist Triac ggf. mit RC-Glied zu entstören.

9.6. Zeitbegrenztes Alarmsignal

Die Schaltung aus Abschnitt 9.5. läßt sich leicht in einen Alarmgeber verwandeln, der beim Auslösen nur für einen zulässigen kurzen Zeitraum ein Signal abgibt. Sofern das eine Klingel ist, kommt man bereits mit der Lösung nach Bild 9.13 aus: Der

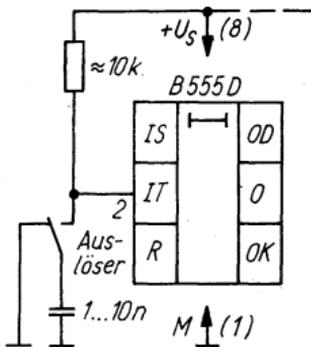


Bild 9.14
Auslöseschaltung ohne Einfluß der Kontaktzeit auf die Funktion

Auf Lichteinfall reagiert der Triggereingang z. B. in der Eingangsschaltung nach Bild 9.15. Bereits an anderer Stelle wurde auf die dabei zu beachtenden Kriterien hingewiesen: Nur bei Eintritt des zu signalisierenden Ereignisses darf U_2 unter $U_S/3$ sinken. Entsprechend legt man den Spannungsteiler an Anschluß 2 aus. Mit einem lichtempfindlichen Eingang läßt sich z. B. Feuer signalisieren.

Umgekehrt, wenn der Lichtempfänger in den oberen Teilerzweig gelegt wird, entsteht ein Flammenwächter, der bei Verlöschen anspricht.

9.7. Kapazitätsmesser

Monoflopzeit und Frequenz des *B 555 D* sind bekanntlich proportional zur Kapazität des zeitbestimmenden Kreises. Deshalb eignet er sich zum Messen unbekannter Kapazitäten. Ein *C*-Meß-

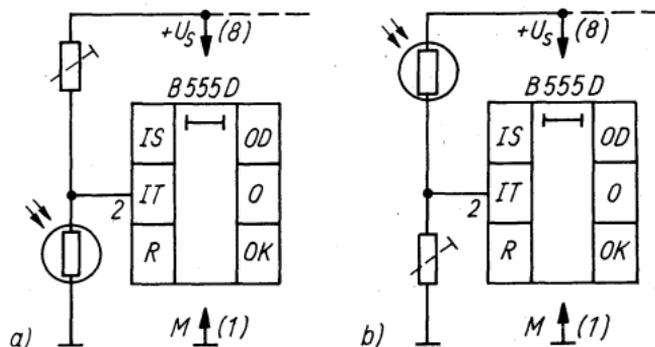


Bild 9.15 Lichtempfindliche Eingangsschaltungen: a — Triggern bei Lichteinfall, b — Triggern bei Lichtausfall

zusatz für den astabilen Modus wurde bereits in Abschnitt 6. beschrieben. Im folgenden wird zunächst ein Gerät mit Analoganzeige vorgestellt, das den *B 555 D* in Monoflopfunktion benutzt.

9.7.1. C-Meßgerät mit Zeigerinstrument

Gegenüber herkömmlichen Kapazitätsmeßgeräten, die vielfach noch nach dem Prinzip der Wechselstrombrücke arbeiten, bringt die Messung mit einem Timerschaltkreis einige Vorteile. Der erste ist die direkte Anzeige auf einer linearen, nach rechts steigenden Skale. Der zweite und weitaus wichtigere besteht darin, daß die Kapazität mit einer ansteigenden Gleichspannung gemessen wird, die sich während der Messung von Null bis $2 U_S/3$ ändert. Auf Grund dieser Eigenschaft kann man sowohl Elektrolytkondensatoren als auch Sperrschichtkapazitäten moderner Silizium-Halbleiterbauelemente im genannten Spannungsbereich messen. In diesem Bereich wird dynamisch die mittlere Kapazität ermittelt, wobei die mittlere Gleichspannung wegen des exponentiellen Anstiegs den Wert von $0,368 U_S$ annimmt. Auf diese Weise läßt sich z. B. leicht und schnell die Kollektor-Basis-Kapazität von Transistoren messen. Dabei kommt das Messen dem tatsächlichen Betriebsfall bei großer Aussteuerung in einem Breitbandverstärker recht nahe. Durch eine aufgestockte Gleichspannung (an der Masseseite von C_x) kann die Sperrschichtkapazität auch bei anderen, wählbaren Spannungswerten gemessen werden, wobei der Meßspannungshub gleich bleibt ($2 U_S/3$).

Der monostabile Multivibrator liefert einen H-Impuls, der der angeschlossenen Kapazität proportional ist. Seine Länge wird jedoch noch von der unvermeidlichen Schaltkreis- und Aufbaukapazität C_0 (etwa 20 pF) um einen konstanten Betrag vergrößert. Es handelt sich also um einen Kapazitäts-Zeit-Umsetzer mit einem konstanten Zeitfehler. Zur analogen (oder digitalen) Anzeige muß diese Umsetzung periodisch wiederholt werden, damit man nach Integration eine der Kapazität proportionale Gleichspannung erhält. Der konstante Zeitfehler läßt sich jetzt leicht mit einer gegengeschalteten, abgleichbaren Gleichspannung korrigieren (Nullpunktgleich), so daß die zugeschaltete Kapazität C_x direkt angezeigt wird. Bild 9.16 zeigt eine Schaltung

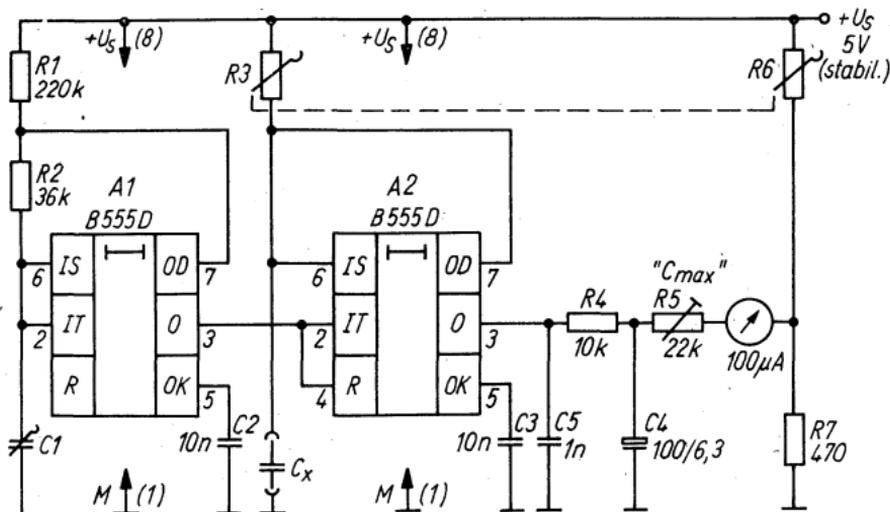


Bild 9.16 Analog anzeigendes Kapazitätsmeßgerät

mit analoger Anzeige der gemessenen Kapazität. Die Anzeige ist in 7 Bereiche unterteilt. Sie reichen von 100 pF bis 100 μ F für den Endausschlag. Kapazitätswerte von >1 pF können so gerade noch abgelesen werden.

Die zu messende Kapazität C_x bildet zusammen mit R_3 die Zeitkonstante des nachtriggerbaren monostabilen Multivibrators A2. Das Laden von C_x beginnt mit der Freigabe über den Reseteingang, sobald der Ausgang des vorgeschalteten astabilen Multivibrators A1 auf H-Pegel geht. Durch Umschalten des Ladewiderstands R_3 erreicht man über mehrere Dekaden des Prüflings gleiche Bereiche der Ausgangsimpulsbreite am Anschluß 3. Das bedeutet wiederum gleiche Wiederholfrequenz für den Generator A1 und damit gleiche Kapazität für den Kondensator C_1 (Tabelle 9.1). Für C_1 sind nur 2 Werte eingesetzt. Das hat den Vorteil, daß man für den höheren Wert auch einen Kondensator mit z. B. 10% Toleranz einsetzen kann. Der kleinere Wert muß ohnehin mit einem Trimmer (10/60 pF) abgeglichen werden (Schaltkreis- und Schaltkapazität), es läßt sich also auch die zusätzliche Toleranz des größeren Wertes ausgleichen. Es kommt ja darauf an, am Ende das Verhältnis beider Werte auf 1000:1 abzugleichen. Die Ausgangsimpulse von A2 werden mit dem Siebglied R_4 , C_4 geglättet, so daß einschließlich der Trägheit des Anzeigeinstruments in den Bereichen 4 bis 7 gerade eine ruhige Anzeige zustande kommt. Zu große Kapazitäten für C_4 verzögern nur zu-

Tabelle 9.1. Bereichs- und Wertetabelle zum digitalen Kapazitätsmeßzusatz

Bereich	C_x	$R3$	$C1$	$1/f(A1)$	$R6$
1	$\leq 100 \text{ pF}$	$1 \text{ M}\Omega$	1 nF	$0,2 \text{ ms}$	1)
2	$\leq 1 \text{ nF}$	$100 \text{ k}\Omega$	1 nF	$0,2 \text{ ms}$	1)
3	$\leq 10 \text{ nF}$	$10 \text{ k}\Omega$	1 nF	$0,2 \text{ ms}$	1)
4	$\leq 100 \text{ nF}$	$1 \text{ M}\Omega$	$1 \mu\text{F}$	$0,2 \text{ s}$	∞
5	$\leq 1 \mu\text{F}$	$100 \text{ k}\Omega$	$1 \mu\text{F}$	$0,2 \text{ s}$	∞
6	$\leq 10 \mu\text{F}$	$10 \text{ k}\Omega$	$1 \mu\text{F}$	$0,2 \text{ s}$	∞
7	$\leq 100 \mu\text{F}$	$1 \text{ k}\Omega$	$1 \mu\text{F}$	$0,2 \text{ s}$	∞

¹ Abgleich „ C_0 “ durchführen

sätzlich die Anzeige. $C4$ (und bzw. oder $R4$) ist deshalb individuell zu optimieren. Mit $R5$ gleicht man schließlich die Anzeige mit einem bekannten Kondensator möglichst in der Nähe des Vollausschlags im Bereich 4 ab. Gleiches geschieht mit dem genannten Trimmer im Bereich 3. $R6$ gleicht die Nullpunktkapazität und die Laufzeiten in A2 aus. Er muß in den Bereichen 1 bis 3 einzeln abgeglichen werden. Für die oberen Bereiche kann dieser Widerstand entfallen. Dieses Gerät erfordert eine stabilisierte Betriebsspannung, da von U_S die Ausgangsspannung von A2 abhängt und damit auch die Anzeige.

Bei dieser Art von Kapazitätsmessung werden die Kondensatorverluste nicht angezeigt, sie gehen jedoch u. U. in das Meßergebnis ein. Wie sie dieses beeinflussen, hängt davon ab, welche Verluste wirksam werden und in welchem Verhältnis sie zum Ladewiderstand stehen. Wirksame Widerstände in Reihe zu C_x müssen klein gegen den Ladewiderstand sein, wirksame Parallelwiderstände (Isolationswiderstände) müssen groß gegen den Ladewiderstand sein. Ist das Verhältnis 1:100, so kann man mit Meßfehlern von etwa 1% rechnen. Reihenwiderstände er-

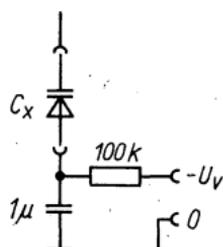


Bild 9.17
Meßmöglichkeit für
Kapazitätsdioden

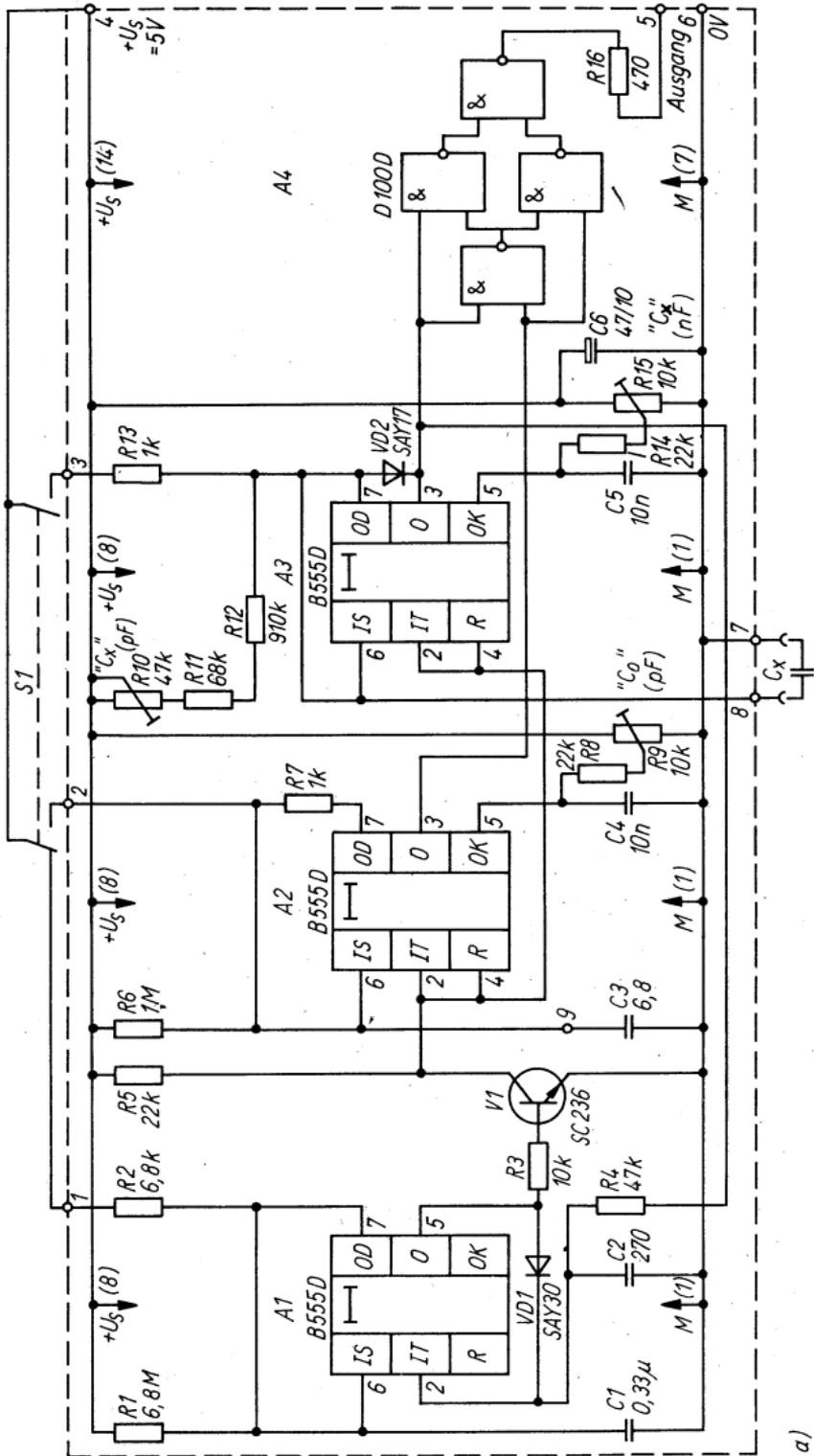
geben dabei einen kleineren Anzeigewert, Parallelwiderstände einen größeren.

Bild 9.17 zeigt, wie man die Sperrschichtkapazität von Halbleiterdioden bei unterschiedlichen Sperrspannungen messen kann.

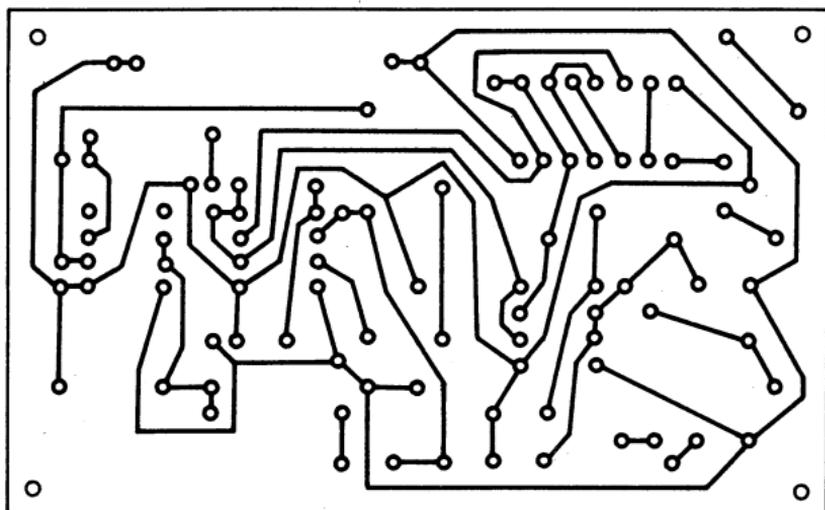
9.7.2. Kapazitäts-Zeit-Umsetzer

Es liegt nahe, die Kapazitäts-Zeit-Umsetzung mit diesem Monoflop direkt für die digitale Anzeige auf einem Universalzähler zu nutzen. Das erscheint zunächst auch relativ einfach. Das Kompensieren der Nullpunktkapazität und das Steuern der Entladung des Prüflings bedingen jedoch zusätzlichen Aufwand. Die Nullpunktkapazität kann man nur ohne angeschlossenen Prüfling direkt messen. Bei dem Meßvorgang selbst wird ständig $C_0 + C_x$ gemessen. Um C_x getrennt auszuweisen, muß man also den Wert C_0 subtrahieren. Für diese Aufgabe kann ein zweites Monoflop eingesetzt werden, das ständig eine zusätzliche Kapazität mißt, die auf den Wert C_0 eingestellt ist. Mit einem nachgeschalteten Exklusiv-Oder wird schließlich der Anzeigewert C_x gebildet. Ein weiteres (also drittes) Monoflop muß die vollständige Entladung der beiden Kapazitäten C_0 und C_x während der Pausen zwischen den einzelnen Messungen sicherstellen, wenn die Einrichtung automatisch die Messungen wiederholen soll. Dieses Monoflop muß die Pausen praktisch vorgeben. Aus diesen Überlegungen entstand die Schaltung nach Bild 9.18a. Mit ihr sind Kapazitätsmessungen im Bereich von <1 pF bis 10 nF möglich, wenn der Zähler über einen Zeitmeßumfang von <1 μ s bis 10 s verfügt. Er muß dazu in der Lage sein, die Pulsdauer von positiven Pulsen zu erfassen.

Der monostabile Multivibrator A3 bildet die Meßeinrichtung für $C_x + C_0$. Im Bereich „nF“ wird C_x über R13 geladen. Bei richtigem Abgleich mit R15 läßt sich die H-Impulsbreite genau auf $t_{1(pF)} = 1,0 \cdot R13 \cdot (C_x + C_0)$ einstellen, wobei sich mit $R13 = 1$ k Ω ein Wert von 1 nF/ μ s am Ausgang von A3 ergibt. Im Bereich „pF“ wird $C_x + C_0$ über R10 bis R12 geladen, wobei $t_{1(nF)} = 1,0 \cdot (C_x + C_0) (R10 + R11 + R12)$ mit R10 und eventuell mit R11 auf den Wert von 1 pF/ μ s nach dem Abgleich mit R15 einzustellen ist. Den Hilfwert für C_0 liefert der monostabile Multivibrator mit A2. Dazu wird der Abgleichwert C3 über



a) Bild 9.18



b)

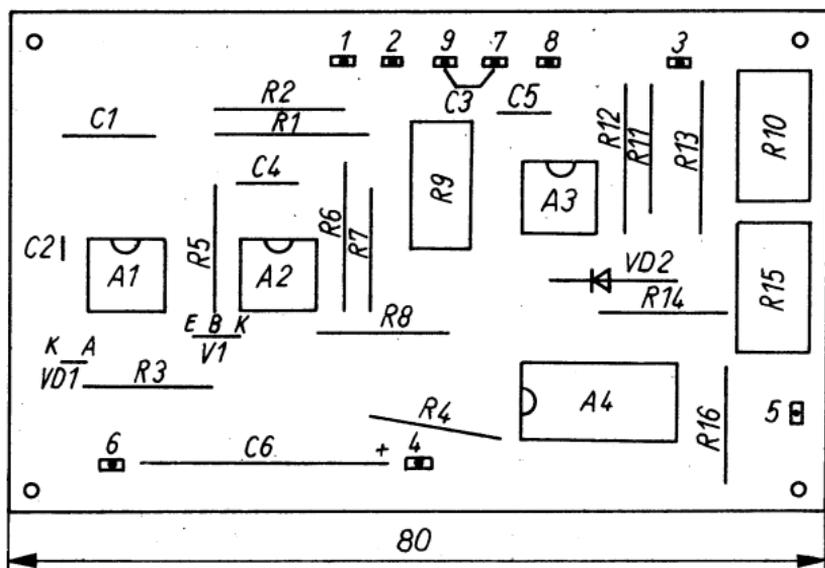


Bild 9.18 Kapazitäts-Zeit-Umsetzer als Meßzusatz für Universalzähler: a — Stromlaufplan, b — Leiterbild, c — Bestückungsplan. Bereich „pF“ bei gezeichneter S1-Stellung

R_6 im Bereich „pF“ geladen. Mit C_3 und R_9 läßt sich die Zeit t_2 genau auf den Wert t_1 (Bild 9.19) einstellen, wenn dazu kein Kondensator an den äußeren Meßklemmen liegt (Abgleich C_0). Im Bereich „nF“ braucht der Wert für C_0 nicht berücksichtigt

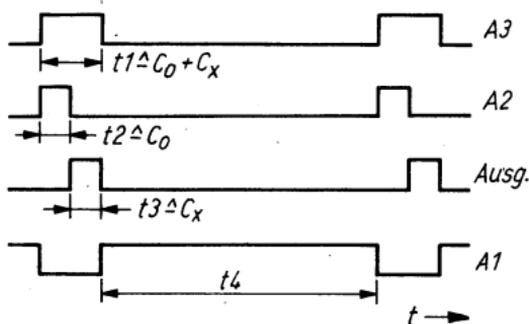


Bild 9.19
 Zur Funktion des Meß-
 zusatzes nach Bild
 9.18: Ausblenden
 von C_0

zu werden, er führt sogar zu Verfälschungen des Meßergebnisses über die Laufzeiten in A2. Deshalb wird diese Funktion über S1 gesperrt (H an 6 ergibt L am Ausgang).

Die beiden Monoflop (A2 und A3) können erst gestartet werden, wenn V1 die Eingänge 2 und 4 freigegeben hat, d. h., wenn sie auf H-Pegel liegen. Der monostabile Multivibrator mit A3 liefert das entsprechende Signal. Wenn am Ende der Meßzeit t_1 der Ausgang A3 auf L-Pegel schaltet, wird A1 über R4 getriggert, und die Pausenzeit t_4 beginnt. Sie ist bestimmt durch die Zeitkonstante $R1C1$ im Bereich „pF“ und durch $R2C1$ im Bereich „nF“. Während dieser Zeit ist V1 leitend und sperrt damit A2 und A3, die ihrerseits für die Entladung von C_0 und C_x sorgen. Ausgang 3 unterstützt über VD1 den Ausgang 7 beim Entladen von C_x . Dieser Kondensator muß ja vollständig entladen sein, bevor ein neuer Meßvorgang beginnt. Ohne diese Maßnahme müßte die Pausenzeit wegen der großen Kapazitäten erheblich verlängert werden. Gleichzeitig wird C2 über VD1 vom Ausgang A1 geladen und hält den Triggereingang auf H-Pegel. Auf diese Weise ist sichergestellt, daß dieser Eingang am Ende von t_4 auf H-Pegel bleibt, bis (verzögert über V1 und A3) dessen H-Pegel eintrifft (Beginn der Meßzeit t_1). Läge der Triggereingang direkt am Ausgang A3, so gäbe es nur noch Pausenzeiten.

Die beiden Ausgänge A2 und A3 werden mit dem aus einem D100 gebildeten Exklusiv-Oder zusammengefaßt. Es liefert am Ausgang nur dann einen H-Impuls, wenn die beiden Eingangswerte ungleich sind. Ohne angeschlossenes C_x ist C_0 so abzugleichen, daß die Ausgangsimpulse minimale Breite erreichen bzw. verschwinden. Bei angeschlossenem C_x ist die Zeit t_3 der Ausgangsimpulse dann proportional der Kapazität. Die Schaltung läßt viele Varianten zu. Eine sei noch angegeben.

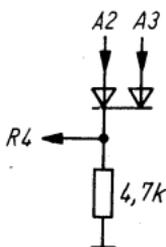


Bild 9.20

Ausgangsverknüpfung für die Rückführung in Bild 9.18 bei C-Differenzmessungen

Führt man den Eingang C_0 als Meßeingang ebenfalls heraus und gleicht ihn entsprechend dem C_x -Eingang ab (R_6, R_9) – C_3 muß dann ein Trimmer und C_x muß mit einem Zusatz-C beschaltet sein –, so lassen sich beide Eingänge im Pikofaradbereich gleichwertig benutzen. Ausgegeben wird dann die Kapazitätsdifferenz von „ C_0 “ und „ C_x “ (ohne Vorzeichen). Damit die Schaltung auch dann noch funktioniert, wenn C_0 größer als C_x ist, müssen die Ausgänge von A2 und A3 z. B. über Dioden nach Bild 9.20 für die Rückführung über R_4 so verknüpft werden, daß das Monoflop A1 am Ende von t_1 oder t_2 startet.

Für den Kapazitäts-Zeit-Umsetzer wurde ein Leiterbild entwickelt (Bild 9.18b). Bestückt wird nach Bild 9.18c. Die zuletzt beschriebene Variante ist darin jedoch nicht enthalten.

9.8. Widerstands-Zeit-Umsetzer

Analog zum Kapazitäts-Zeit-Umsetzer läßt sich auch ein Widerstands-Zeit-Umsetzer aufbauen. In diesem Falle wird in der RC -Zeitkonstanten der Widerstand zur Unbekannten erklärt. Dabei muß verhindert werden, daß ein Kurzschluß ($R = 0 \Omega$) den angeschlossenen Schaltkreis zerstört. Bild 9.21 zeigt einen Schaltungsvorschlag für einen solchen Umsetzer. Darin wurde konsequent der $B 555 D$ eingesetzt, was seine Vielseitigkeit erneut beweist. Weiter fällt auf, daß in diesem Fall mit einer negativen Versorgungsspannung gearbeitet wird, um den Meßwiderstand an den Bezugspunkt ($0 V$) anschließen zu können. Der Ladewiderstand beim monostabilen Multivibrator A4 wird aus dem Widerstand R_6 und dem Prüfling R_x gebildet. Dadurch kann R_x auch 0Ω sein. A4 liefert für diesen Fall einen Ausgangspuls minimaler Breite, der dem Widerstand R_6 entspricht. Wie beim Kapazitäts-Zeit-Umsetzer, so wird auch diesmal mit dem

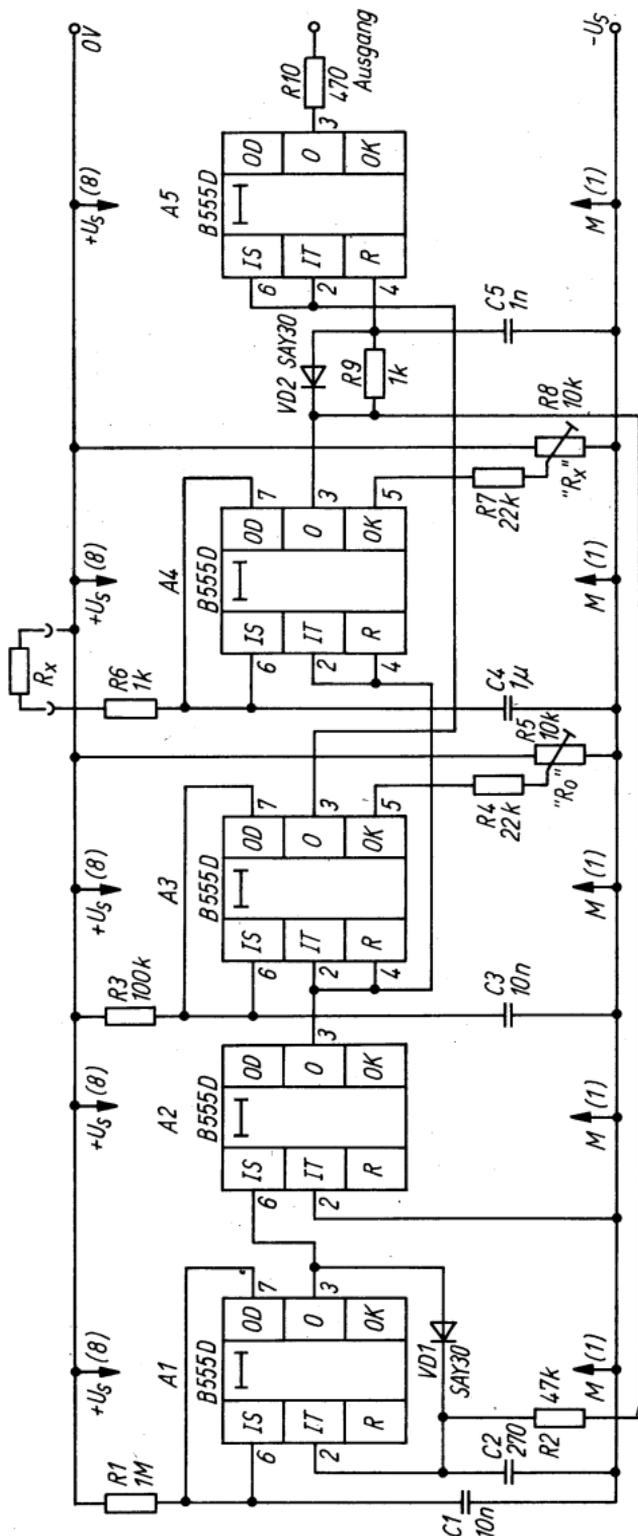


Bild 9.21 Widerstands-Zeit-Umsetzer für Universalzähler

monostabilen Multivibrator A3 ein gleich breiter Impuls erzeugt, der in der Ausgangsstufe A5 vom Meßimpuls subtrahiert wird. Das Verzögerungsglied R9, C5, VD2 gleicht die inneren Laufzeitenunterschiede zwischen Eingang 4 und Eingang 6 aus. Am Ausgang entsteht ein positiver Impuls, wenn die Breite des Pulses von A4 größer ist als von A3 ($R > 0 \Omega$). Zum Abgleich von R_0 kann dazu mit $R5$ die Kontrollspannung von A3 variiert werden, ebenso die von A4 zum Abgleich von R_x . Der monostabile Multivibrator bildet die Pausenzeit zwischen den einzelnen Messungen und sichert das Entladen der Kondensatoren C3 und C4. Der Schaltkreis A2 invertiert das Ausgangssignal von A1 für die Ansteuerung von A3 und A4. Der Kondensator C4 legt die Empfindlichkeit der Schaltung zu $1 \Omega/\mu s$ fest.

9.9. Ladegeräte für NK-Akkumulatoren

Die Anregung zu den folgenden Schaltungen stammt aus [23]; zur Funktion siehe auch schon Bild 3.9. Bild 9.22 zeigt zunächst die Schaltung eines einfachen Ladegeräts ohne Zustandskontrolle, das nur auf die Ladespannung reagiert. Die Ladestrombegrenzung über $R1$ führt allerdings zu einem nicht ganz konstanten Ladestrom. Da sich ja die Klemmenspannung von an-

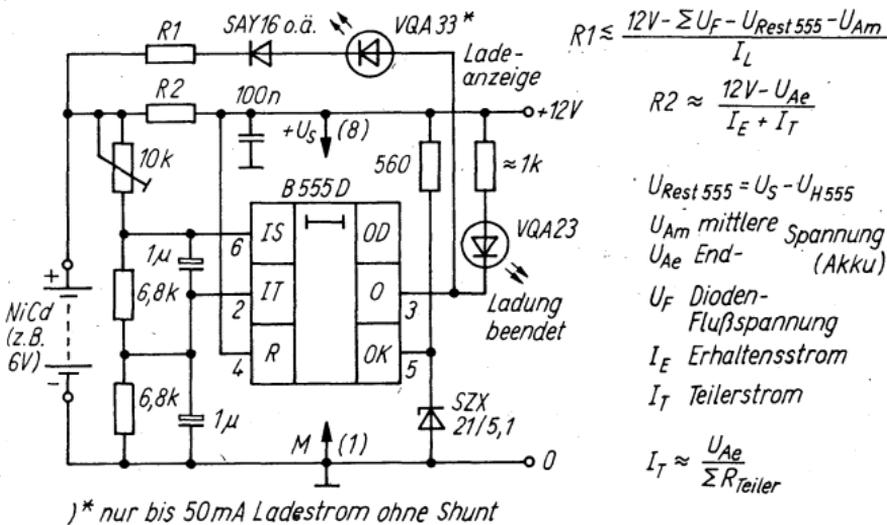


Bild 9.22 Einfaches Ladegerät für NK-Akkumulatoren mit Selbstabschaltung

fangs wenig über 1 V/Zelle auf schließlich 1,5 V/Zelle steigert, hängt es von der Zellenzahl der zu ladenden Batterie ab, wie stark sich die Differenz aus Betriebs- und Klemmenspannung ändert, die über $R1$ (und D) steht und damit für den Ladestrom verantwortlich ist.

Der Anfangsstrom darf $0,55 I_5$ also nicht übersteigen! (I_5 ist der Strom, der rechnerisch in 5 Stunden den Wert der Nennkapazität ergibt, z. B. $I_5 = 45$ mA für 225 mAh Nennkapazität.) Außerdem sind die Schaltungsdaten mit den Ladevorschriften des konkret vorhandenen Typs zu vergleichen, denn z. B. ständiges Puffern läßt nicht jeder Hersteller zu.

Umgekehrt sei der Hinweis gestattet, daß dieses Verfahren auch für Bleiakkumulatoren interessant sein dürfte. In der DDR erhältliche NK-Sammler werden dagegen bekanntlich mit konstantem Ladestrom ($0,5 I_5$) für eine vom Hersteller vorgegebene Zeit (14 h) geladen und dann abgeschaltet. Dieser Vorgabe würde also bereits eine Konstantstromquelle genügen, die ein ebenfalls mit einem $B 555 D$ realisierbarer Langzeittimer einfach nach 12 bis 14 Stunden abschaltet. Dabei wird die einen Netzkreis schaltende Ausführung etwa des Langzeittimers nach Abschnitt 9.2. interessant. Zunehmend sind bekanntlich Geräte im Angebot, die entweder NK-Sammler fest eingebaut enthalten und damit zwangsläufig „per Netzschur“ geladen werden oder für die es ein entsprechendes Ladegerät im Zubehör gibt. Das trifft z. B. für die beliebten „Walkmen“ zu.

In der vorliegenden Schaltung nach [23] dagegen fragt der $B 555 D$ die Spannung am Akkumulator ab. Er unterbricht den Ladestrom aus Anschluß 3, wenn die eingestellte Endspannung erreicht ist. (Danach fließt nur noch ein geringer Strom, der in Verbindung mit den Teilerwiderständen am Akkumulator die Lade-Endspannung aufrechterhält, wobei in den Akkumulator ein kleiner Erhaltungsstrom fließt.)

Ihr Wert wird von den Komparatoren des $B 555 D$ überwacht, bezogen auf die an Anschluß 5 liegende Spannung. Dort befindet sich in Bild 9.22 eine Z-Diode mit dem Nennwert 5,1 V. Übersteigt die Spannung an Anschluß 6 diesen Wert, wird der Ladestrom abgeschaltet. Die Spannung an Anschluß 2 muß nun unter den Wert von 50% der „Kontrollspannung“ an Anschluß 5 sinken, damit der Ladestrom wieder eingeschaltet wird. Auf Grund des Spannungsteilers an 6 und 2 gegen Masse braucht

die Klemmenspannung nur wenig abzusinken, um den Ladestrom wieder einzuschalten. Normalerweise wird der Timer mit der Betriebsspannung U_S „geführt“. Seine Teilerkette aus 3 gleichen Widerständen bewirkt, daß der obere Schwellwert (Anschluß 6) bei $2/3 U_S$ und der untere (Anschluß 2) bei $1/3 U_S$ liegt. Bezogen auf die Spannung an Anschluß 6, liegt also der Schaltpunkt für Anschluß 2 bei der Hälfte der Spannung von Anschluß 6. Wird dem Kontrollspannungseingang 5 eine stabile Fremdspannung (eben die der Z-Diode) zugeführt, so entspricht eine um einen geringen Betrag (typisch unter 100 mV) erhöhte Spannung an 6 dem „Aus“-Zustand (3 auf L). Ist die Spannung wenig kleiner als U_Z , gerät Anschluß 2 bereits unter seinen Schaltpunkt. Das heißt dann „Ein“ (3 auf H), und nach diesem Prinzip arbeiten die beiden Schaltungen.

Die 5,1-V-Z-Diode bestimmt die kleinste mit dieser Schaltung ladbare Zellenzahl. Der einstellbare Vorwiderstand gestattet es, Batterien höherer Endspannung zu laden. Es dürfte dabei aber sinnvoll sein, die Betriebsspannung höher zu wählen und R1 durch einen Stromgenerator zu ersetzen. Die Dimensionierung bezieht sich auf eine 5-Zellen-Batterie von 225 mAh. Ihre Endspannung liegt also bei etwa 7,25 V. Sie ist damit höher als die zulässige Sperrspannung der Leuchtdiode im Ladezweig. Diese wird daher durch die in Serie liegende *SAY 17* geschützt.

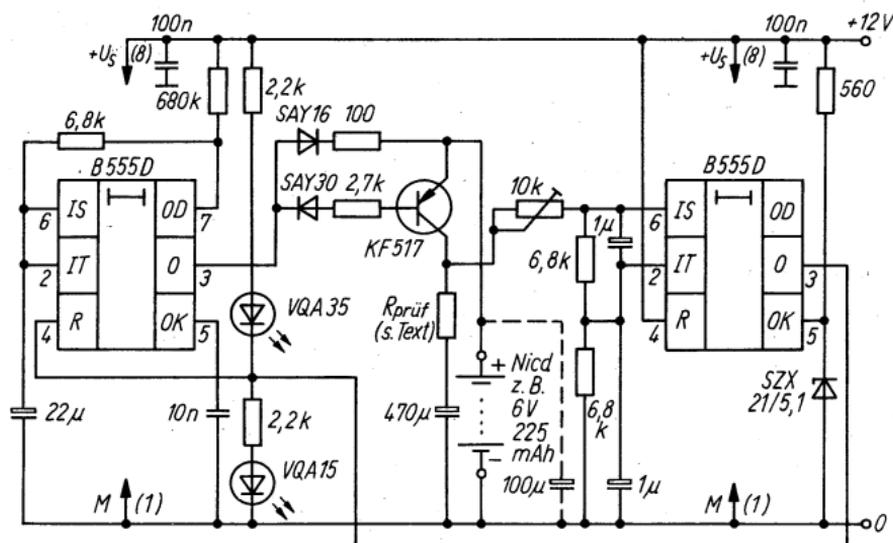


Bild 9.23 Ladegerät mit periodischer Zustandsprüfung

In der Schaltung nach Bild 9.23 wird der Akkumulator periodisch abgefragt. Der erste Timer schaltet dazu für eine Zeit in der Größenordnung von 100 ms den Prüftransistor ein. In der vorliegenden Ausführung bleiben an seiner Kollektor-Emitter-Strecke weniger als 100 mV. Damit erscheint die Akkumulatorspannung nahezu vollständig am Kollektor. Dort wird sie im ersten Augenblick mit einem Strom belastet, dessen Größe vom Lastwiderstand abhängt und sich nach dem Batterietyp richtet. Ihre Klemmenspannung sinkt daher entsprechend ihrem Innenwiderstand ab. Der Laststrom wird jedoch infolge zunehmender Gegenspannung über dem in Serie zum Lastwiderstand liegenden Kondensator kleiner. Damit steigt die Spannung am Kollektor innerhalb der Prüfzeit an, bis der Transistor wieder gesperrt wird. Am Schwellwerteingang 6 muß also am Ende der Ladung innerhalb der Prüfzeit der obere Schwellwert des Komparators in Höhe der Z-Dioden-Spannung erreicht werden. Solange das nicht der Fall ist, wird anschließend an jeden Prüfimpuls wieder etwa 10 s lang geladen. Schaltet jedoch Timer 2 schließlich am Ausgang (3) auf L, so setzt er damit den Timer 1 zurück, so daß auch sein Ausgang auf L geht und dort bleibt. Die bis dahin leuchtende rote Ladeanzeige-LED (sie signalisierte, daß der Ausgang von Timer 2 H führt) verlöscht. Dafür leuchtet jetzt die gelbe „Ende“-Diode auf.

Nun bleibt allerdings der Transistor durchgeschaltet, und am Akkumulator liegt als Dauerlast der Spannungsteiler. Das bedeutet, daß nach einer relativ kurzen Zeit am Anschluß 2 die halbe Z-Dioden-Spannung U_Z unterschritten wird. Vorausgesetzt, an 6 steht ebenfalls (was die Auslegung des Spannungsteilers ja garantiert) damit wieder weniger als U_Z , schaltet der Timer am Ausgang auf H. Damit wird der Akkumulator nachgeladen. Er erreicht jedoch relativ schnell wieder die für Abschalten nötige Spannung usw.

Eine Unterbrechung der Batterie-zuleitung ergibt eine für die Signalisierung erwünschte Schwingerscheinung. Dadurch leuchten beide Dioden. Sollte dieser Effekt stören, läßt er sich durch 47 bis 100 μF parallel zu den Batterieanschlüssen beseitigen. Beim Einstellen der Schaltung muß die vorgeschriebene Endspannung des Typs bekannt sein, die sich unter den geschilderten Lastverhältnissen ergibt. Das Mustergerät wurde auf 1,45 V/Zelle eingestellt. Dieser Abgleich kann mit einer an die Akkumulator-

anschlüsse angelegten einstellbaren Fremdspannung vorgenommen werden. Es empfiehlt sich, die Klemmen so zu belasten, daß die vom Gerät an diesen Punkt gelangende Spannung (Ladestromzweig) nicht die Mindestspannung erreichen kann. Anderenfalls würde sich ein normales seriengeregeltes einstellbares Netzgerät nicht unter diese Spannung bringen lassen. Den Prüftransistor sollte man während des Abgleichs „zwangsweise“ öffnen. Dazu wird der Verbindungspunkt Diode-Basiswiderstand an Masse gelegt. Nun stellt man die gewünschte Abschaltspannung ein und dreht den Stellwiderstand auf Maximum. Sofern die gelbe Signaldiode leuchtet, wird durch kurzes Verbinden der Anschlüsse 2 und 1 an Timer 2 auf Rot umgeschaltet. Danach dreht man langsam den Vorwiderstand zurück, bis die gelbe Diode aufleuchtet. Danach wird die Spannung des Netzgeräts ebenso langsam zurückgenommen (es geht um Bruchteile eines Volt!). Der Punkt, an dem die rote Leuchtdiode einschaltet, ist der untere Spannungswert, bis zu dem die Akkumulatorspannung nach dem Laden wieder absinkt, bevor erneut Ladestrom fließt.

Für diese Schaltung genügt ein einfacher Gleichrichterteil mit Ladekondensator von etwa $2200 \mu\text{F}$. Die relativ hohe Leerlaufspannung eines Klingeltransformators vom Typ *KT 07* oder *KT 08* liefert bei Netzennspannung an diesen Ladekondensator etwa 12 V. Bei der Dimensionierung nach Bild 9.23 ergeben sich etwa 200 mV (Spitze-Spitze) Brummspannung. Das wirkt sich auf das Schwellverhalten von Timer 2 jedoch kaum aus, da seine Kontrollspannung mit einer Z-Diode stabilisiert ist (Restbrumm $< 10 \text{ mV}$). Diese Brummspannung ergibt eine gewisse Welligkeit des Ladestroms (etwa 20% des Gleichstromwerts).

10. Doppeltimer B 556 D

Es lag nahe, im 14poligen DIL-Standardgehäuse zwei Funktionseinheiten des *B 555 D* unterzubringen. Da beim Zusammenfassen der Stromversorgung alle Ein- und Ausgänge weiterhin zugänglich bleiben, ergibt sich fast keine Einschränkung im Einsatzbereich. Sie ist auf Spezialfälle begrenzt, etwa dann, wenn zwei Timer kaskadiert werden müssen, so daß der Ausgang des ersten (Index 1) Spannungssenke oder -quelle für den zweiten (Index 2) ist (3_1 an 1_2 oder auch 8_2). Insofern unterliegt der von manchen Herstellern außerdem noch produzierte Vierfachtimer erheblich größeren Einschränkungen, denn in diesen Timern sind intern solche Anschlüsse zusammengefaßt worden, die für die am meisten benutzten Anwendungen sonst ebenfalls gemeinsam benutzt werden (Anschlüsse 6 und 7 beim vergleichbaren Einzeltimer, also Hauptersatzfall Monoflop).

Zu den bereits in Abschnitt 2. angesprochenen Unterschieden im Verhalten der Timer unterschiedlicher Hersteller kommt beim Doppeltimer ein weiteres Problem hinzu, auf das z. B. in [24] hingewiesen worden ist. Einige Produzenten weichen in der Anschlußbelegung nämlich so stark voneinander ab, daß ein zufällig gerade vorliegender Fremdtyp dringend vorsichtig getestet werden sollte. Glücklicherweise stimmen wenigstens die Betriebsspannungsanschlüsse überein, was einen solchen Test doch

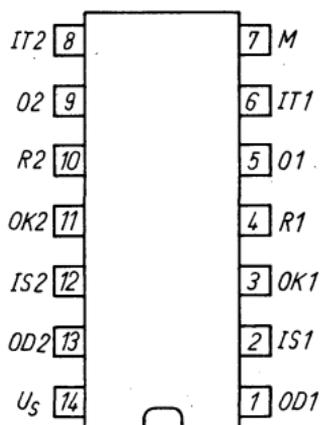


Bild 10.1
Anschlußbelegung des Doppeltimers *B 556 D*

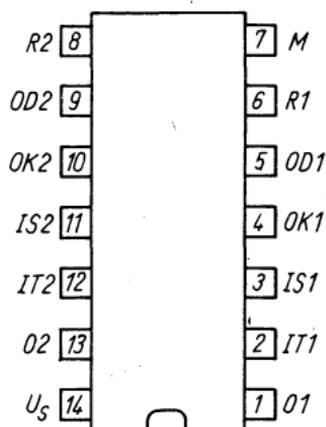


Bild 10.2
Abweichende Anschlußbelegung von Doppeltimern anderer Hersteller

wesentlich erleichtert. Während Bild 10.1 die Anschlußbelegung des voraussichtlich ab 1984 verfügbaren *B 556 D* wiedergibt (sie entspricht z. B. der von *Signetics*, *NE/SE 556*), informiert Bild 10.2 über die davon abweichende Belegung z. B. der Hersteller *Exar* (*XR 2556*) und *Teledyne* (*D 555*). Außerdem sind bei Mehrfachtimern – herstellerabhängig und unterschiedlich zwischen Zwei- und Vierfachtimer – niedrigere zulässige Ausgangsströme zu erwarten. Doppeltimer sind also stets eine vorteilhafte Alternative, wo mehr als ein *B 555 D* innerhalb möglichst auch räumlich eng benachbarter Schaltungsteile eingesetzt werden soll. Weniger sinnvoll dürfte es dagegen sein, wenn diese Maßnahme mit langen Zwischenverbindungen zur übrigen Schaltung verbunden ist. Da der Anschlußmehrbedarf von $2 \times B 555 D$ nur 2 Lötstellen bedeutet, dürfte in solchen Fällen die Entscheidung zugunsten des Einfachtimers ausfallen.

11. Spezielle Hinweise

Es sind schon einige Jahre vergangen, seit in der Literatur über die ersten Vertreter der „555“-Timer-Familie“ berichtet worden ist. Seitdem folgten Anwendungen auf Anwendungen. Die Qualität der einzelnen Schaltungsbeispiele war unterschiedlich. Nicht immer (härter gesagt: vielfach nicht!) entsprachen die Dimensionierungen und Beschaltungen den Forderungen, die in vorliegenden Herstellerinformationen nachzulesen sind. Nun läßt sich allerdings nur selten nachprüfen, ob gerade der benutzte Timer des Produzenten X auch einer Einschränkung unterliegen muß, die Produzent Y aus zwingenden Gründen (von Unterschieden im Innenleben bedingt) oder vielleicht auch einfach nur vorsichtshalber gemacht hat. Wenn sich dann außerdem beim Experimentieren noch herausstellt, daß solcherart „unbekümmerte“ Beschaltungen vom Schaltkreis nicht übelgenommen werden, verführt das leicht zu Übertretungen von Regeln, die noch dazu nicht immer zum Einsatzzeitpunkt bekannt gewesen sein müssen.

Nach Vorliegen des für den *B 555 D* vom Hersteller herausgegebenen umfangreichen neuen Informationsblattes wurden daher eine Reihe bereits mit Erfolg getesteter Literaturschaltungen ebenso wie einige Entwicklungen nochmals auf die Einhaltung der nun bekannten Forderungen überprüft. Die Ergebnisse sind an den betreffenden Stellen eingearbeitet worden. Es schien jedoch nützlich und ist für den Leser sicherlich rationell, sie im folgenden zusammengefaßt darzustellen.

Gegenüber Schaltkreisen mit ähnlichen Einsatzgebieten enthält das genannte Informationsblatt vor allem die bisweilen nicht so einfach einzuhaltende Forderung, daß die Eingänge keine kleineren Spannungen als 0 V erhalten dürfen. (Beim *E 355 D* z. B. sind noch negative Spannungen bis zu einer Diodenflußspannung durchaus zulässig.) Auch dürfen die Eingangsspannungen nicht die (positive) Betriebsspannung überschreiten. Es liegt nahe, diese Bedingungen durch Schutzdioden einzuhalten. Jedoch würde z. B. eine mit Kathode an Eingang 2 liegende Diode von Masse her ebendiese Flußspannung als nega-

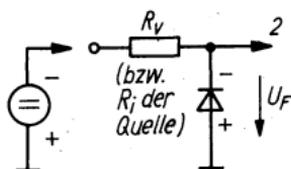


Bild 11.1

Vom Informationsblatt des Herstellers nicht zugelassene Unterschreitung der Eingangsspannung in negativer Richtung an Anschluß 2 entsteht in dieser einfachen Schutzbeschaltung

tiven „Restwert“ liefern, wenn ein (durch Vorwiderstand im Strom zu begrenzendes) Eingangssignal in negativer Richtung anliegt (Bild 11.1). Diese Restspannung kann – wie das auch am Ausgang bei induktiven Lasten gegen Masse empfohlen wird – mit einer weiteren Diode vor Eingang 2 minimiert werden (Bild 11.2). Eine völlige Beseitigung würde gleiche Dioden und gleich große Flußströme voraussetzen, oder man braucht zwei Diodenstrecken. Hier liegen die Grenzen dieser Methode. Bis zur Funktionsunfähigkeit kann das führen, wenn die durch diese Schutzdiode(n) am Eingang 2 verbleibende Restspannung selbst beim Kurzschluß des Diodenverbindungs punkts nach Masse größer als $U_S/3$ bleibt. Man mag einwenden, daß diese Gefahr selbst bei 4,5 V Betriebsspannung höchstens dann besteht, wenn etwa 2 Diodenstrecken mit $U_{Fges} \approx 1,5\text{ V}$ vorliegen. Abgesehen von den dabei noch auftretenden möglichen Toleranzen wirkt sich jedoch ein weiterer Umstand aus (und das viel gravierender!). Es handelt sich um den bei Ansteuerung mit differenzierten Impulsen beobachteten Effekt, daß die Triggerschwelle um so weiter unterschritten werden muß, je weniger breit diese Impulse sind (vgl. Bild 2.13). (Gewohnter ist die Tatsache, daß es eine Impulsmindestbreite im Bereich um $0,2\ \mu\text{s}$ gibt, unter der nicht mehr zuverlässig getriggert wird.) So mußte in ungünstigen Fällen bei 4,5 V Betriebsspannung der Triggerimpuls die Spannung am Anschluß 2 bis auf etwa 0,8 V absenken, während als Gleichspannungswert weiterhin 1,5 V galt. Eine einzige Diodenstrecke dürfte daher an der unteren Betriebsspannungsgrenze

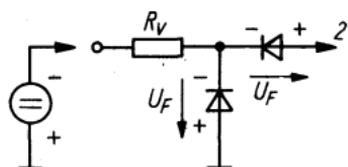


Bild 11.2

Die Diode in Serie zum Eingang 2 vermindert oder verhindert Unterschreiten der zugelassenen Eingangsspannung

als gerade noch vertretbar gelten. Dioden sind aber in bestimmten Einsatzfällen auch aus anderen Gründen problematisch – glücklicherweise aber vor allem dort, wo es weniger schwerfällt, sie durch andere Maßnahmen zu ersetzen.

Zunächst jedoch noch zur Diodenbeschaltung. Die „Massediode“ läßt sich sparen, und die „Seriendiode“ gewinnt eine andere Bedeutung, wenn systemintern angekoppelt wird. Bild 11.3 zeigt eine derartige Anwendung. Der Schalter symbolisiert z. B. den Ausgang eines Ansteuerschaltkreises. Das kann ein anderer *B 555 D* sein, ein Operationsverstärker, ein TTL-Gatter oder auch ein *A 302* (diesen wie auch den OPV mit offenem Kollektor dann mit einem pull-up-Widerstand nach Plus versehen). In der gezeichneten Schalterstellung hat sich der Kondensator nach dem Triggern des *B 555 D* schließlich auf U_S aufgeladen mit Plus Richtung Anschluß 2. Geht jetzt der Schalter auf H, steht der Kondensator mit der Spannung U_S in Serie zu U_S selbst an Eingang 2 gegen Masse. Daß nun 2 nicht mit $2 U_S$ belastet wird, bewirkt die dafür in Sperrichtung geschaltete Diode. Der Kondensator entlädt sich dann über den Widerstand, führt also auf beiden Seiten U_S . Schalter nach Masse heißt Triggern, denn der Kondensator legt die Diodenkathode kurzzeitig an Masse, wobei sofort die Aufladung durch den Widerstand beginnt. Der Widerstand kann auch direkt an 2 liegen. Allerdings fließt dann sein Strom mit über die Diode und erhöht U_F , und das kann in Grenzfällen die Triggerbarkeit verschlechtern. *RC*-Koppelschaltungen mit Widerstand nach Masse (also die üblichen Differenzglieder) sind für den Eingang am gefährlichsten (Bild 11.4). Wäre nicht die Diode von Masse her, würde die vom Kondensator in der gezeichneten Stellung gespeicherte negative Spannung am rechten Belag mit dem Wert $-U_S \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$ an 2 erscheinen, wenn man den Schalter nach Masse legt. Der Widerstand nach Plus muß dafür sorgen, daß im Ruhezustand

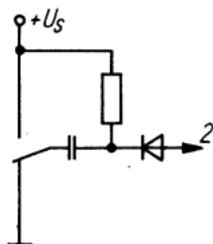


Bild 11.3

Zum Ladeimpulsmechanismus eines Koppelkondensators vor Anschluß 2; Diode schützt Eingang 2 vor entstehender positiver Spannung $U_2 > U_S$; negative U_2 entsteht hier nicht

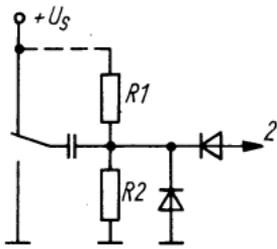


Bild 11.4

Ableitung der in dieser Schaltung entstehenden negativen Spannung über Diode gefährdet Ausgang der Steuerstufe (Strom über deren „L-Zweig“ nicht begrenzt!)

(Schalter nach oben) die Spannung am Teilerpunkt oberhalb der Triggerschwelle bleibt. Nun bringt aber die „Massediode“ ein Problem: Im Falle „Schalter nach Masse“ fließt durch sie und den vom Schalter symbolisierten Ausgang des steuernden Schaltkreises ein hoher Strom, da Begrenzungswiderstände fehlen. Wenn der steuernde Schaltkreis ebenfalls ein *B 555 D* ist, braucht man allerdings selbst bei 15 V Betriebsspannung einen Serienwiderstand von nur etwa $8,2 \Omega$, um mit Sicherheit unter 200 mA, dem für den Ausgang zugelassenen Maximalstrom, zu bleiben. Bei 5 V Betriebsspannung ist der unter allen Umständen sichere Mindeststandardwert $2,7 \Omega$. Die „Massediode“ ist bei diesen Einsatzfällen für 200 mA Spitzenstrom auszuliegen. Beide Dioden lassen sich jedoch einsparen, wenn „systemintern“ gemäß Bild 11.5 verfahren wird: Der Spannungsteiler R hält Eingang 2 im Ruhezustand auf $U_S/2$. C lädt sich in der gezeichneten Stellung auf ebenfalls $U_S/2$ auf mit Minus am Anschluß zu $R/2$. Beim Triggern (Schalter nach Masse) liegt jetzt die „Batterie“ C mit $-U_S/2$ (Plus nach Masse) über $R_{i1} = R/2$ an der positiven Spannungsquelle $U_S/2$ mit ebenfalls $R_{i2} = R/2$. Somit erscheint an diesem Punkt kurzzeitig $U_2 = 0$, bis sich C auf $+U_S/2$ aufgeladen hat. Dann erreicht U_2 ebenfalls wieder den Wert $+U_S/2$. In manchem realen Betriebsfall muß, von den idealen Werten abweichend, dimensioniert werden. Das trifft z. B. zu, wenn die obere „Schalterstrecke“ eine nicht zu vernachlässigende Rest-

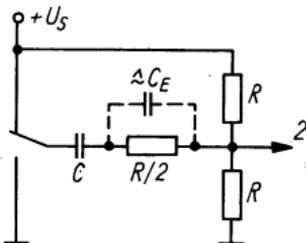


Bild 11.5

Sichere Beschaltung bei Kondensatorankopplung innerhalb der Betriebsspannungsgrenzen; gestrichelten Kondensator von etwa 20 pF zur Kompensation des Eingangs- C bei Bedarf vorsehen

spannung führt. C wird dann auf weniger als $U_S/2$ aufgeladen, so daß beim Triggern im schlechtesten Fall $U_S/3$ nicht mehr (bzw. nicht mehr ausreichend weit!) unterschritten wird. Die in dieser Hinsicht ungünstigen Fälle sind kleine Betriebsspannung und hohe zusätzliche Belastung des steuernden Ausgangs durch weitere gegen Masse Strom ziehende Verbraucher, was die Restspannung erhöht. Die „fehlende“ Teilspannung kann z. B. durch Absenken des Ruhespannungswerts an 2 in gewissen Grenzen kompensiert werden. Dabei darf aber dieser Punkt nicht bereits in Triggerspannungsnähe geraten. Der Spielraum ist also besonders bei kleiner U_S wiederum stark begrenzt. Man darf außerdem nur so weit verschieben, daß die Spannung an C dann nicht höher wird als die Spannung am Teilerpunkt.

Eine Restspannung sowohl von U_S wie nach Masse bedeutet, daß am Ausgang des steuernden Schaltkreises $U_H < U_S$ und $U_L > 0$ gilt. Damit kann sich C auf $U_H - U_T$ aufladen, wenn der Ausgang H führt, und auf $U_L - U_T$ umladen, wenn der Ausgang auf L schaltet.

Gemäß Bild 11.6 gilt allgemein für $I = 0$, also Ladung abgeschlossen, in beiden Richtungen: $U_H = U_{C1} + U_T$ bzw. $U_L = U_{C2} + U_T$, d. h., $U_{C2} = U_H - U_T$, $U_{C1} = U_L - U_T$. Auf Ableitung der Bemessungsgleichung für R1 bis R3 mußte aus Umfangsgründen verzichtet werden.

Für H-Spannungswerte gibt es noch eine andere in dieser Broschüre ebenfalls genutzte Möglichkeit, bis herunter zu Werten dicht oberhalb der Triggerschwelle von $U_S/3$ zu gelangen. Siehe dazu Abschnitt 6.

Völlig andere Betrachtungen gelten, wenn die dafür geeigneten Anschlüsse 2, 4 und 6 von externen Quellen höherer Spannung gesteuert werden müssen. Ganz undefiniert wird es dabei im

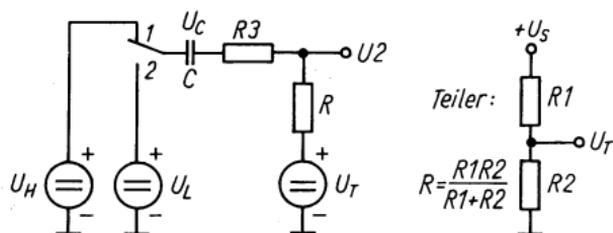


Bild 11.6 Zur Berechnung der Werte in Bild 11.5 für den Fall von $0 < U_A < U_S$ (U_A ist die Ausgangsspannung des steuernden Schaltkreises mit Betriebsspannung U_S)

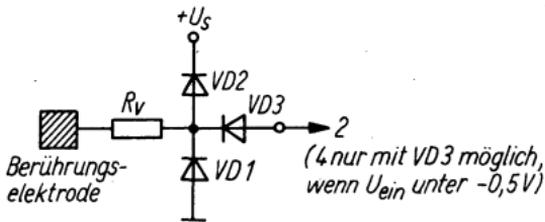


Bild 11.7 Schutzbeschaltung bei Gefahr höherer Eingangsspannungen

Falle von Sensoreingaben. Eine für Plus in Sperrichtung wirkende Diode vor 2 hat dann nur Sinn, wenn ihre Sperrspannung mit Sicherheit größer ist als die höchste auftretende Fremdspannung. Günstiger erscheint daher eine bei MOS-Schaltungen heute meist schon integrierte Schutzbeschaltung, die negative Spannungen über eine für diese Polarität leitende Diode nach Masse ableitet (vgl. Bild 11.1), positive Spannungen von mehr als U_S aber nach Plus. Eine dritte Diode direkt vor dem Eingang rundet dann diese Maßnahmen nur noch insofern ab, als sie einerseits die Flußspannung der an Masse liegenden Diode kompensiert und andererseits die nun nur noch höchste mögliche positive Spannung, nämlich $U_S + U_F$, vom Eingang fernhält. (Sie liegt ja noch um U_F höher als die zugelassene U_S .) Diese „absolut sichere“ Schutzbeschaltung, für die billige Kleinspannungsdioden reichen, ist in Bild 11.7 dargestellt. Die Grenze ihrer Wirksamkeit wird von R_V bezüglich der zulässigen Diodenflußströme bestimmt. Aber selbst 10 kV verursachen bei $R_V = 100 \text{ k}\Omega$ erst 100 mA, und nur so lange, wie das die Ladung hergibt.

1 M Ω Vorwiderstand und $3 \times \text{SAY } 30$ können daher bereits als recht guter Schutz angesehen werden, von der gewissen Unvollkommenheit der nicht vollständigen U_F -Kompensation durch die fast stromlose Diode vor dem Eingang abgesehen. Dafür gibt es, wie schon diskutiert, auch noch einfachere Gegenmaßnahmen. Wenn aus Gründen des Schutzes vor zu hohen Körperströmen in netzbetriebenen Spezialfällen der Gesamtwert von R_V in die Größenordnung von z. B. 22 M Ω gelegt wird, müssen selbstverständlich auch die Luft- und Kriechstrecken diesen Bedingungen gemäß ausgelegt werden.

12. Literatur

- [1] *D. Lechner*, Anwendungen des Zeitschalters B 555 D. In: Elektronisches Jahrbuch 1983, Berlin 1982, S. 127–141.
- [2] *K. Schlenzig*, Digitale Zeitschaltkreise E 351 D und E 355 D. Berlin 1983.
- [3] *R. W. Bockstahler*, Bistabile action of 555 varies with manufacturer. In: Electronics, Februar 19, 1976.
- [4] *H. Kühne*, Ein Zeitbaustein mit vielseitigen Anwendungsmöglichkeiten. In: radio fernsehen elektronik H. 11/1975, S. 379–380.
- [5] *H. Weidner*, Ein einfacher Ablenkgenerator. In: Radio-Elektronik-Schau H. 8/1975, S. 414.
- [6] *L. Garner*, Solid state – reader's circuit. In: Popular Electronics H. 3/1976, S. 80–82.
- [7] *K. Schlenzig, W. Stammler*, Elektronikbasteln im Wohnbereich, Berlin 1983.
- [8] *R. Maaß*, Impulslängensteuerung für Modellbahnen. In: Funkschau H. 11/1979, S. 663.
- [9] *K. Paschenda*, Spannungsgesteuerter Impulslängenmodulator. In: Funkschau H. 11/1979, S. 664.
- [10] *D. Markegard*, Photoelectric sensor detects (and counts) entrances and exits. In: Popular Electronics H. 1/1977, S. 48–50.
- [11] *K. Schlenzig*, Erfahrungen mit dem Schaltkreis A 302 D. In: FUNKAMATEUR H. 10/1982, S. 482, und H. 11/1982, S. 535.
- [12] Signetics timers. Application information. Firmenschrift der Firma Signetics.
- [13] *R. F. Scott*, 555-timer-IC-applications. In: Radio Electronics H. 2/1976, S. 40–42 und S. 102.
- [14] *A. A. Mangieri*, The IC photo tachometer. In: Popular Electronics H. 8/1974, S. 54–58.
- [15] *K. Schlenzig*, Einsatzbeispiele für CMOS-Zeitschaltkreise. Berlin 1982.
- [16] *L. Garner*, Solid state – reader's circuits. In: Popular Electronics H. 6/1976, S. 82–93.

- [17] Optoakustischer Vario-Taktgeber. In: Praktiker 9/1979, S. 9—10.
- [18] *G. Baumgras*, Programmable frequency divider. In: Radio Electronics H. 5/1977, S. 37—41.
- [19] *L. Reagan*, Turn your TV screen into an oscilloscope. In: Popular Electronics H. 9/1982, S. 63—65.
- [20] Timer-IS 555, weitere Applikationen. In: Elo H. 1/1980, S. 55—56.
- [21] *R. Zane*, High-impedance op amp extends 555 timer's range. In: Electronics H. 13/1977, S. 129.
- [22] Türklingel für Gehörbehinderte. In: Funkschau H. 4/1977, S. 179.
- [23] Automatic charger for nickel-cadmium-batteries. Electronic Engineering H. 12/1975, S. 19.
- [24] *R. F. Scott*, 555-IC-Timer-circuits, part II. In: Radio Electronics H. 3/1976, S. 62—63 und S. 68.
- [25] *U. Roick*, B 555 D - Ein kostengünstiger Zeitgeberschaltkreis für einen weiten Anwendungsbereich. In: 10. Halbleiterbauelemente-Symposium 1983, Referate, Band 2, S. 206—224.

380

