

# Operationsverstärker



## Schmerzlose Operationen

Was man mit einem Operationsverstärker alles machen kann, brauchen wir Ihnen kaum zu erzählen – Anwendungsbeispiele finden Sie nämlich auf Schritt und Tritt: Das geht los beim einfachen NF-Verstärker, erstreckt sich über die Signalaufbereitung und reicht bis hin zur Anpassung der von einem Sensor stammenden Meßwerte. Und wenn man die Festspannungsregler als Sonderfall eines Operationsverstärkers mit einbezieht, kommt kaum noch eine Schaltung ohne so einen Tausendssassa aus.

Lassen Sie uns vorweg ein Wort zu der merkwürdigen Bezeichnung sagen: was hat so ein Verstärker mit einer Operation zu tun? Nun, 'Operation' ist nichts anderes als die vornehme Umschreibung für die Tätigkeiten, die diese Schaltungen ausführen. Und zu diesen Tätigkeiten gehört an erster Stelle die Verstärkung von allen möglichen elektrischen Signalen, was allerdings in den unterschiedlichsten Varianten vor sich geht.

Wie Sie es von unseren Bauanleitungen her kennen, verwenden wir die Kurzform OpAmp, die von der englischen Bezeichnung *Operational Amplifier* stammt; das vom deutschen abgeleitete Kürzel OPV läßt sich so leicht mit OVP (= *Overvoltage Protection*) verwechseln, und 'OpAmp' geht doch auch recht glatt über die Lippen (ähnliches gilt für Out = Ausgang und off = aus).

Der Operationsverstärker ist nicht etwa eine Erfindung, die jemand eingeebnet bekam; er ist vielmehr das Ergebnis konsequenter Entwicklungen, die unter Ausnutzung der technologischen Möglichkeiten bestimmte Wunschvorstellungen verwirklicht haben (Bild 1). Diese

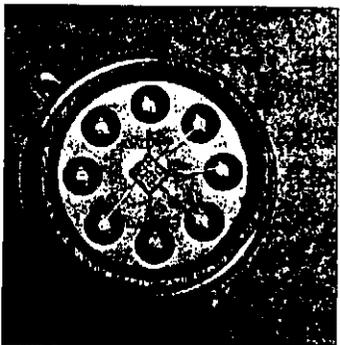


Bild 1: Operation am OpAmp: Hier haben wir einen solchen Achtbein einfach den Deckel ab-operiert.

Wünsche reichen zurück bis zur analogen Rechenstechnik, in der man regelrecht mathematische Funktionen auf elektr(on)ischem Wege nachbilden mußte; angefangen beim Addieren und Subtrahieren über das Multiplizieren bis hin zum Logarithmieren.

Dazu benötigte man Verstärkerschaltungen mit ganz speziellen Eigenschaften, die man gewissermaßen auf einem Wunschzettel notierte (vgl. vorige Seite). Mit zunehmender Leistungsfähigkeit bei der Halbleiterfertigung kam man den Wunschvorstellungen immer näher. Was wir heute für ein paar Groschen als Operationsverstärker kaufen können, hätte vor zwei bis drei Jahrzehnten noch zu regelrechten Jubelstürmen geführt. Daß das, was nicht viel kostet, in diesem Fall doch sehr viel wert sein kann, wird Ihnen unser Beitrag beweisen!

Wir kennen den Operationsverstärker eigentlich nur als Bauteil, das in einer Schaltung verschwindet so wie ein Kondensator oder Transistor auch. In Wirklichkeit steckt aber selbst im einfachsten OpAmp ein sehr filigranes Innenleben, wovon Ihnen unser Titelbild (und ein Blick auf Bild 5) einen Eindruck vermitteln.

telt. Der simpelste aller simplen, der Standard-Typ LM741, kostet in der einfachsten (Plastik-)Version heute ca. 70 Pfennige. Dafür bekommt man sage und schreibe 18 Transistoren, 5 Dioden, 12 Widerstände und einen kleinen Kondensator, alles komplett aufgebaut und funktionsfähig im Gehäuse verpackt!

Wir stellen diesen Typ bei unseren Betrachtungen immer wieder in den Vordergrund: wegen seiner Vielseitigkeit, Robustheit und Preiswürdigkeit taucht er ständig in unseren Bauanleitungen auf, und er wird damit so etwas wie ein VW-Golf auf der Straße: Güter und zuverlässiger Durchschnit, ohne daß man damit am Formel-Eins-Rennen teilnehmen könnte oder ihn als Staatskarosse einsetzen würde. Natürlich streifen wir im Rahmen dieser Betrachtungen auch andere Typen, darunter sogar ein paar Exoten; aber wir essen schließlich auch nicht jeden Tag Steak und gehen deshalb vom Normalfall 'Hausmannskost' aus.

Je nach Hersteller taucht die Typenbezeichnung '741' in den unterschiedlichsten Verkleidungen auf: µA741 heißt er bei Fairchild, CA741 bei RCA, LM741 bei National Semiconductor, und Texas Instruments hat ihn SN72741 getauft. Das ändert nicht am Sachverhalt, daß sie sich alle weitestgehend gleich verhalten, obwohl es hier und da geringfügige Abweichungen gibt; wo die von Bedeutung sind, weisen wir darauf hin.

Das Schaltzeichen eines OpAmps hat normalerweise nur drei Anschlüsse: Das sind die beiden Eingänge +In/-In und der Ausgang Out. Die Stromversorgungsanschlüsse +Uv/-Uv gehören stillschweigend dazu, ohne daß man sie jedesmal einzeln zeichnet. Und die beiden mit Offset bezeichneten Bein-

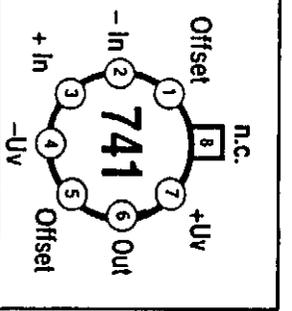
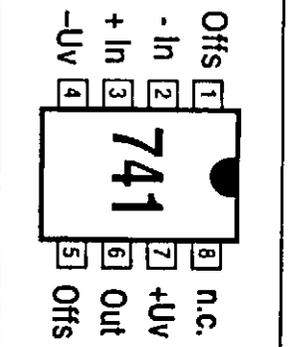
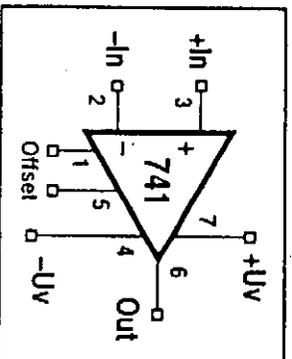


Bild 2: Schalt-symbol und Anschlussbelegung des Standard-Typs 741 (Beide Male von oben gesehen). Die Abkürzung 'n.c.' kommt vom englischen *not connected* (Anschluß nicht belegt).

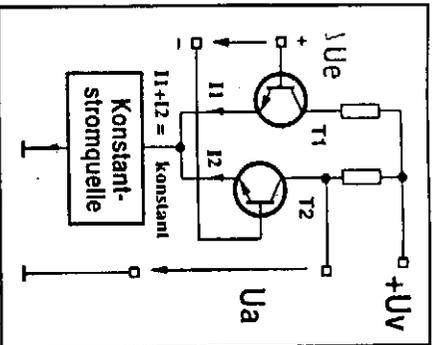


Bild 3: Prinzipschaltung des Differenzverstärkers; entscheidend ist die Differenzspannung  $\Delta U_e$  am Eingang.

chen sind Ihnen vorher vielleicht noch nie aufgefallen. Aber auch die haben ihren Sinn, selbst wenn wir nur gelegentlich Gebrauch davon machen; mehr darüber später.

Im Bild 2 sehen Sie zwei gängige Bauformen für Operationsverstärker, in denen auch der 741er angeboren wird. Das ist zum einen das achtpolige Mini-DIP-Gehäuse (Plastik) und zum anderen das TO-5-Rundgehäuse (Metall), aus dem ebenfalls acht Beinchen herausragen. Wie Sie sehen, sind die An-

schlussbelegungen bei beiden Bauformen des 741ers gleich (das ist längst nicht bei allen OpAmps so). Das Metallgehäuse hat eine bessere Wärmeabfuhr, ist aber rund dreimal so teuer wie der Plastiktyp; aus diesem Grund bevorzugten wir die Sparversion im Dual-in-line-Gehäuse, um letztlich auch Ihren Geldbeutel zu schonen.

Um hinter die Wirkungsweise dieser kompakten Elektronik zu kommen, gehen wir Schritt für Schritt in die Tiefe. Dabei lassen wir zunächst erst alles weg, was uns das Verständnis verbauen würde; nehmen Sie das getrost einmal hin, denn die Lücken, die in diesem Fachwerk fehlen, füllen wir nach und nach auf. Und schließlich steht das gesamte Gebäude vor Ihnen, das Sie dann bis ins kleinste Kämmerlein kennen.

■ Jeder Operationsverstärker hat zwei unterschiedliche Eingänge: Den invertierenden (oder Minus-) Eingang und den nichtinvertierenden (oder Plus-) Eingang. Damit hat es folgende Bewandnis:

Steigt die Spannung am Plus-Eingang (= +In) über diejenige am Minus-Eingang (= -In) an, dann bewegt sich die Ausgangsspannung  $U_a$  in positiver Richtung (auf +Uv zu). Die Änderungen am Ausgang

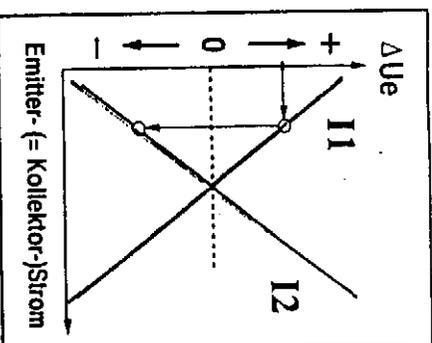


Bild 4: Mit zunehmender  $\Delta U_e$  steigt I1, und I2 nimmt ab; die Ausgangsspannung  $U_a$  steigt bei sinkendem I2, und Eingang verlaufen gleichsinnig, was dem maßgeblichen Eingang die Bezeichnung 'nichtinvertierend' eingebracht hat.

Wenn nun aber die Spannung am Minus-Eingang über diejenige am Plus-Eingang ansteigt, dann bewegt sich die Ausgangsspannung  $U_a$  in negativer Richtung (auf -Uv bzw. Masse zu). Die Änderungen am Ausgang und Eingang verlaufen gegensinnig, was dem maßgeblichen Eingang die Bezeichnung 'invertierend' einbringt.

## Praxistip: Umgang mit Bels und Dezibels

Bei der logarithmischen Darstellungungsweise in Bel [B] bzw. Dezibel [dB] gibt man niemals absolute Zahlenwerte an, sondern immer nur das Verhältnis zweier Zahlen zueinander; es gilt wie üblich  $1 \text{ B} = 10 \text{ dB}$ .

Definitionsgemäß beträgt das Verhältnis a, das zwei Leistungen  $P_1$  und  $P_2$  (am selben Lastwiderstand R) zueinander haben

$$a = \log \frac{P_2}{P_1} \quad [B] = 10 \log \frac{P_2}{P_1} \quad [dB]$$

Damaisens nicht die Leistungen, sondern das Verhältnis zweier Spannungen interessiert, ersetzt man P durch  $U^2/R$ :

$$a = \log \left[ \frac{U_2}{U_1} \right]^2 \quad [B] = 20 \log \frac{U_2}{U_1} \quad [dB]$$

■ Mit dieser Beziehung ist man in der Lage, jedes Spannungsverhältnis in dB auszudrücken oder dB-Werte in Spannungsverhältnisse umzuwandeln.

Beispiel 1: Welches Verhältnis, in Dezibel ausgedrückt, haben zwei Spannungen zueinander, wenn  $U_1 = 10 \text{ mV}$  und  $U_2 = 2 \text{ V}$  ist?

Teilt man die beiden Werte durcheinander, erhält man als Ergebnis  $U_2/U_1 = 200$ ; der Logarithmus von 200 ist 2,3; das 20fache davon beträgt 46. Beide Spannungen liegen also um ca. 46 dB auseinander.

Beispiel 2: Die Leerlaufverstärkung eines OpAmps beträgt 100 dB; welchem Spannungsverhältnis entspricht das?

Die '100' sind der 20fache Logarithmus des gesuchten Verhältnisses,

$100/20 = 5$  ist also der Zehnerlogarithmus der gesuchten Verstärkung:  $V = 10^5 = 100\,000$  (-100 dB wären dementsprechend ein Hunderttausendstel).

Merkregel: Alle 20 dB verzehnfacht sich das Spannungsverhältnis: 20 dB = 10; 40 dB = 100; 60 dB = 1000; 80 dB = 10 000 usw. Beachten Sie bei Zwischenwerten aber die logarithmische Teilung: 10 dB mehr oder weniger machen den Faktor 3 aus; 20+10 dB sind also  $10 \cdot 3 = 30$ , und 20-10 dB sind dann  $10 : 3 = 0,3$ .

Dagegen bedeuten +6 dB eine Verdopplung (Faktor 2) und -6 dB eine Halbierung (Faktor 1/2 = 0,5). 80+6 dB entsprechen demzufolge  $10\,000 \cdot 2 = 20\,000$ , und 80 - 6 dB = 74 dB ergeben ein Spannungsverhältnis von 5 000:1.

## Tab. 2: Kenngrößen des realen OpAmps

Mit den nachfolgend genannten Begriffen haben wir es zu tun, wenn es um OpAmps geht (in Klammern finden Sie die englischen Bezeichnungen). Je nach Anwendungsfall wirken sich diese Erscheinungen unterschiedlich stark aus und können in bestimmten Einsatzfällen (z. B. bei einfachen Schaltungen) ganz unter den Tisch fallen.

Wir geben hier zur Veranschaulichung die typischen Zahlenwerte an, die für den Standard-Typ  $\mu\text{A}741$  gelten (in eckige Klammern gesetzt); daß es auch hier herstellerverbedingte (geringfügige) Unterschiede gibt, haben wir bereits im Text erwähnt.

### Offset-Spannung (*Input Offset Voltage*)

Diejenige Differenzspannung, die man eingangsseitig anlegen muß, um am Ausgang tatsächlich keine Auslenkung aus der Ruhelage zu bekommen [1,0 mV].

### Offset-Strom (*Input Offset Current*)

Die Differenz aus beiden Eingangsströmen, die bei ausgangsseitiger Ruhelage fließen [20 nA].

### Temperaturkoeffizient (*Temperature Drift*)

Einfluß von Temperaturänderungen auf Offset-Spannung oder -Strom [15  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  bzw. 0,5 nA/ $^\circ\text{C}$ ].

### Eingangsstrom (*Input Bias Current*)

Mittelwert aus den Strömen, die im Ruhezustand in beide Eingänge fließen; sie versorgen die beiden Eingangsanschlüsse mit dem nötigen Basisstrom [80 nA].

### Eingangswiderstand (*Input Resistance/ Input Impedance*)

Widerstand eines Eingangs gegen Null, wenn der andere Eingang mit Null verbunden ist [2,0 M $\Omega$ ].

### Eingangsspannungsdifferenz (*Differential Input Voltage*)

Bereich der zulässigen Eingangsspannungen; abhängig von der jeweiligen Versorgungsspannung [ $\pm 2$  V unter  $\pm 10$  V].

### (Leerlauf-)Spannungsverstärkung (*Open Loop Voltage Gain*)

Verhältnis zwischen der Änderung der Ausgangsspannung und der (Differenz der) Eingangsspannung(en), die dies hervorruft [200 000 = 106 dB].

### Ausgangswiderstand (*Output Resistance/ Output Impedance*)

Wirksamer Widerstand des belasteten Ausgangs; ermittelt aus dem Spannungsabfall bei Stromentnahme; er gilt nur bei geringer Aussteuerung und ist stark frequenzabhängig [75  $\Omega$ ].

### Ausgangsspannungsschub (*Output Voltage Swing*)

Grenzen der ausgangsseitigen Aussteuerbarkeit, ehe die Ausgangsstufen in die Begrenzung kommen; abhängig von der Versorgungsspannung und vom Laststrom [ $\pm 2$  V unter  $\pm 10$  V bei  $R_L = 10$  k $\Omega$ ].

### Gleichtaktunterdrückung (*Common Mode Rejection Ratio*)

Das Maß, um das gleichsinnige Änderungen an beiden Eingängen abgeschwächt werden, ehe sie verstärkt am Ausgang auftreten [90 dB = 30 000].

### Stromaufnahme (*Supply Current*)

Derjenige Speisestrom, den die Versorgungsspannung im Ruhezustand liefern muß [1,7 mA].

### Verlustleistung (*Power Consumption*)

Diejenige Gleichstromleistung, die der unbelastete Verstärker bei ausgangsseitiger Ruhelage aufnimmt [50 mW].

■ Bitte beachten Sie die Feinheiten: Es genügt nicht die *Anderungstendenz* an einem der Eingänge, um die Ausgangsspannung zu beeinflussen, sondern entscheidend sind stets die Verhältnisse an *beiden* Eingängen: es „gewinnt“ immer derjenige von beiden, der die „Nase oben“ hat, d.h. der das höhere Potential besitzt: Überwiegt der Plus-Eingang, steigt die Ausgangsspannung, überwiegt der Minus-Eingang, sinkt sie ab.

Anders ausgedrückt: Entscheidend für das Verhalten des Ausgangs ist die *Spannungsdifferenz* zwischen Plus- und Minus-Eingang; ist die positiv (d.h. +In überwiegt) – steigt Ua; bei negativer Differenz (mit überwiegendem – In) geht Ua nach unten. Diese Eigenschaft haben alle Operationsverstärker gemeinsam. Sie resultiert aus der funktional stets gleichen Schaltung der Eingangsstufe, die als sogenannter *Differenzverstärker* ausgeführt ist.

Man wird nie hinter die Funktion eines Operationsverstärkers kommen, wenn man nicht dessen Herzstück, den Differenzverstärker im Eingang, von Grund auf verstanden hat. Auch diese Differenzstufe ist keine ge-niale Erfindung, sondern die Umsetzung naheliegender Wünsche, die bei der Verarbeitung empfindlicher Signale auftreten:

Von empfindlichen Mikrofonverstärkern kennen Sie das Problem der Brummreinstrahlung; wenn die Leitungen nicht sorgfältig abgeschirmt sind, streuen winzige Anteile der Netzspannung ein und führen durch die hohe Verstärkung zu ärgerlichem Brummen.

Je geringer die Nutzsignale sind, desto größer ist die Anfälligkeit gegen Störungen aller Art. Und mit einem Differenzverstärker ist man in der Lage, solche Störersystembedingte auszuschalten. Man treibt also nicht den Abschirmaufwand oder ähnliches hoch (was irgend-wann ohnehin an Grenzen stößt), sondern geht stattdessen einen ganz anderen Weg.

■ Im Prinzip besteht ein Differenzverstärker aus zwei Verstärkerransistoren, bei denen die *Summe* beider Kollektorstrome konstant gehalten wird (Bild 3). Steigt also der Arbeitsstrom von T1, nimmt der von T2 im gleichen Maße ab und umgekehrt (Bild 4). An einem der Kollektorwiderstände nimmt man die aus der Stromänderung resultierende Spannungsänderung ab (= Ausgangssignal Ua) und verstärkt sie störungsfrei weiter. Der Trick dieser Anordnung liegt auf der Hand:

Bei völliger Symmetrie in beiden Zweigen bleiben gleichsinnige Änderungen an beiden Eingängen ohne jede Auswirkung auf den Ausgang. Brummreinstrahlung und ähnliches, was auf beide Eingänge gleichzeitig wirkt, fällt chancenlos unter den Tisch. Nur Differenzspannungen zwischen den beiden Eingängen verschle-ben die Stromanteile in den Zweigen, und nur das wirkt sich am Arbeitswiderstand aus.

Natürlich sind das ideale Zustände, die wir hier geschildert haben; denn es war großzügig die Rede davon, daß sich beide Transistoren gleich verhalten und der Summenstrom im gemeinsamen Emittierzweig stets konstant bleibt. Das ist natürlich eine Wunschvorstellung, die sich in der Praxis nur annähernd verwirklichen läßt, wenn auch mit ganz passablen Erfolgen.

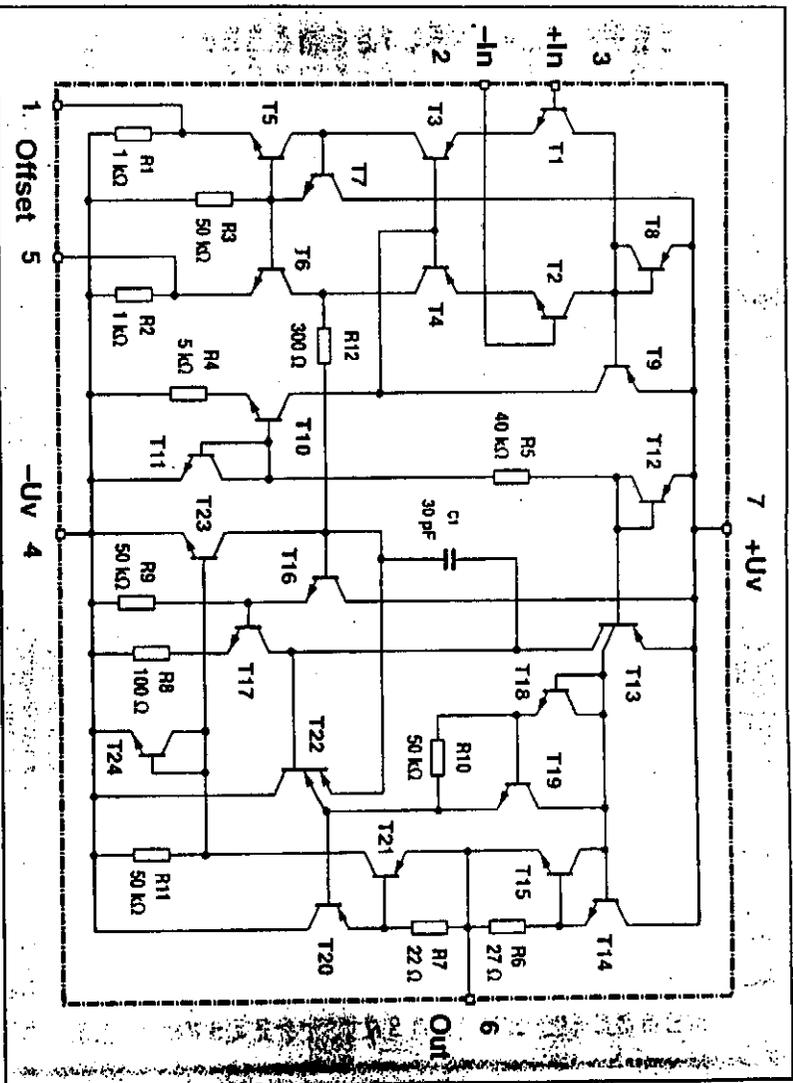


Bild 5: So sieht das Innenleben eines  $\mu A741$  von Fairchild aus; und all' das kostet nicht mehr als ein paar Groschen!

Das soll heißen, daß die Abweichungen von der Ideallinie (dem vollkommenen Gleichverhalten) zwar äußerst gering sind, aber *Milli sind sie eben nicht*. Und wenn man einen winzigen Fehler nur doll genug verstärkt, taucht er am Ende doch wieder auf und sorgtdafür, daß die Bäume bei uns Elekrikern nicht in den Himmel wachsen.

■ Werden wir konkret: Würde das bisher Gesagte genau der Praxis entsprechen, dann dürfte sich beim Kurzschluß der beiden OpAmp-Eingänge ausgangsseitig absolut nichts rühren. Die allein interessierende Differenzspannung wäre in diesem Fall nämlich so Null, wie es nullter gar nicht geht. Folglich mußte der Ausgang dann in Ruhelage verharren, ohne daß wir uns im Augenblick darüber auslassen, wo sich diese Ruhelage genau befindet.

*Aber am Ausgang passiert auch bei eingangsseitigem Kurzschluß etwas, nämlich eine winzige kleine Auslenkung aus der Ruhelage!*

Anders ausgedrückt: Um ausgangsseitig das Ruhepotential überhaupt nicht zu verändern, darf am Eingang

keine Null-Differenz herrschen, sondern es muß dazu eine winzige Fehlertension anliegen, die nach entsprechender Verstärkung den Ausgang gerade in der Waage hält.

Dieser scheinbar lächerliche Nebeneffekt (genannt *Offset* = Versatz) bereitet den Schaltungsentwicklern weltweit riesengroße Kopfschmerzen. Wer sich mit OpAmps beschäftigt, muß diese Macke kennen und sie nötigenfalls ausmerzen können. Wenn dies in unseren Baueinheiten meist keine Rolle spielt, liegt das nur an den niedrigen Ansprüchen.

■ Noch anders formuliert: An einem Gleichaufehler von  $100 \mu V$ , der im Verhalten der beiden Transistorzweige auftritt, würde sich normalerweise kaum jemand stören. Wenn auf diese Eingangsstufe aber eine  $100$  (XXX)fache Verstärkung folgt, werden aus den  $100 \mu V$  auf einmal  $10 V$ , die das eigentliche Nutzsignal total zudecken. Und in diesen Bereichen bewegen wir uns, wenn wir es mit Operationsverstärkern zu tun haben. Man muß sich in ganz anderen Größenordnungen zu-

rechtfinden, wenn man mit derauf unhandlichen Zahlen jongliert.

Aus diesem Grund geht man hier und in ähnlichen Fällen zur logarithmischen Darstellungsweise mit **Bels [B]** und **Dezibels [dB]** über. Dadurch ändert sich an den eigentlichen Zahlenwerten nicht das geringste; es beschreibt sie aber handlicher und bietet noch weitere Vorteile: Anstelle komplizierter Multiplikationen treten einfache Additionen, und Divisionen werden zu simplen Subtraktionen.

Lassen Sie sich den Spaß an der Sache aber nicht durch unliebsame Erinnerungen an die Schul-Mathematik verderben. Wir gehen hier kurz darauf ein und erläutern im Praxistip auf Seite 7 die entsprechenden Zusammenhänge. Wenn Sie wollen, können Sie die nachvollziehen; andernfalls überschlagen Sie die Theorie und wissen, wo Sie sie bei Bedarf wiederfinden.

Wir wenden uns zielstrebig der Innenschaltung eines richtigen Operationsverstärkers zu, die wir zerlegen und analysieren (Bild 5).



## Starke Stufen in den Eingängen

Wenn Sie beim Anblick der Innenschaltung des 741ers das helle Entsetzen gepackt hat, dann fehlt Ihnen weniger das Fachwissen als viel mehr etwas Selbstvertrauen (vgl. Bild 5 im Teil 1). Seien Sie getrost, auch hier wird nur mit Wasser gekocht, d.h. auch die Inneren eines solchen Schaltkreises enthalten nichts anderes als ganz normale Transistoren, Dioden, Widerstände und Kondensatoren.

Beginnen wir mit den Eingangstransistoren T1 und T2, die nicht anders sind als simple Emitterfolger (Bild 6; vgl. Bild 5 im Teil 1 und Bild 8 auf der nächsten Seite). Darunter versteht man einen Transistor, bei dem das an der Basis

eingespeiste Signal ohne Verstärkung am Emitter wieder abgenommen wird (das Ausgangssignal folgt dem Eingang in derselben Größe und Phasenlage). Was das soll? Nun, in die Basis muß man weit weniger Strom einspeisen, als im Kollektor/Emitter-Zweig benötigt wird (um den Faktor der Stromverstärkung B reduziert).

■ Denzufolge verringert ein Emitterfolger die Belastung der speisenden Signalquelle erheblich, indem er den Eingangswiderstand der nachfolgenden Schaltung um den Faktor der Stromverstärkung vergrößert; bei einem  $B = 100$  wird  $R_e = 100 \cdot R_E$ . Knallhart ausgedrückt: Die beiden Eingangstransistoren T1 und T2 im 741er hat der Hersteller nur deshalb vorgesehen, um die schlechten Leistungen

der eigentlichen Eingangsstufe T3/T4 zu überbrücken (immer noch billiger, als gleich zwei bessere Transistoren zu spendieren!).

So ganz normal, wie eingangs erwähnt, sind die Bauteile im IC nun auch wieder nicht, jedenfalls nicht alle; denn es kann fertigungstechnisch einfacher oder schaltungsmäßig notwendig sein, eine Diode nicht als einfachen pn-Übergang zu integrieren, sondern stattdessen einen Transistor zu verwenden.

Ähnliches gilt für Kondensatoren, die man auf dem Chip ohnehin nur in ganz, ganz kleinen Werten unterbringen kann (im pf-Bereich). Und dann sind das meist auch nur parasitäre Kapazitäten, die zwischen zwei benachbarten Strompfaden bestehen, also keine zwei gegenüberliegenden Platten wie beim

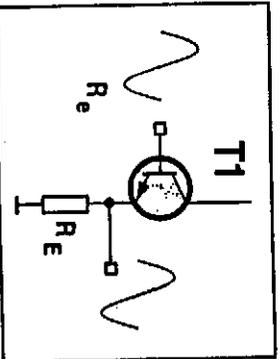


Bild 6: Grundschaltung eines Emitterfolgers mit einem npn-Transistor.

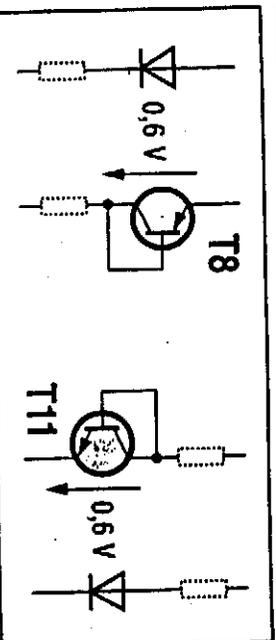


Bild 7: Durch Verbinden von Basis und Kollektor wird ein Transistor zur Diode; das funktioniert mit pnp- (links) und npn-Typen (rechts).

Klassischen Kondensator: die wüßten viel zu viel von der kostbaren Chipfläche vergeden.

Sie fragen sich, wie man aus einem Transistor eine Diode macht? Nichts einfacher als das! Sie brauchen nur Basis und Kollektor miteinander zu verbinden, und schon verhält sich die Kollektor/Emitter-Strecke wie eine waschechte Diode (Bild 7). Das passiert auf folgende Weise: Die Basis des Transistors bekommt vom Kollektor-Potential den Vorstrom zum Leiten, so daß der Transistor durchsteuert.

### Versorgt, aber niemals gesättigt

In die Sättigung kann er aber niemals gelangen; denn dieser Zustand ist dadurch gekennzeichnet, daß die Kollektor/Emitter-Strecke so weit durchschaltet, daß sie eine weit geringere Spannung hat (ca. 0,1 V) als die Basis/Emitter-Strecke (ca. 0,6 V beim Si-Typ). Wollte dieser rückgekoppelte Transistor den Sättigungszustand erreichen, würde er sich selbst den Basisstrom wegnehmen. Daher schaltet der Kollektor nur so weit durch, daß die Basis/Emitter-Strecke noch genügend Vorspannung zum Leiten behält (ca. 0,6...0,65 V).

Bei einem Blick auf die Bilder 8 und 11 sehen Sie, wieviele der vermeintlichen Transistoren im 741er in Wirklichkeit „nur“ Dioden-Aufgaben übernehmen: Es sind T8, T11, T12, T18 und T24, womit sich unsere Gesamtschaltung schon deutlich entkrampft (vgl. auch Bild 5).

Mit dieser Dioden-Umfunktionalisierung verfolgt man weitergehende Absichten. Wenn man nämlich an eine solche Transistor-Diode T8 einen weiteren, baugleichen Transistor T9 anschließt, fließen in beiden Kollektor-Zweigen dieselben Strö-

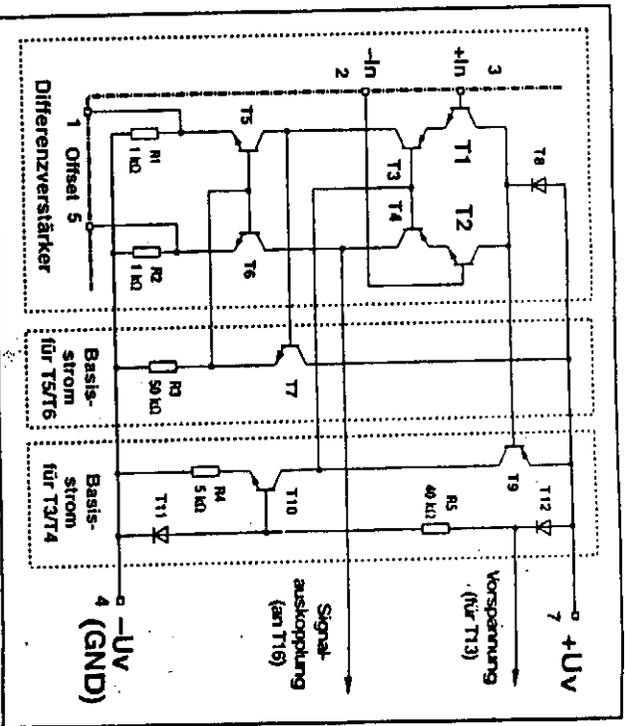
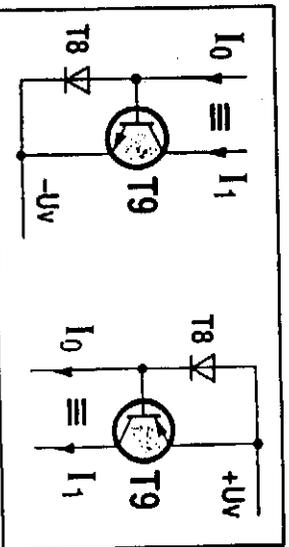


Bild 8: In dieser Darstellung wird die Aufgabenverteilung in der Eingangsstufe schon wesentlich besser durchschaubar; die Signalauskopplung erfolgt an T4.

me (Bild 9). Anders ausgedrückt: Den mit T8 eingestellten Strom  $I_0$  findet man als  $I_1$  in exakt derselben Größe bei T9 wieder, sofern beide Transistoren wirklich gleiche Eigenschaften haben; das aber kann man bei einem IC voraussetzen, weil da sämtliche Bauteile in einem Rutsch gefertigt werden und sich daher gleichen wie ein Zwilling dem anderen.

Man spricht bei einer solchen Anordnung von einem Stromspiegel, der in der Praxis noch etwas komplizierter aufgebaut ist, um die Symmetrie wirklich hundertprozentig zu machen. Sondern dieses Aufwands ist es, in einem Sekundärkreis eine Stromquelle aufzubauen, ohne die Verhältnisse dort durch einen direkten Eingriff zu stören.

### Balance-Akt

Ausgangspunkt für die Einstellung der Ströme durch T8 und T9 ist die Stromquelle T10. Dieser Transistor erhält von der „unfunktionaleren“ Diode T11 seine Vorspannung zum Leiten; seine Basis/Emitter-Spannung ist ein kleines bißchen niedriger als die Durchlassspannung von T11 (nämlich um den Spannungsabfall von  $I_5 \cdot R_4$ ). Durch diese Anordnung und die Gegenkopplung mit

dem Emitterwiderstand erreicht man eine hohe Stabilität gegen Temperaturschwankungen (gegenläufige Temperaturkoeffizienten, vgl. „Referenzspannungsetzung“ im E-A-M 8/90 ab Seite 21). Quasi nebenbei liefert T10 auch noch den Basisstrom für T3 und T4.

Nun schließt sich der Kreis zum eigentlichen Differenzverstärker, den die Pärchen T1/T3 und T2/T4 bilden: Der von T8 geleitete Summenstrom durch beide Zweige wird sehr konstant gehalten, wie wir gesehen haben. Differenzspannungen an +In und -In verschieben also die beiden Stromanteile nur, ohne an der Summe etwas zu ändern (vgl. Bild 4). Die im Bild 3 eingetragenen Arbeitswiderstände des Differenzverstärkers werden hier dynamisch von den beiden Transistoren T5 und T6 gebildet.

Eventuelle Unsymmetrien zwischen den beiden Zweigen lassen sich durch den externen Offset-Abgleich beheben (Bild 10). Das zusätzlich behobene 10-k $\Omega$ -Poti sorgt für das Ausbalancieren der beiden Teilstrome. Falls erforderlich, ist es so einzustellen, daß sich der Ausgang 6 in Ruhelage befindet, wenn die Differenzspannung an den Eingängen 2&3 Null ist. Damit

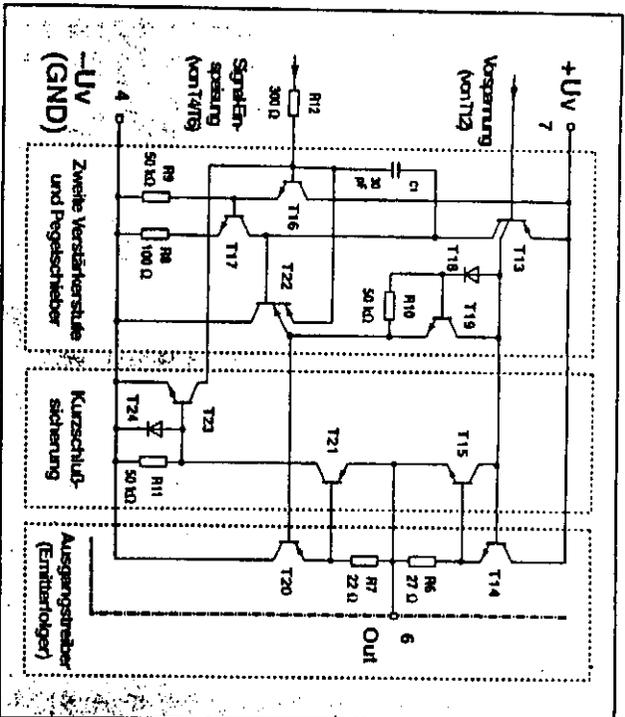


Bild 11: Im Eingang der zweiten Verstärkerstufe liegt der Emitterfolger T16; ein ziemlicher Aufwand ist für die Kurzschlussfestigkeit getrieben worden.

läßt sich dann die Macke des Nullpunkt-Fehlers beheben, die im ersten Teil erwähnt wurde. Wennus-tropfen am Rande: Dieser Offset-Abgleich verschiebt sich, wenn auch nur geringfügig, sobald sich die Umgebungstemperatur ändert (vgl. \*Kerngrößen des realen OpAmps im ersten Teil).

Durch die gewählte Basisstrom-versorgung dieses Pärchens (Mit-kopplung über T7) entsteht in dieser Vorstufe bereits die erste Signal-verstärkung (ca.30fach). Am dyna-mischen Arbeitswiderstand von T4 (das ist der Transistor T6) erfolgt die Signalauskopplung und Einspeisung in die Endstufe (über R12).

### Die bessere Hälfte

Auch die zweite Hälfte der Innen-schaltung ist leichter durchschau-bar, wenn man sie etwas entwirrtet darstellt wie in Bild 11. Im Eingang der zweiten Verstärkerstufe liegt gleich wieder ein Emitterfolger (T16), der beide Stufen voneinander entkoppelt. An seinem Arbeitswi-derstand R9 nimmt Transistor T17 das Signal ab und verstärkt es (in dieser Stufe ca. 6000fach).

Lassen Sie sich nicht vom Multi-emitter-Transistor T22 bzw. Multi-kollektor-Transistor T13 verwirren.

Hier setzen sich der Emitter- bzw. Kollektorstrom lediglich aus zwei Anteilen zusammen, die sich jeweils ergänzen: bei T13 verzweigt der Emitterstrom in zwei Teile, und bei T22 summieren sich zwei Teilströme zum Kollektorstrom, der nach -Uv abfließt.

■ Änderungen der Signalspannung bewirken auch eine Änderung des T17-Kollektorstroms, der von T13 stammt. Da T13 als Konstantstrom- quelle geschaltet ist, gleich sich die Stromzunahme im einen Kollektorstrom durch die Abnahme im an- deren aus und umgekehrt. Diese Stromänderungen verwendet der Zweig T18/T19 zur gegenphasigen Ansteuerung der Ausgangsstufe. T22 trägt mit der gegenphasigen Rückführung über den „oberen“ Emitter zur Stabilisierung bei.

Auch im Ausgang finden wir wie- der zwei Emitterfolger, in diesem Fall die beiden komplementären Leistungsstreifer T14/T20. Diesmal hat der Einsatz der Emitterfolger den Sinn, den von der zweiten Ver- stärkerstufe geleiteten Strom zu verstärken.

■ Der kleine Moppelkondensator C1 verleiht dem 741er eine Eigenschaft, der er u.a. seine große Popularität verdankt: Durch diese interne Fre-

quenzkompensation wird dem IC auch bei größerer (Lechlauf-)Verstär- kung jegliche Lust genommen, wilde Schwingungen anzuzulassen. Dieser Kondensator stellt eine kapazitive Gegenkopplung dar, die mit zuneh- mender Frequenz größer wird. Das am Kollektor von T17 abgegriffene Signal wird gegenphasig auf den Eingangstransistor T16 zurückge- führt und dämpft vorwitzige Spannungsanstiege, die ausgangs- seitig zu wilden Schwingungen führen könnten.

### Übereifer bremsen

Bei der hohen Verstärkung von ca. 200 000 würden sonst schon klein- ste Rückwirkungen zwischen Aus- und Eingängen genügen, um so einen Verstärker zum Oszillator zu ma- chen. Bei „schnellen“ OpAmps ist dies ein Problem, das man häufig nur sehr schwer beherrschen kann.

■ Beim Blick auf Bild 11 erkennen Sie, welcher Aufwand allein für die Kurzschlussfestsicherung getrieben wurde. Man wollte einen gutmulti- gen und robusten OpAmp schaffen, wozu diese Maßnahme entscheidend beiträgt. Bei einem ausgangsseitigen Kurzschluss nach -Uv fließt durch R6 ein so großer Strom, daß der sonst ruhige T15 anfängt zu leiten; dadurch nimmt er T14 so viel an Basisspannung weg, daß nur noch der unschädliche Kurzschlussstrom von ca. 25 mA fließen kann.

Liegt ein Kurzschluss gegen +Uv vor, fließt durch R7 ein erhöhter Strom, der T21 in den leitenden Zustand bringt. Der daraufhin über R11 abfließende Kollektorstrom liefert die Vorspannung für T23, der dem Eingangstransistor T16 den Hahn zudreht. Auch in diesem Fall kann nichts passieren, weil der Aus- gangstransistor T20 nur knapp 30 mA verkräften muß, was er auch auf Dauer ohne Schaden aushält.

Bild 10: Bei Be- darf dient ein ex- tern angeschlos- senes 10-kΩ-Poti zum Offset-Ab- gleich.

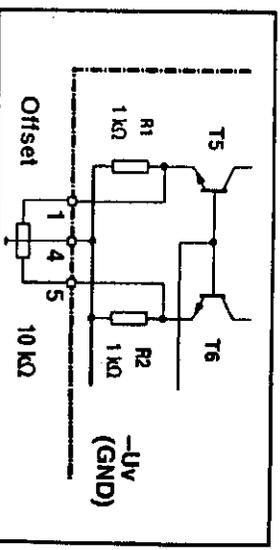
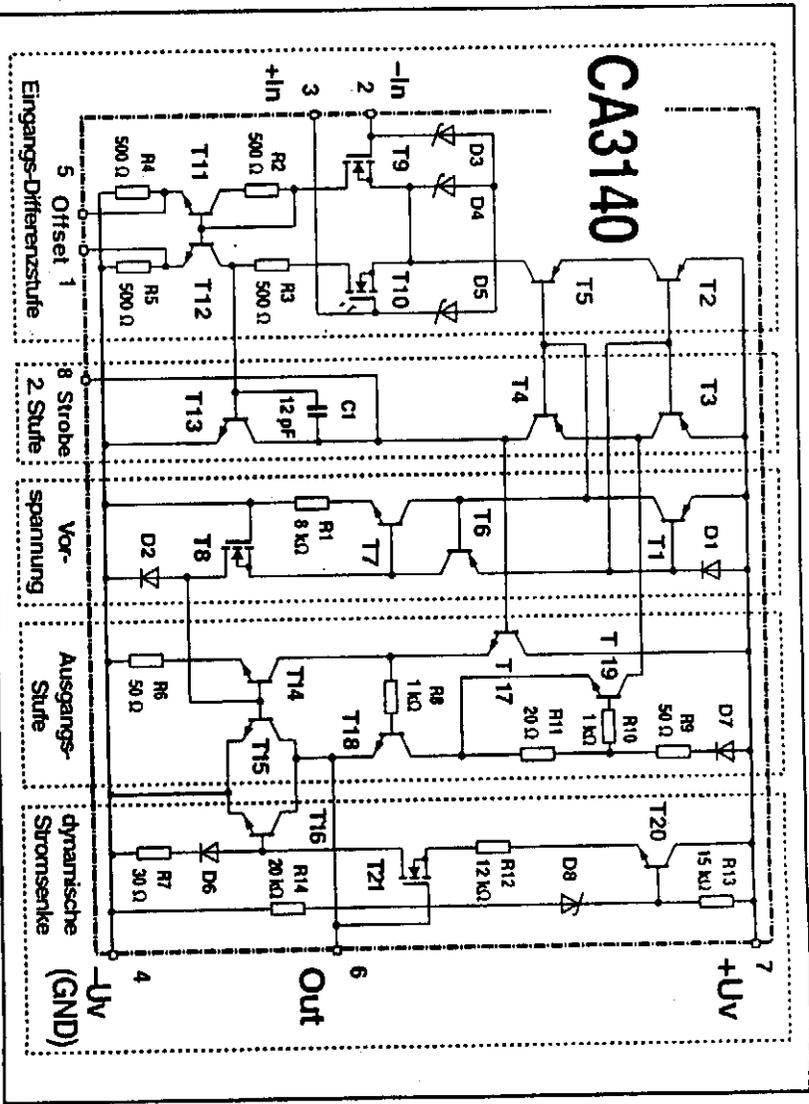


Bild 12: Trotz großer Ähnlichkeiten mit dem 741er hat dieser OpAmp einige ganz spezielle Eigenschaften.



### Ähnlichkeiten sind nicht rein zufällig

Wenn Sie sich andere OpAmp-Innenschaltungen ansehen, dann taucht die Ihnen nun bekannte Struktur in ganz ähnlicher Form immer wieder auf. Das trifft auch auf den CA3140 von RCA zu, den wir uns ebenfalls etwas näher vornehmen wollen (Bild 12). Sie kennen ihn übrigens auch aus *E-4-M*-Bauanleitungen, z.B. vom aktuellen Blitzauslöser in Heft 3/90.

Der hat im Eingang p-Kanal-MOSFET-Transistoren, die ihm einen Eingangswiderstand von 1 TΩ verleihen. Sie wissen doch, was TΩ (Terachm) ist? Das ist das dezimale Vielfache von 10<sup>12</sup> Ohm, also das Millionenfache von 1 MΩ! Bei einer Eingangsspannung von 10 V „verschwinden“ im Eingang also ganze 10 pA (Pikoampere), was weit weniger ist als ein Tausendstel des Eingangsstroms, den sich ein 741er genehmigt! Auf die einzelnen Eigenschaften gehen wir noch ausführlicher ein, hier soll uns zunächst einmal die Funktion interessieren.

Die FETs T9 und T10 bilden den Eingangs-Differenzverstärker, bei dem sich natürlich jeder Emitterfolger zur Impedanzwandlung erbringt (was will man bei 1 TΩ noch erhöhen?). Das Transistorpaar T11/T12 bildet mit den vier Widerständen R2...5 die dynamischen Arbeitswiderstände für T9 und T10, hier erfolgt außerdem die Umsetzung des bezugsstreifen Differenzsignals in ein massebezogenes Signal, das den einstufigen Verstärker T13 ansteuert.

T2/T5 und T3/T4 sind die Konstantstromquellen, die in die jeweils angeschlossene Stufe 200 µA Strom einprägen; im Eingang wird das Signal ca. 10fach verstärkt und in der nachfolgenden zweiten Stufe dann noch einmal kräftig um das 10 000fache angehoben. Die Z-Dioden an den Eingängen schützen die extrem hochohmigen Gates vor Spannungsspitzen, z.B. durch statische Aufladungen.

Den Kondensator C1 zur Frequenzkompensation kennen Sie schon. Anders als beim 741er ist

hier aber noch der Ausgang der zweiten Verstärkerstufe herausgeführt (am Pin 8), was zwei Nutzungsmöglichkeiten zulässt: Erstens kann man, falls die Kompensation nicht ausreicht, extern noch einen zusätzlichen Kondensator anschließen (vom Anschluß 8 nach 1); und zweitens besteht die Möglichkeit, diesen Anschluß per Logiksignal zu erden (an -Uv zu legen) und damit den ganzen Verstärker gewissenmaßen stummzuschalten (dabei geht der Ausgang 6 auch auf -Uv).

In der Ausgangsstufe fällt wieder die Stromspiegel-Schaltung T14/T15 auf, die den durch D2 fließenden Strom „spiegelt“ und damit die Ausgangstransistoren versorgt. Bei niedriger Ausgangsspannung arbeitet T18 als Emitterfolger, der von T17 angesteuert wird; der Laststrom fließt in diesem Fall von +Uv über D7, R9 und R11 in den Kollektor von T18 und über den außen angeschlossenen Lastwiderstand nach -Uv. Treibertransistor T13 liegt in diesem Fall kollektorseitig so hoch, daß er diesen Stromfluß ermöglicht.

Bei hoher Ausgangsspannung nimmt der leitende T16 den entsprechenden Laststrom auf, der von +Uv über den externen Lastwiderstand fließt. Auch T16 ist wieder Teil eines Stromspiegels, der im Zweig T20, R12 und T21 sowie D6 und R7 eingestellt wird (auf 2 mA). Den Arbeitspunkt für T13 geben R13/R14 und die Z-Diode D8 vor.

### Ab in die Versenkung

Diese dynamische Stromsenke im Ausgang ist eine Besonderheit dieses OpAmps, die eine nähere Betrachtung wert ist. Angenommen der Ausgang 6 liegt im Ruhezustand in der Mitte zwischen positiver und negativer Versorgungsspannung, dann sorgen bei negativer Ansteuerung die Transistoren T17/T18 dafür, daß die Ausgangsspannung absinkt (in Richtung -Uv). Dieser Pegel liegt auch am Gate des p-Kanal-FETs T21, der daraufhin niederohmiger wird und

den Strom durch den Längszweig T20...R7 und in die Basis von T16 ansteigen läßt. Als unmittelbare Reaktion auf das ausgangssseitige Absinken der Spannung übernimmt T16 den erforderlichen Strom, was übrigens unabhängig vom Lastwiderstand passiert. Kommt der Strom nicht von außen, holt ihn sich T16 vom vorgeschalteten Emitterfolger T18.

Auch hier wird wieder eine eingebaute Kurzschlußsicherung wirksam: Bei Lastströmen ab 40 mA (gegen -Uv) bzw. 20 mA (von +Uv) macht Transistor T19 durch den Spannungsteilerfall an R11 „auf“ und entzieht der Kaskade T17/T18 einen Teil des Treiberstroms. Wie beim 741er reduziert sich dadurch die entstehende Verlustleistung auf ein Maß, daß das IC stundenlang schadlos übersteht. Das gilt übrigens auch für einen direkten Dauer-Kurzschluß nach +Uv oder -Uv, der keinen Schaden anrichtet.

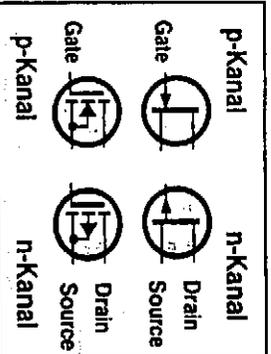


Bild 13: Isolierschicht- (oben) und Sperrschicht-FETs (unten).

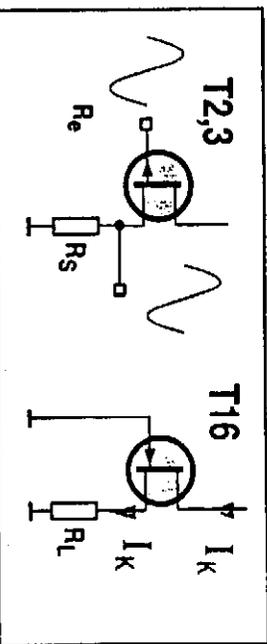


Bild 14: Der Sourcefolger (links) arbeitet wie ein Emitterfolger; rechts die Schaltung einer Konstantstromquelle mit Feldeffekttransistor.

### Leckströme wie die Isolatoren

Der Operationsverstärker, das (einstmals) unbekannte Wesen, hat bereits eine ganze Menge von seiner Undurchsichtigkeit eingebüßt. Das liegt daran, daß wir den prominentesten Vertreter dieser Gattung, den Wald- und Wiesentyp  $\mu$ A741, regelrecht sezieren haben; das hat er nun davon, der Operationsverstärker, denn jetzt kommt er unerbitlich selbst einmal auf den Operationstisch und wird fachgerecht durchleuchtet!

■ Bei der Vorstellung des CA3140 haben wir sogar verblüffende Ähnlichkeiten zwischen zwei grundverschiedenen Typen entdecken können (vgl. Bilder 8, 11 und 12). Ähnlich sind sich beide (wie auch alle anderen) in den Grundelementen ihrer in-

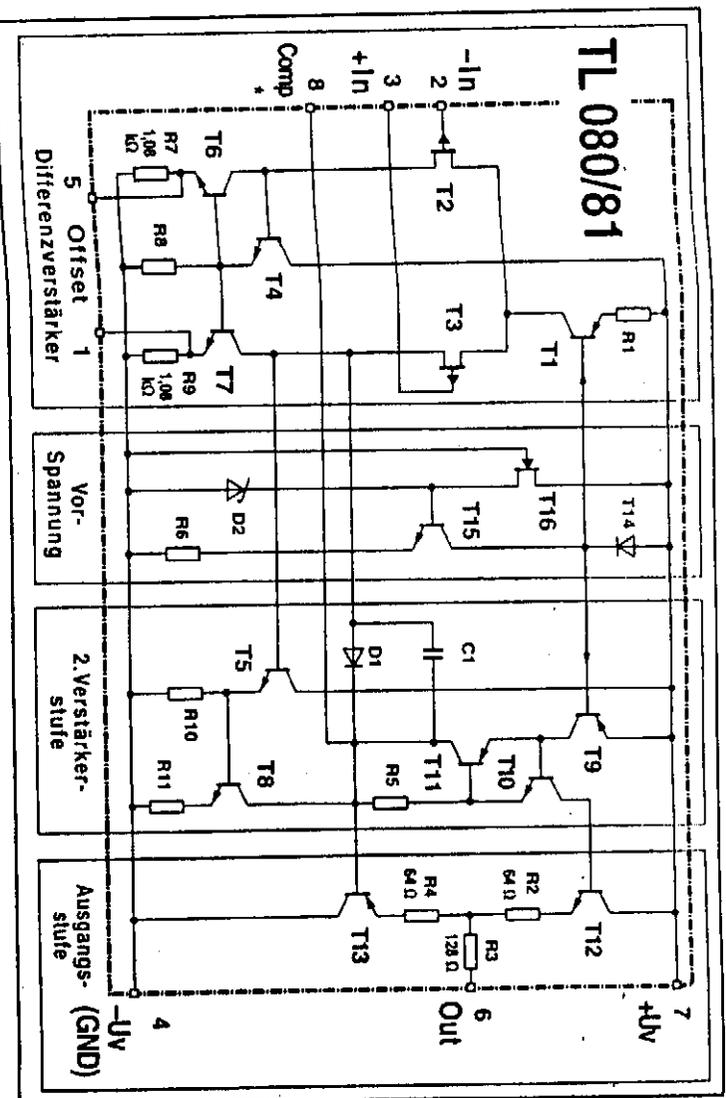
ternen Struktur, bei der manchmal sogar ganze Schaltungssteile übereinstimmen. Das darf aber nicht darüber hinwegtäuschen, daß gravierende Unterschiede zwischen den einzelnen OpAmps existieren; schließlich gibt es weltweit ca. 4000 verschiedene Typen, und jeder von ihnen hat seine Daseinsberechtigung!

Wie Sie mittlerweile wissen, hat jeder OpAmp im Eingang einen Differenzverstärker; grundsätzlich besteht der aus der Zusammenschaltung zweier gepaarter Transistoren, die möglichst identische Eigenschaften besitzen sollen. Denn von der Güte dieser Übereinstimmung hängt die Qualität des ganzen Verstärkers ab, insbesondere das lineare Übertragungsverhalten und die Stabilität gegen Temperatur- und Alterungseinflüsse.

Natürlich hat diese Eingangsstufe auch Einfluß auf eine andere entscheidende Kenngröße, und das ist der Eingangswiderstand. Je höher der ist, desto geringer wird die ansteuernde Signalquelle belastet, und das spielt häufig eine sehr wesentliche Rolle. Beim  $\mu$ A741 hat man den Eingangswiderstand dadurch erhöht, daß man anstelle zweier Einzel-Transistoren zwei Darlingon-Stufen gepaart hat (T1/T3 und T2/T4 in Bild 5).

■ Beim CA3140 ist man noch einen Schritt weiter gegangen und hat in der Eingangsstufe zwei Feldeffekttransistoren spendiert (Bild 13). Das schafft Eingangswiderstände im Bereich von  $10^{12} \Omega$  (Teraohm), was wesentlich mehr ist als manche gute Isolation! Diesen Weg sind auch die Entwickler der Firma Texas-Instruments beim TL080/081 gegangen.

Bild 16: Die Firma Texas Instruments bietet eine ganze Reihe von universellen Operationsverstärkern mit FET-Eingängen an.



Genauer gesagt handelt es sich hierbei um eine ganze Baustein-Familie mit Namen TL060...TL100, die in der Texas-spezifischen BiFET-Technologie gefertigt sind (Bild 15). Dahinter verbirgt sich ein spezielles (und besonders preisgünstiges) Herstellungsverfahren, das bipolare Transistoren und FET auf einem Chip zusammenfaßt.

■ Steht man noch genauer hin, dann findet man hier sogenannte Sperrschicht-FETs als Sourcefolger (in der Eingangsstufe) und als Konstantstromquelle vor (zum Aufbau der Stromspiegel-Schaltung; Bild 14). Im Gegensatz dazu verwendet RCA im CA3140 sogenannte Isolatierschicht-FETs in den Eingangsstufen, was einen noch höheren Eingangswider-

stand ermöglicht; den Feldeffekttransistoren werden wir uns ausführlich in einer eigenen Grundlagentextur.

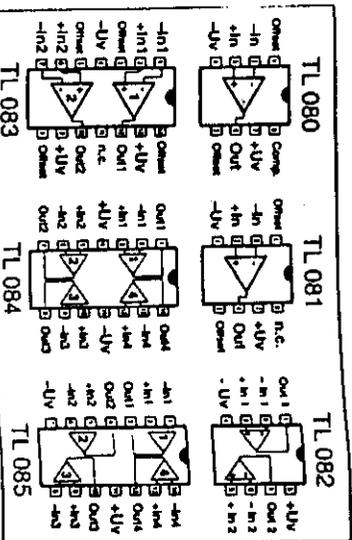
Beim Blick auf Bild 16 erkennen Sie die inzwischen vertraute Struktur mit dem typischen Differenzverstärker im Eingang (T2/T6 und T3/T7), der zweiten Verstärkerstufe für die hohe Spannungsverstärkung (T5/T8) und der Leistungsstufe im Ausgang (T12/T13). Die Stromspiegel-Schaltung zur Empfindung der Konstantströme befindet sich hier aus dem FET T16 mit Z-Diode in der Source-Kreis; diese Bauteile stabilisieren die Vorspannung für T15, dessen hochkonstanter (Kollektor-)Strom über T14 in T1 und T9 „gespiegelt“ wird (vgl. Bild 9). Bei den mit einem „T“ gekennzeichneten Dioden handelt es sich in Wirklichkeit um kurzgeschlossene Transistoren, die den Temperaturgang nachfolgender Stufen kompensieren sollen (vgl. Bild 7).

Ebenfalls bekannt ist die Möglichkeit des Offsetabgleichs (vgl. Bild 10), so daß eigentlich nur die Frage offen bleibt, warum es von diesem Typ so viele Varianten gibt; im Prinzip sind nämlich alle TL00xy-Ventretypen identisch aufgebaut. Weil dies ein typischer Fall ist für die Branche überhaupt, wollen wir ihn etwas näher beleuchten.

■ Konzipiert wurde eine vielseitige OpAmp-Familie namens TL08x, die die Robustheit einer bipolaren Ausgangsstufe mit den Vorteilen von FET-Eingangstransistoren kombiniert; je nach Möglichkeit für die Offset- und Frequenzkompensation gibt es die Version -080 bzw. -081. Wer zwei dieser „handlichen“ Verstärker in einem Gehäuse benötigt, entscheidet sich für die 082er-Version, und wo die Bestückungsautomaten nur 14polige ICs handhaben können, kommt die 083er-Variante zum Zuge. Ganz ähnlich verhält es sich mit den Familienmitgliedern 084 und 085, die je vier OpAmps bieten.

Speziell auf niedrige Ruheverlustleistung gezüchtet wurden die Verwandten der TL060er-Reihe, während bei den TL070-Abiegern besonderer Wert auf Rauscharakter gelegt wurde. TL090 schließlich ist der Familienname derjenigen Gruppe, die mit kleiner (und einfacher) Versorgungsspannung auskommt.

**Fazit:** Abgesehen von hochgezüchteten Sonderanwendungen sind die Mitglieder einer Baustein-Familie weitgehend gleich und gegeneinander austauschbar; das gilt umso mehr für unsere einfachen Belange der Hobby-Elektronik; womöglich es von dieser Regel stets Ausnahmen gibt.



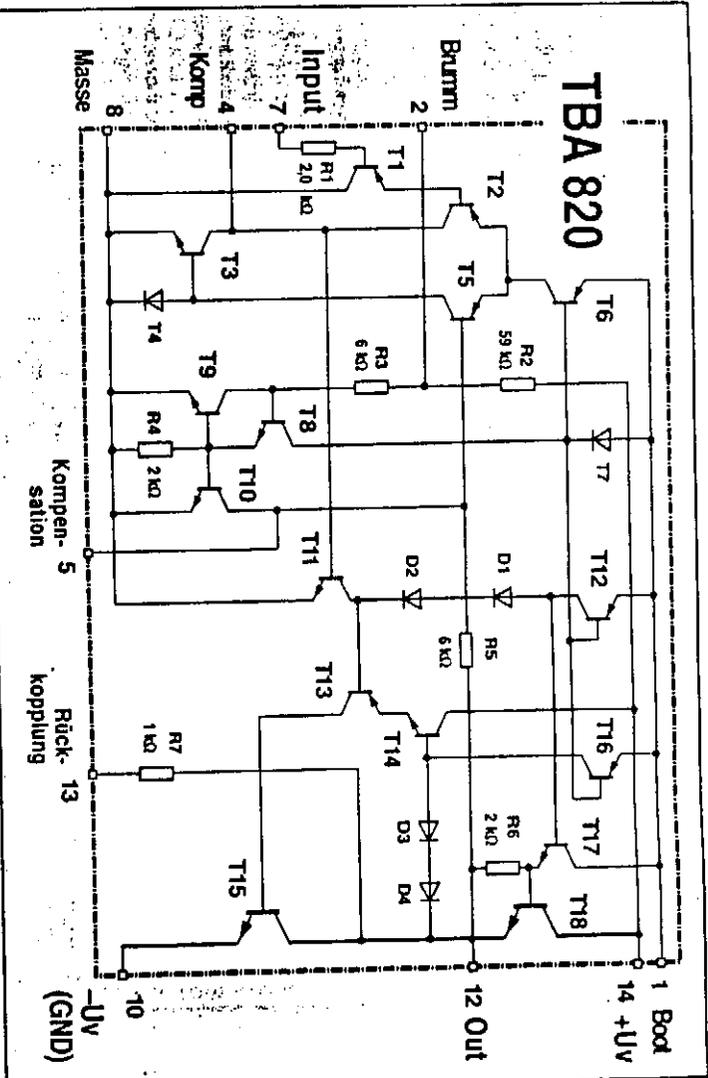


Bild 17: Integrierte NF-Verstärker sind auch OpAmps, allerdings mit ganz speziellen Eigenschaften.

■ Das soll nämlich nicht heißen, daß man allesamt in einen Topf werfen kann! Natürlich gibt es überall Spezialtypen mit ganz individuellen Eigenschaften, auch bei den Operationsverstärkern. Und solche „Exoten“ sind Ihnen beiläufig schon in etlichen E-A-M-Bauanleitungen begegnet.

Erstes Beispiel hierfür sind OpAmps, die man eigens für NF-(Leistungs-)Anwendungen konzipiert hat. Einen typischen Vertreter stellen wir Ihnen mit dem TBA820 hier vor (Bild 17), einen weiteren, den U420, finden Sie beim Parabol-Mikrofon im Heft 291, und andere Vertreter sind Ihnen früher über den Weg gelaufen (z.B. TDA050 oder LM386).

Generell sind auch dies universelle Operationsverstärker, allerdings mit einigen Anpassungen an die spezielle Aufgabe. Erstens genügt hier ein einziger Eingang, weil es bei der Tonfrequenz niemanden interessiert, mit welcher Halbwelle der Ausgang auf eine einseitige Ansteuerung reagiert. Wegen des guten Übertragungsverhaltens ist intern aber trotzdem ein Differenzverstärker vorhanden (T2T5), von dem eben nur ein Eingang herausgeführt ist.

Zweites kommt es hier besonders darauf an, daß auch kleinste Restwel-

igkeiten auf der Versorgungsspannung nicht auf das Ausgangssignal einwirken; denn sonst würde der „Netzbrumm“ jeglichen Hörgenüß völlig unmöglich machen (eigener Eingang zur Brummunterdrückung, Anschluß 2).

Drittens spielen hierbei die Durchlaufzeiten bereits eine wesentliche Rolle; sie sollen für alle Frequenzen des Übertragungsbereichs annähernd gleich sein, was inmitten drei Zehnerpotenzen sind (20 Hz... 20 kHz); Anschlüsse zur Phasenkorrektur und Frequenzkompensation stellen dies sicher (Pins 4, 5 und 13).

Weiterhin fließen hier schon ganz anscheinliche Ströme, die man auf der Platine zur Vermeidung von Rückwirkungen sorgfältig voneinander getrennt führen muß. Beim TBA820 ermöglichen dies zwei Masse-Anschlüsse, einer für den Eingangssteinstufe (Pin 8) und der andere für die Leistungsstufe (Pin 10).

■ Und schließlich will man so einen NF-Verstärker möglichst weit „ausknauschten“, d.h. von der eingespielten Leistung möglichst viel (NF-)Nutzen und wenig (Wärme-)Verluste haben. Das gelingt aber nur dann optimal, wenn die Ausgangsstromstörungen bei Vollaussteuerung (Fast) in

die Sättigung kommen (= geringstmögliche Restspannung). Aus diesem Grund gibt es hier den Eingang „Bootstrap“ (engl. *Schrittschleife*; Pin 1), über den man die Treiberstufen im IC mit einer künstlichen Oberspannung versorgt. Ein Elko vom Ausgang 12 zum Eingang 1 hebt immer dann die Boot-Spannung über +Uv an, wenn der Ausgangsstromsistor T18 in die Sättigung kommen soll, und das ist bei den positiven Halbwellen der Fall. T15 dagegen kommt ohne solche Klimmzüge aus, weil er ohne weiteres an die Sättigung „herangefahren“ werden kann. Seine Basis/Emitter-Spannung kann stets größer sein als die Kollektor/Emitter-Spannung, und das ist ganz einfach die Voraussetzung für die volle Durchsteuerung.

Übrigens: Das schöne „Stammbarverhalten“ von Bild 15 trifft hier überhaupt nicht zu, während der TBA820 im normalen 14poligen DIP-Gehäuse Platz findet, hat sein Namensvetter TBA810 (zur besseren Wärmeableitung) ein exotisches Schmelzlingsgewand (Bild 18).

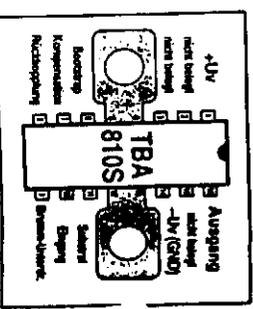
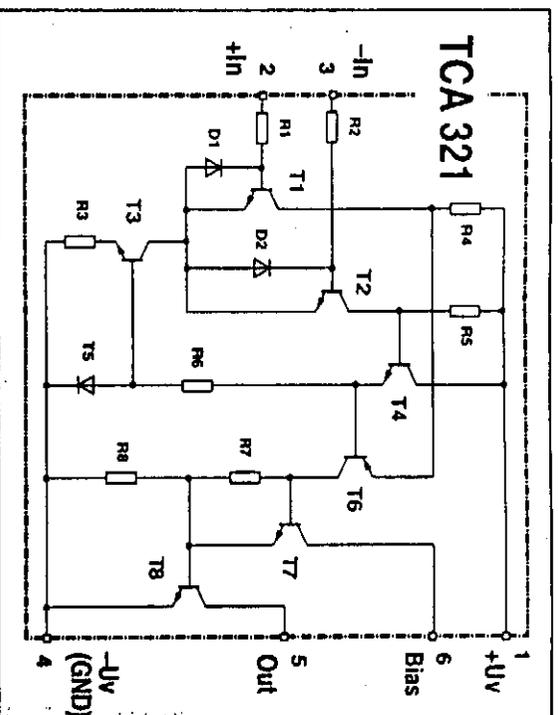


Bild 18: Trotz seiner Verandtschaft zum TBA820 hat der TBA810 innerlich und äußerlich einen völlig anderen Aufbau.

Bild 19: Dies ist eine Spezialform des OpAmps - ein Komparator, dessen Ausgang nur umschalten und nicht definiert verstärken soll.



### Vergleiche gefallen lassen

Zu den Sonderlingen unter den Operationsverstärkern gehören auch die Komparatoren, die eigentlich wie der nur „normale“ OpAmps sind, bloß in einer speziellen Richtung gezeichnet. Sie besitzen die beiden Eingänge  $+In$  und  $-In$ , die an einen internen Differenzverstärker führen und haben die Aufgabe, ordentlich zu verstärken. Das allerdings sollen sie mit vollem Einsatz tun, also mit der ganzen Kraft ihrer Leerlaufverstärkung von ungefähr 100 000.

■ Im Gegensatz zu herkömmlichen Operationsverstärkern betreibt man den Komparator ohne oder nur mit sehr geringer Rückkopplung vom Ausgang auf einen der Eingänge. Das führt dazu, daß bereits geringste Eingangsspannung (Differenz-)Spannungen am Ausgang Vollaussteuerung bewirken. Im Normalfall reduziert man die Leerlaufverstärkung eines OpAmps ganz beträchtlich, um erstens definierte Verhältnisse zu bekommen und zweitens stabil gegen verschiedene Umwelteinflüsse zu werden.

Die Bezeichnung „Komparator“ kommt aus dem Lateinischen und bedeutet nichts anderes als „Vergleichen“. Im Komparator-Betriebsgang es, wenn sich die eine Eingangsspannung nur um Bruchteile von 1 mV von der anderen unterscheidet – wegen der riesigen Verstärkung schaltet der Ausgang daraufhin bereits um.

Das ist das *vergleichende* Verhalten, bei dem der Ausgang nach Plus(+Uv) ausschlägt, wenn  $+In$  größer ist als  $-In$ , und bei dem der Ausgang nach Minus (-Uv) geht, wenn  $-In$  gegenüber  $+In$  „gewinnt“. Im Detail werden wir uns das noch ganz ausführlich vornehmen.

Im Gegensatz dazu ändert sich die Ausgangsspannung im Verstärkerbetrieb nur soweit, wie es dem Produkt aus der Differenzspannung an den Eingängen entspricht, multipliziert mit der extern eingestellten Verstärkung.

Prinzipiell kann man jeden OpAmp auch als Komparator einsetzen, indem man die Verstärkung groß genug wählt. Das ist der Grund, warum wir in den entsprechenden Baueinheiten häufig beide Begriffe nebeneinander benutzen: Wenn der gute  $\mu A 741$  in einem Dämmungsschalter nur

zwischen hell und dunkel unterscheiden soll (Umschalten bei einer bestimmten Schwelle) dann arbeitet er als *Komparator*, auch wenn er von Haus aus ein *OpAmp* ist.

■ Umgekehrt läßt sich ein als Komparator konzipiertes IC *nicht* zum OpAmp umfunktionieren, weil es nur hochempfindlich reagieren und schnell umschalten soll, aber nicht zum Verstärken von z.B. Tonfrequenzen gemacht wurde.

### Neuer Bekannter

Solchen Sonderfall eines Komparators zeigt Ihnen Bild 19 mit dem TCA321 von Siemens, dessen Innenleben im Vergleich zu den anderen hier betrachteten OpAmps recht aufgeräumt aussieht. Ihr mittlerweile geschultes Auge erkennt aber sofort zwei altbekannte Details: Das ist erstens die Differenzstufe im Eingang, die aus zwei simplen Transistoren T1 und T2 besteht. Und zweitens gibt es auch hier eine Stromquelle zur Speisung des Differenzverstärkers, die aus T3 und T5 besteht.

T5 ist ein zur Diode unfunktionierter Transistor (Kurzschluß von Kollektor und Basis, vgl. Bild 7), der die Vorspannung für T3 erzeugt. Der Widerstand R3 in dessen Emittierkreis stabilisiert den Konstantstrom, wozu außerdem die gegenläufigen Temperaturkoeffizienten von T3 und T5 beitragen. Im Ausgang vermessen wir die vertraute Komplementär-Endstufe; hier gibt es nur eine Darlington-Stufe mit zwei offenen Kollektor-Ausgängen, die extern mit je einem Widerstand abgeschlossen werden müssen (Bild 20).

Das kompromißlose Umschaltverhalten kommt nun folgendermaßen zustande:

■ Wir gehen zunächst einmal davon aus, daß  $-In$  größer ist als  $+In$ , dann leitet T2 etwas mehr als T1, so daß der Strom durch R5 größer ist als der durch R4. Folglich ist der Spannungsabfall an R5 relativ groß, so daß die Basis von T4 ziemlich weit „unten“ liegt (nahe -Uv), während der Spannungsabfall an R4 relativ klein ist und den Emitter von T6 „anhebt“ (in Richtung +Uv). Das Ergebnis ist ein leitender T6, der T7 und T8 voll durchsteuert (LOW am Ausgang, entsprechend dem Übergewicht des Eingangs  $-In$ ).

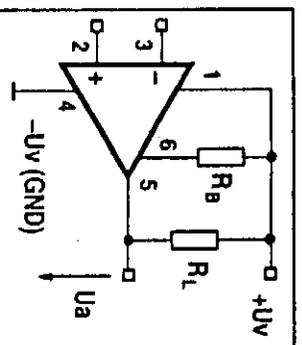


Bild 20: Der TCA321 braucht zum Betrieb unbedingt die beiden eingezeichneten externen Widerstände.

Außerdem sieht man die Verhältnisse an den Eingängen, d.h. wird die Spannung an +In größer als an -In, so entzieht T1 seinem Partner T2 immer mehr vom konstanten Summenstrom, so daß der Strom durch R4 schnell ansteigt und der durch R5 ebenso rasch abnimmt.

Der zunehmende Spannungsabfall an R4 nimmt dem T6-Emitter ein Stückchen Vorspannung weg, und der stärker leitende T4 unterstützt diese Tendenz, indem er die T6-Basis ein bißchen anhebt. Das Ergebnis ist ein sperrender T6, der T7 und T8 den Vorstrom entzieht (HIGH an Out, entsprechend dem +In-Übergewicht).

■ Bei +Uv = 5 V und einem Lastwiderstand  $R_L$  von 10 k $\Omega$  genügen am Eingang Spannungsunterschiede von 200  $\mu$ V, um den Ausgang umzuschalten, die Anstiegszeit der Spannungänderung am Ausgang liegt bei ca. 100 ns und auf diese Parameter kommt es beim Komparator vorrangig an.

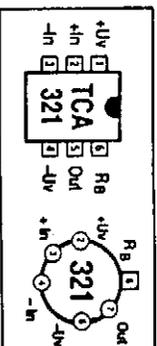


Bild 21: Beide Gehäuse lassen sich gegeneinander austauschen, haben aber unterschiedliche Pin-Nummern.

Theoretisch könnte T7 auch intern über einen Vorwiderstand an +Uv angeschlossen werden. Durch die externe Beschaltungsmöglichkeit kann man aber Einfluß auf den Grad der Übersetzung von T8 nehmen: Je weniger man den Ausgangstransistor in die Sättigung fährt, desto eher kommt er zurück in den sperrenden Zustand und umso schneller reagiert der Komparator!

Dessen Zugschritt ist übrigens ziemlich direkt für Einsätze in TTL-Logikschaltungen ausgelegt, d.h. -Uv liegt an Masse, und der Ausgang aktiviert im LOW-Zustand die nachfolgenden Lo-

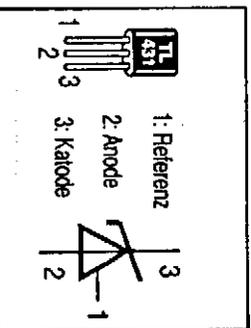


Bild 22: Der TL431 ist ein Referenzelement im TO-92-Gehäuse.

2,520 V (maximal)
<b>U<sub>ref</sub> = 2,495 V (nominal)</b>
2,470 V (minimal)
<b>U<sub>ref</sub> = 2,50 V</b>
+0,8%
-1,2%

Diese Daten garantiert der Hersteller für 25°C Umgebungstemperatur.

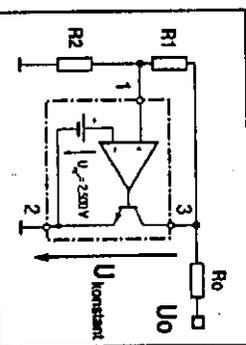


Bild 23: Die externe Beschaltung legt die stabilisierte Spannung fest.

## Spannungsmäßig festgelegt

Von der Typenvielfalt aller Operationsverstärker haben Sie bisher schon eine ganze Reihe näher kennengelernt. Man kann davon ausgeben, daß es derzeit rund 4000 verschiedene OpAmp-Ausführungen auf dem Markt gibt, was wahrlich eine unüberschaubare Flut darstellt.

■ Auf der anderen Seite haben wir Ihnen aber gezeigt, daß sich dieses Angebot in ein paar Kategorien einteilen läßt (z.B. Standard-OpAmps, solche mit FET-Eingängen, Power-OpAmps, Komparatoren usw.). Und selbst zwischen äußerlich ganz unterschiedlichen Exemplaren haben wir immer wieder Gemeinsamkeiten entdecken können, die das verschlungene Dickicht entwirren.

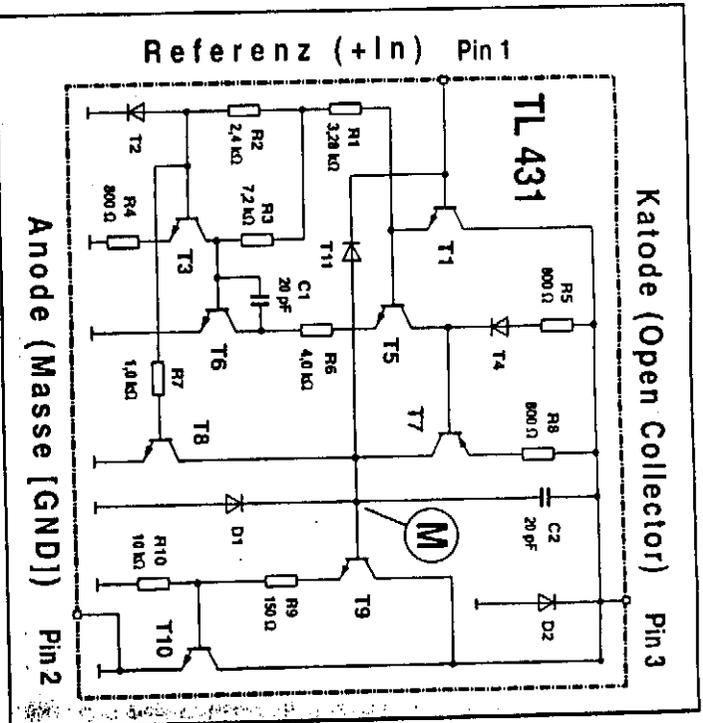
Von den Grundtypen fehlt uns noch eine Gruppe, die aber selbst-Sektor schon geläufig ist: Dabei handelt es sich um die Spannungsregler, die im Grunde genommen einen Sonderfall von OpAmps darstellen. Sie benehmen sich intern ganz ähnlich wie „normale“ OpAmps, besitzen aber im Gegensatz zu diesen nur einen Eingang.

Der zweite Eingang ist ebenfalls vorhanden, aber bereits fest auf dem Chip verdrahtet. Er liegt nämlich an einer Referenzspannung, mit der die auf den freien Eingang zurückgeführte Spannung verglichen wird. Abweichungen (Differenzen) werden verstärkt an den Ausgang weitergegeben und dort dazu benutzt, die Unterschiede zwischen den Eingangsspannungen zu eliminieren.

Zwei Varianten aus der Gruppe Spannungsregler sollen uns hier interessieren, weil sie nach recht unterschiedlichen Prinzipien arbeiten, letztlich aber doch zum selben Ergebnis kommen: Sie stabilisieren eine Spannung, d.h. sie halten einen vorgegebenen Wert gegenüber Lastschwankungen und anderen Umwelteinflüssen (das sind vorrangig Temperaturänderungen) stabil.

■ Das erste Exemplar, der TL431, ist Ihnen als Referenzelement bekannt, z.B. aus der Bauanleitung des Akkuschalters im E-AM 4/90 (Bild 22). Der TL431 ist so etwas wie eine komfortable Z-Diode; er hat eine feste Referenzspannung von 2,5 V (nurakt 2,495 V), die man dazu benutzen kann, auch höhere Spannungen mit sehr guter Stabilität zu erzeugen (Bild 23).

Bild 24: Trotz seiner Sonderfunktion hat der TL431 große Ähnlichkeit mit der bekannten OpAmp-Struktur.



Diese Möglichkeit der Programmierung anderer Konstantspannungen ist einer der Unterschiede zur Z-Diode, die ja nur eine bestimmte und festgelegte Durchlassspannung besitzt; der zweite, noch wesentlichere Unterschied besteht darin, daß der TL431 einen aktiven Verstärker beinhaltet (Bild 24), während sich die Z-Diode rein passiv verhält und einfach nur vom Strom durchflossen wird.

■ Wenn Sie sich die Bilder 23 und 24 einmal näher ansehen, erkennen Sie schnell das Prinzip, das hier dahintersteckt: Der interne Operationsverstärker liegt, wie eben erwähnt, mit seinem Minus-Eingang an der intern erzeugten 2,5-V-Referenzspannung; der am Anschluß 1 herausgeführte Plus-Eingang dient als Fühler für die zu stabilisierende Spannung; hierhin werden, entweder direkt oder über einen Spannungsteiler R1/R2, genau 2,5 V von der Konstantspannung zurückgeführt. Unterscheidet sich zu rückgeführter Anteil und interne Referenz, tritt der integrierte Ausgangstransistor in Aktion:

Liegt die Spannung am Pin 1 über der 2,5-V-Referenz, geht der OpAmp-Ausgang „hoch“ und der Transistor wird leitend: er nimmt dadurch mehr Strom aus dem Vorwiderstand Rn auf, so daß die Span-

nung U<sub>k</sub> absinkt. Dieser Fall tritt ein, wenn die an U<sub>k</sub> angeschlossene Last weniger Strom aufnimmt als zuvor.

■ Wenn umgekehrt der Strombedarf des Verbrauchers steigt, will die zu stabilisierende Spannung U<sub>k</sub> infolge des größeren Spannungsabfalls an R<sub>0</sub> absinken. Das „merkt“ natürlich sofort der Referenzeingang Pin 1, der nun weniger angeboten bekommt als 2,5 V: der OpAmp-Ausgang geht daraufhin nach „unten“, der Transistor im Ausgang wird weniger leitend und nimmt vom Vorwiderstand weniger Strom weg. Das wiederum wirkt dem ursprünglichen Absinken von U<sub>k</sub> entgegen, was auch in dieser Richtung den stabilisierenden Effekt ergibt.

Man kann diese Wirkung auch noch anders ausdrücken: Der Verbraucher liegt an einer konstanten Spannung U<sub>k</sub>, der durch den Vorwiderstand R<sub>0</sub> fließende Strom teilt sich auf in den Laststrom für den Verbraucher und einen Nebenanteil durch den Stablaufgabe des Stabls ist es, den bei Lastschwankungen entstehenden Stromanteil zu übernehmen bzw. herzugeben. Dadurch bleibt der Summenstrom durch R<sub>0</sub> stets konstant, und es eine Binsenweisheit, daß in diesem Fall auch die Spannung am Verbraucher stabil bleibt.

Der in Bild 23 eingezeichnete Ausgangstransistor besteht in Wirklichkeit aus der Darlington-Stufe T<sub>9</sub>/T<sub>10</sub> (vgl. Bild links). Der im TL431 integrierte Operationsverstärker hat seinen Ausgang also am Punkt M. Zwischen den Pins 2 und 3 besteht der geschaltete Nebenanschluß für denjenigen Strom, der nicht durch den Verbraucher fließen soll. Unter diesem Blickwinkel wird wieder die Analogie zur Z-Diode deutlich, die sich ja ähnlich verhält, nur nicht mit der hohen Empfindlichkeit eines OpAmps.

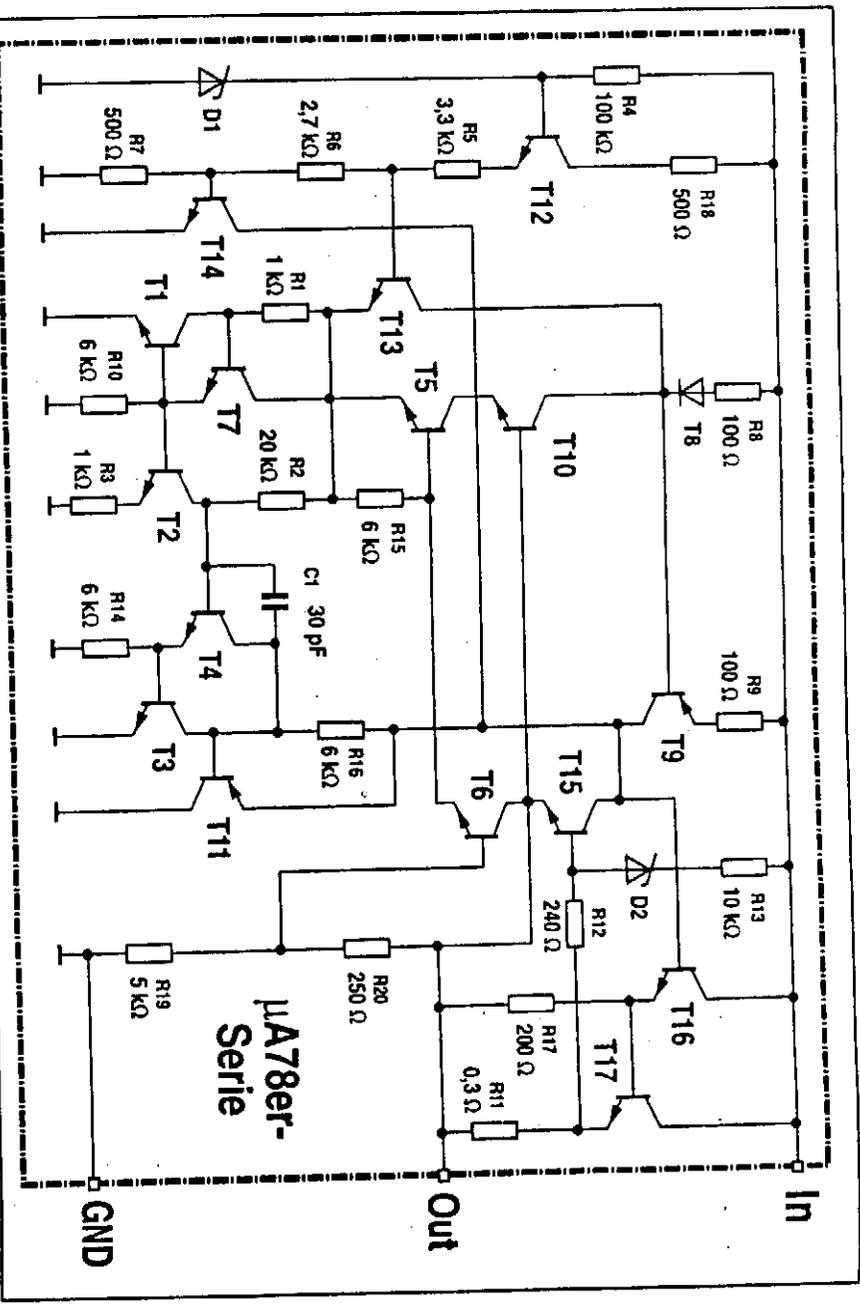
■ Sie vergegenwärtigen sich aber bitte den gravierenden Unterschied zwischen TL431 und herkömmlichen (Fest-)Spannungsreglern: Der TL431 muß mit seinem Pin 3 über einen Vorwiderstand R<sub>0</sub> an die uninstabilisierte Spannung U<sub>0</sub> angeschlossen werden. Die Konstanthaltung wird dadurch erreicht, daß der Summenstrom durch R<sub>0</sub> stets gleich bleibt; was der Verbraucher nicht benötigt, nimmt der Stab ab, und beim Mehrbedarf des Verbrauchers tritt der Stabbi etwas zurück. Bei diesem Prinzip des Shunt-(Nebenschluß-)Reglers wird also immer ein gewisser Stromanteil verschwendet, sofern ihn der Verbraucher nicht benötigt. Ein herkömmlicher Spannungsregler liefert (bei konstanter Ausgangsspannung) immer denjenigen Strom, der auch tatsächlich benötigt wird.

Der Einsatz des TL431 beschränkt sich daher auf Anwendungen mit geringem Strombedarf, beispielsweise einstellbare Referenz in Ladeschaltungen für Akkus. Denn das ist der große Vorteil des Shunt-Reglers: Beim Zurückführen über einen Spannungsteiler läßt sich (in gewissen Grenzen) jede beliebige Konstantspannung einstellen; man braucht den Teiler R1/R2 nur so zu bemessen, daß am unteren Widerstand (Pin 1 des TL431) 2,5 V ankommen. Den Rest, d.h. die Stabilisierung am oberen Ende des Teilers, übernimmt das IC.

■ Wie man einen solchen Spannungsteiler berechnet, haben wir Ihnen in epischer Breite in unseren Grundlagen über das Fachrechnen dargelegt (vgl. E-A-M 1 und 2/91):

$$R1 = \left( \frac{U_k}{2.5} - 1 \right) \cdot R2$$

Für U<sub>k</sub> = 10 V müssen R1 = 10 kΩ und R2 = 3,3 kΩ sein (U<sub>k</sub> max. 36 V).



### Nur auf einen Wert fixiert

Die Festspannungsreglerbildeneine ganz spezielle Gruppe von Operationsverstärkern. Ihre Aufgabe besteht darin, am Ausgang stets eine konstante Spannung anzubieten, und zwar möglichst unabhängig von der Belastung (d.h. vom fließenden Laststrom) und von den Verhältnissen am Eingang (Schwankungen der Eingangsspannung).

Erschwerendkommthizu, dabhier anders als beim herkömmlichen OpAmp dicke Ausgangsströme gefragt sind, die bis zu mehreren Ampere reichen können; der normale OpAmp tut sich bereits schwer damit, Ströme bis zu 100 mA bereitzustellen.

Der Sonderzuschnitt geht bei diesen Schaltkreisen so weit, daß keiner der üblichen Eingänge +In und -In herausgeführt ist, ja sogar die Anschlüsse zur Stromversorgung sind hier speziell verschaltet.

Zu den populärsten Vertretern dieser Gattung gehört die Familie der 78xx-Festspannungsregler (Bild 25). Sie liefern je nach Ausführungsform Ausgangsspannungen von 2...24 V und tragen entsprechend ihrer Funktion die zugehörige Bezeichnung 7802 (für  $U_a = 2$  V) bis 7824 (für  $U_a = 24$  V). Je nach Hersteller stehen für menspezifische Kürzel vor dieser Kennung (z.B.  $\mu A$  bei VALVO und Fairchild, L bei SGS und LM bei National Semiconductor).

Der interne Differenzverstärker vergleicht hier die Ausgangsspannung von Out (über R19/R20 und T6 zugeführt) mit dem intern von D1 plus Emittierfolger T12 erzeugten Sollwert (über R5/R6/R7 und T13 zugeführt). Die üblichen OpAmp-Eingänge sind also vorhanden, aber bereits intern verdrahtet.

Die Stromversorgung holt sich der Schaltkreis direkt von der Eingangsspannung In, die ansonsten nur über den Emittierfolger T17 an den Ausgang Out weitergeleitet wird.

Der dicke Laststrom fließt also nur auf dem Weg von In nach Out (Längsregler), während nach Masse (GND bzw. -U) nur ein geringer Anteil von ein paar Milliampere abfließt, den der Schaltkreis selbst für seine Versorgung benötigt.

Im Längsweig liegt noch der Stromfühler-Widerstand R11, der die Eigenschaften des ICs ein bißchen verschlechtert: Er erhöht nämlich den Innenwiderstand der Spannungsquelle, so daß Änderungen des Laststroms vom Prinzip her auch Einfluß auf die Ausgangsspannung haben. Die sind allerdings wegen des 0,3- $\Omega$ -Widerstandeswertes so gering, daß man sie wegen des anderen Vorteils gern in Kauf nimmt:

Dieser Längswiderstand sorgt zusammen mit T15 für die Kurzschlußfestigkeit dieser ICs. Bei Überlast am Ausgang wird der Spannungssabfall an R11 so groß, daß T15 anfängt zu leiten und dem Darlingtong-Pärchen T16/T17 damit den Belastungsstrom entzieht.

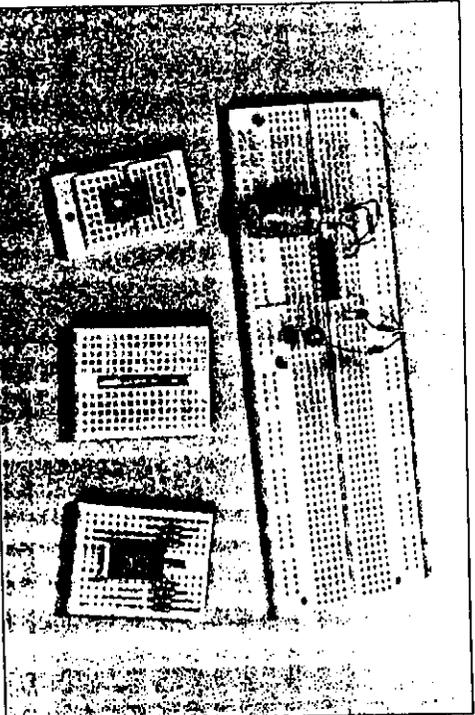


Wozu man so etwas braucht? Im einfachsten Fall bei jedem Digitalvoltmeter. Die am Eingang liegende Spannung überlagert abnehmender Nachwertspannung und Verarbeitung nicht immer konstant, so daß man einen Augenblicksverstärker einbauen und vorübergehend "entlasten" muß. Dazu genügt ein kurzer Impuls am Eingang S/H, der die Eingangsspannung gewissermaßen um externen Kondensator "abfließt".

■ Nachdem die Wertverarbeitung abgeschlossen ist (z.B. Digitalisierung und Anzeige des Meßwertes), kann die nächste Abtastung und Umsetzung erfolgen. Natürlich kann man damit auch Minima oder Maxima von variablen Spannungsverläufen festhalten, solange sich der Speicher-kondensator infolge von Leckströmen nicht unzulässig stark entladet. Neben einem C mit gutem Dielektrikum muß deshalb der interne OpAmp 3 äußerst geringe Eingangsströme haben (FET-Eingänge!).

Tabelle 3 stellt einige der gängigsten bzw. in unseren Bauelementungen verwendeten OpAmps zusammen. Beachten Sie bitte Überschnitten! Ich bei den Bezugszeichnungen (µA 741 = CA 741 usw.). Ähnliches gilt für abgeleitete Bezugszeichnungen, so enthält CA 3240 beispielsweise zwei Stück CA 3140 in einem Gehäuse; entsprechendes gilt für den TL 062 (= 2 x TL 061) oder den TAB: 2453 (= 2 x TAB/TAE 1453).

Bezeichnung	Robuster Universaltyp; Offset-Kompens. pnp-Eingänge; 6poliges DIP	allgemeine Anwendung; internen, internen Frequenzkompensiert
µA 741		extrem hochohmige FET-Eingänge, z.T. ein/ausschaltbar
TAB 1453		
µA 1458	Zweifach-OpAmp; 8poliges DIP	
LM 324	Vierfach-OpAmp; einfache Versorgung	
LM 4136	Vierfach-OpAmp, rauscharm	
TL 081	BIFET-Eingänge ( $I_{\text{ein}} = 20 \text{ nA}$ )	
LF 356	JFET-Eingänge ( $R_{\text{ein}} = 10^{12} \Omega$ )	
TL 062	Zweifach-BIFET-OpAmp, Low Power	
CA 3140	CMOS-OpAmp mit Strobe ( $I_{\text{ein}} = 10 \text{ pA}$ )	
CA 3090	OTA (Leitwert-Steuerung), schaltbar	
TCA 321	TTL-kompatibel; 6poliges DIP	
LM 311	Einfache Versorgung ( $I_{\text{ein}} = 250 \text{ nA}$ )	
LT 1016	Extrem schneller Typ (bis 100 MHz)	
CA 3098	Programmierbarer Schmitt Trigger	Komparatoren



### Gute Versorgung ist sicherzustellen

Wenn Sie den Operationsverstärker richtig verstehen wollen, dann müssen Sie ihn im wahrsten Sinne des Wortes begreifen. Nach den ausführlichen Grundlagen ist jetzt also die Praxis an der Reihe, und wir können Ihnen nun nahelegen, die vorgestellten Beispiele auch selbst nachzuverfolgen. Wie glaubt, das Fußhappchen nur mit dem Eschbach erleben zu können, der mit gewöhnlich diese Knoschen zu eigenen Praxisbeständen hier ebenso

Wie immer können und wollen wir nur Empfehlungen geben, wenn es um die Realisierung von Schaltungenbeispielen geht. Das gilt auch für die Steckbretter, die wir zum Experimentieren verwenden und die Sie auf den Abbildungen verschiedentlich vorfinden (Bild 28 links).

■ Damit lassen sich sehr schnell und unkompliziert lauffreie Verbindungen herstellen, mit denen man Versuchsschaltungen aufbauen und rasch ändern kann. Diese Boards gibt es in zahlreichen Ausführungsformen, die sich aber alle prinzipiell ähneln: Oben und unten laufen durchgehende

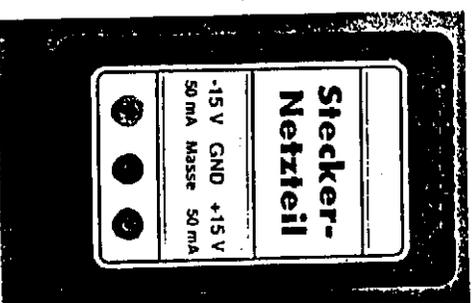


Bild 28: Für Versuchsaufbauten eignen sich die verschiedenen Steckplatten; rechts ein passendes Netzteil (vgl. Seite 63).

Querverbindungen (wagerechte Stromversorgungsschienen) und von der Mitte aus gehen nach oben und unten senkrechte Verteilerschienen ab. Einige Typen sind auch anwendbar, so daß man bei Bedarf Erweiterungsmöglichkeiten besitzt.

In der Praxis sollten Sie aber auf jeden Fall nachmessen, von wo nach welcher Art Verbindung besprochen. Andernfalls kann es zu unerklärlichen Mißverständnissen kommen, weil im Aufbau nicht das ist, was wir hier beschreiben (z.B. infolge von geteilten, dh. in der Mitte unterbrochenen Stromschienen).

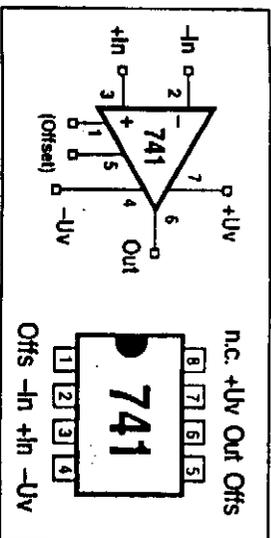


Bild 29: Von den sieben Anschlussbelegen wird vorerst nur fünf-

Auf die Stromversorgung von Operationsverstärkern gehen wir noch ausführlich ein. Obwohl in den meisten Fällen eine einfache (massebezogene) Versorgungsspannung ausreicht (z. B. +12 V), kommt man gelegentlich ohne eine doppelte (massesymmetrische) Spannung nicht aus (z. B.  $\pm 15$  V). Das gilt insbesondere für die grundlegenden Untersuchungen, die bestimmte Eigenschaften des OpAmps veranschaulichen sollen.

Aus diesem Grund haben wir Ihnen ab Seite 63 ein kleines Steckernetzteil vorgestellt, das genau für diese Belange passend ist (Bild 28 rechts). Natürlich können Sie standardisieren auch ein größeres Netzteil verwenden, aber in der gezeigten Form haben Sie einen kompakten Aufbau zur Hand, der sich zum Experimentieren überallhin mitnehmen läßt.

Für die allgemeingültigen Versuche greifen wir auf den unverwüstlichen Universaltyp JLA741 zurück. Wie Sie wissen, gibt es den in verschiedenen Gehäuse-Bauformen, die je nach Hersteller auch noch unterschiedliche Bezeichnungen tragen (JLA heißt er u. a. bei Fairchild, SN72741 bei Texas Instruments und CA741 bei RCA; Bild 29). Wegen der besseren

Übersichtlichkeit auf den Fotos haben wir uns für das Spoolige DIP-Gehäuse entschieden (Bild 30).

Als erstes wollen wir den Versuchsaufbau von Bild 31 zusammensetzen. Das ist im Prinzip nichts weiter als der nackte OpAmp, an dessen Ausgang (Anschluß 6) zwei LEDs zur Zustandsanzeige angeschlossen sind. Sämtliche Spannungsgangbezeichnungen sind, wie üblich, auf Masse; wenn wir also von Ausgangsspannung 0 V sprechen, dann bedeutet das 0 V gegenüber dem Bezugspotential (GND).

### Leuchtdiodatoren

Sofern die Ausgangsspannung nahe 0 V beträgt (d. h.  $\pm 1$  V sind in diesem Zusammenhang noch nahe Null), bekommt keine der beiden LEDs Strom, so daß beide dunkel bleiben. Das ist die Ruhelage, von der bereits mehrmals die Rede war; in der Regel versteht man darunter denjenigen Zustand, bei dem der Ausgang in der Mitte der Versorgungsspannung liegt. Bei symmetrischer Versorgungsspannung (wie hier mit  $\pm 15$  V) sind das gerade 0 V, bei einfacher Versorgungsspannung (z. B. +12 V) wäre es dementsprechend +6 V.

Steigt die Ausgangsspannung in Richtung +Uv an (sie geht, bildlich gesprochen, „hoch“), dann zeigt das die rote Leuchtdiode an. Beim Ausschlag in Richtung -Uv wird die grüne aktiv (tief - grün). Übrigens: Hier ist die eine LED nebenbei der Schutz für die andere: Gabe es nur eine, z. B. die rote, und würde der Ausgang in die „falsche“ Richtung ausschlagen (nach -Uv), wäre die zulässige Sperrspannung von 5 V bei weitem

überschritten. Das kann (muß aber nicht) zur sofortigen Zerstörung führen, was die antiparallel geschaltete, in Durchlaßrichtung liegende LED verhindert.

Beide OpAmp-Eingänge hängen noch in der Luft, und um die Beschaltung der Pins 1 & 5 machen wir uns ebenfalls noch keine Gedanken. Die beiden Elkos C1 und C2 haben etkritisch die Aufgabe, einen niedrigen Quellwiderstand für die Sperrspannung zu schaffen. Mechanisch bieten sie gleichzeitig eine einfache Möglichkeit, die Zuleitungen vom Netzteil in das Steckrett einzuspeisen.

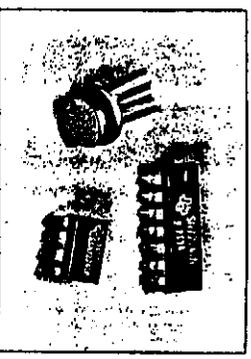


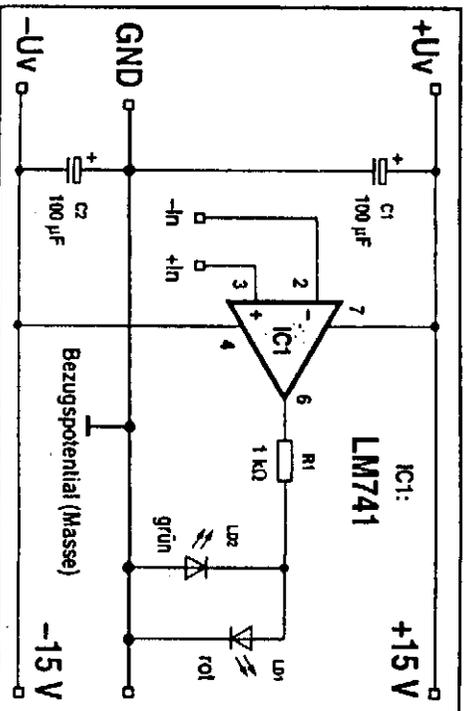
Bild 30: Auch im 14poligen DIP-Gehäuse steckt nur ein einziger 741er.

Wir zeigen Ihnen einmal, wie die Umsetzung einer Schaltkizze auf dem Brett aussieht (Bild 32). Das ist keine maßstäbliche Darstellung, sondern ein Funktionsbild, aus dem das Prinzip hervorgeht. Wegen der besseren Übersichtlichkeit sind nicht alle Steckpunkte gezeichnet. In Zukunft verzichten wir, so weit es geht, auf diese Ausführlichkeit, weil Sie nach kurzer Übung sicher in der Lage sind, die paar Steckbrücken richtig umzusetzen.

Hierfür eignet sich übrigens isolierter Schaltdraht mit ca. 60,5 mm (beidseitig) auf 3...5 mm Länge abisolieren). Verschiedene Farben erleichtern das Verständnis beim Nachvollziehen der Funktionen (z. B. rot für Plus, schwarz für Null, blau für Minus und weiß oder gelb für die Signalleitungen).

Beim Anschluß der Versorgungsspannung (durch Einstecken des Steckmetzteils) passiert etwas zunächst Rätselhaftes: Eine der beiden LEDs leuchtet, was das untrügliche Zeichen dafür ist, daß sich der Ausgang *nicht* in Ruhelage befindet. Er geht an einen „Anschlag“, liegt also nahe +Uv oder nahe -Uv, obwohl wir an keinem Eingang ein Signal einspeisen. Ist der OpAmp etwa kaputt?

Bild 31: Mit dieser Grundschaltung beginnen die praktischen Experimente.



## Wohlverhalten

Nein, das ist er nicht. Erstens fließt durch die offen liegenden Eingangs-transistoren ein (winzig kleiner) Leackstrom, der wie ein ungewolltes Eingangssignal wirkt. Zweitens sind die beiden Eingangstransistoren des Differenzverstärkers doch nicht so absolut gleich, wie man sich das wünschen würde; die ungewollten Leackströme sind also ein bißchen unterschiedlich. Und drittens erscheint diese kleine Differenz an den Eingängen mit dem wahnsinnig großen Faktor der Leerlaufverstärkung (über 100 000) multipliziert am Ausgang.

■ Und schon geht der Ausgang an irgendeinen „Anschlag“, also nahe an +Uv oder -Uv, wohin, ist vom Zufall bei der Herstellung abhängig. Beim einen Exemplar kann es so sein, und beim anderen wieder anders. Das ändert sich auch dann nicht, wenn Sie beide Eingänge mit Masse verbinden oder sie kurzschließen. Hatte es nicht geheißen, der OpAmp verstärkt die *Differenz* der Eingangsspannungen? Und ist diese Differenz beim Eingangs-Kurzschluß nicht Null? Ja, das stimmt. Aber im ersten Teil gab es auch zwei Tabellen, die die theoretischen Idealvorstellungen und die tatsächlichen Realitäten gegenübergestellt haben.

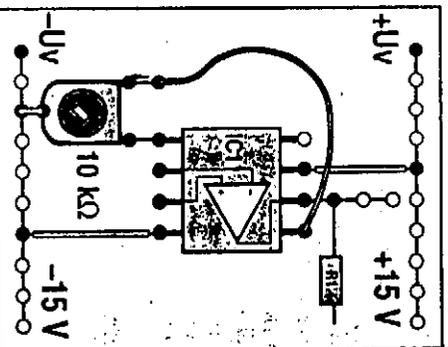


Bild 33: Ein 10-k $\Omega$ -Poli eliminiert beim 741er den Offset-Fehler.

Zu den unerwünschten Tatsachen des realen Operationsverstärkers gehört die Offsetspannung, die auch bei Eingangs-Null-Differenz ein Ausgangssignal erzeugt (Abweichung aus der Ruhelage). Sie resultiert aus Unsymmetrien der Bauteile und kann beim 741 einige Millivolt betragen

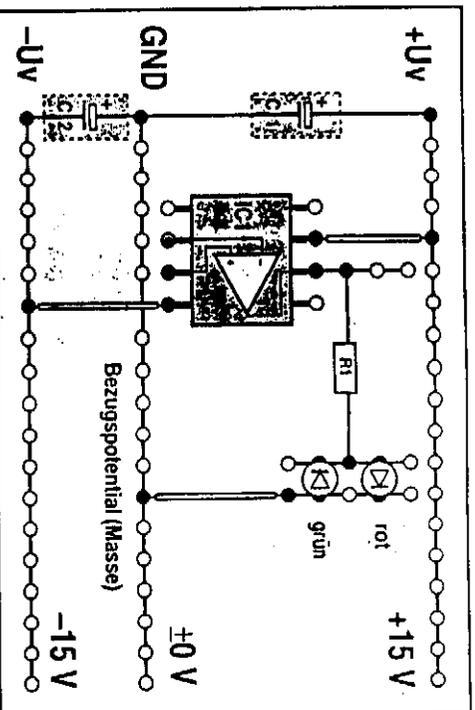


Bild 32: Stillisierte Darstellung der Schaltungsumsetzung von Bild 31 (mochte ohne Offset-Poli).

(vgl. Tabelle im ersten Teil). Sie wirkt also wie ein ungewolltes Ansteuerersignal und wird wie dieses verstärkt. Es ist also kein Wunder, wenn schon 0,1 mV Offsetspannung (das sind lediglich 100  $\mu$ V) bei 100 000facher Verstärkung zur ausgangsseitigen Vollaussteuerung führen.

Wenn Sie zu Bild 10 zurückblättern, dann kennen Sie bereits die Maßnahme zur Offset-Kompensation: Man schließt an die Pins 1&5 ein 10-k $\Omega$ -Poli an, dessen Schleifer an -Uv führt. Bei entsprechender Einstellung gleicht dieses Poli die internen Unsymmetrien aus und bringt den Ausgang bei kurzgeschlossenen Eingängen tatsächlich nahe an Null heran (Bild 33).

■ Daß dies bei der niedrigsten Leerlaufverstärkung niemals ganz gelingt, liegt auf der Hand: Schon geringste Ungenauigkeiten im erwählten 0,1-mV-Bereich führen zu großen Ausgangsspannungsänderungen. Sie kommen aber den Punkt der Poli-Einstellung heran, an dem der Ausgang schon bei kleinsten Schleifer-Änderungen hin- und herkippt; das Umschalten der beiden LEDs signalisiert dies recht anschaulich (Bild 34).

Verbinden Sie nun den in vertiechten Eingang -In (Pin 2) mit Masse und tippen Sie über einen Draht mit dem Finger an den nichtinvertierenden Eingang +In (Pin 3). Der körpereigene „Brunnen“ (50-Hz-Einstreuung) reicht bereits aus, um an Ausgang ein 50-Hz-Rechtecksignal zu erzeugen. Beide LEDs leuchten durch das schnelle Hin- und Herschalten mit etwas verminderter Helligkeit.

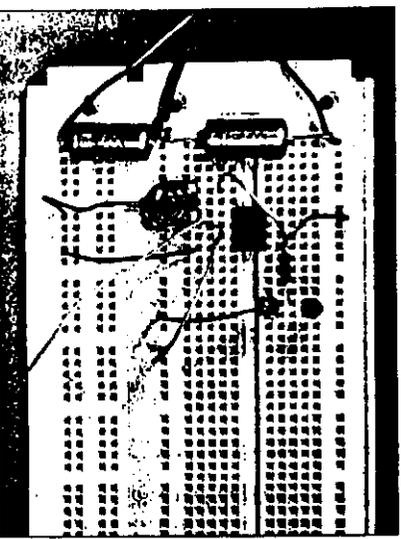
Sobald Sie das Drahtende von +In mit dem Finger einer Hand antippen und mit der anderen Hand an +Uv fassen, kommt über den Körperwiderstand Plus-Potential an +In und der Ausgang schaltet definiert nach +Uv um:

■ Überwiegt die Spannung an +In gegenüber der an -In (+In ist positiv) als -In), schaltet der Ausgang in Richtung Plus um (rote LED); da dies in dieselbe Richtung erfolgt wie das Ansteuerersignal, spricht man bei +In vom *nichtinvertierenden* Eingang.

Tippen Sie nun mit der freien Hand an -Uv, erhält +In über den Körperwiderstand Minus-Potential und der Ausgang schaltet definiert nach -Uv um:

■ Überwiegt die Spannung an -In gegenüber der an +In (+In ist negativ als -In), schaltet der Ausgang in Richtung Minus um (grüne LED); da dies in die andere Richtung erfolgt als das Ansteuerersignal, spricht man bei -In vom *invertierenden* Eingang.

Bild 34: So sieht die Praxis auf dem Steckbrett aus (bereits mit Offset-Poli).



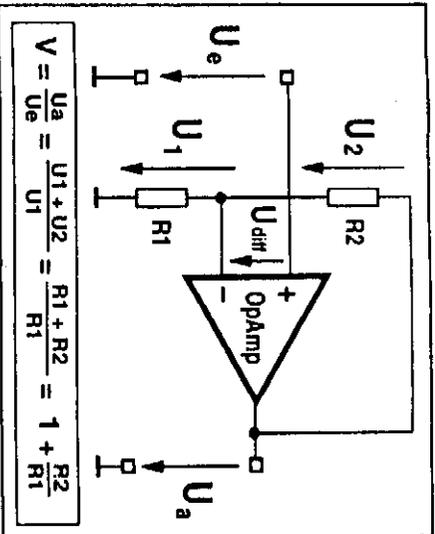


Bild 35: Grundschaltung des nichtinvertierenden Verstärkers.

Diese Tipp-Versuche lassen sich auch am anderen Eingang  $-In$  durchführen. Verbinden Sie dazu  $+In$  (Pin 3) mit Masse und verbinden Sie das freie Drahtende mit  $-In$  (Pin 2).

Sobald Sie das Drahtende von  $-In$  mit dem Finger einer Hand antippen und mit der anderen Hand an  $+Uv$  fassen, kommt über den Körperwiderstand Plus-Potential an  $-In$  und der Ausgang schaltet definiert nach  $-Uv$  um:

■ Überwiegt die Spannung an  $-In$  gegenüber der an  $+In$  ( $-In$  ist positiver als  $+In$ ), schaltet der Ausgang in Richtung Minus um (grüne LED); da dies in die andere Richtung erfolgt als das Ansteuerersignal, spricht man bei  $-In$  vom *invertierenden* Eingang.

Tippen Sie nun mit der freien Hand an  $-Uv$ , erhält  $-In$  über den Körperwiderstand Minus-Potential und der Ausgang schaltet definiert nach  $+Uv$  um:

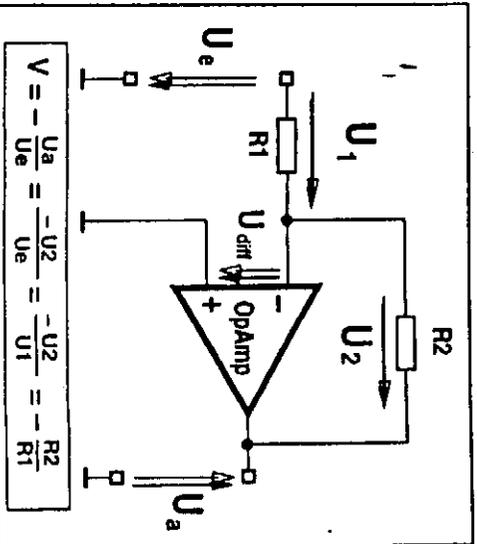


Bild 36: Grundschaltung des invertierenden Verstärkers.

■ Überwiegt die Spannung an  $+In$  gegenüber der an  $-In$  ( $-In$  ist negativer als  $+In$ ), schaltet der Ausgang in Richtung Plus um (rote LED); da dies in die gleiche Richtung erfolgt wie das Ansteuerersignal, spricht man bei  $+In$  vom *nichtinvertierenden* Eingang.

Die vier Tipp-Versuche haben die grundlegende Aussage für das Verhalten des OpAmp-Ausgangs bestätigt: Entscheidend ist immer nur die Differenz der Eingangsspannungen. Überwiegt  $+In$ , geht Out gegen Plus; gewinnt dagegen  $-In$ , geht Out gegen Minus.

### Körperkontakt

Die Kontaktierung über den körper-eigenen Widerstand hatte nur den Sinn, Ihnen die Empfindlichkeit dieses Aufbaus zu demonstrieren. Natürlich könnte man den freien Draht auch direkt an  $+Uv$  oder  $-Uv$  legen, und der Effekt am Ausgang wäre derselbe. Aber Achtung! Das ist nur bis maximal  $\pm 15$  V zulässig, weil die Eingänge keine höheren Spannungen vertragen (*maximaler Eingangsspannungshub*). Die Versorgungsspannung darf dagegen beim 741er bis  $\pm 18$  V betragen.

Es ist leicht einzusehen, daß mit einer solchen „Tipp-Elektronik“ in der Praxis nicht viel anzufangen ist. Das stupide Hin- und Herschalten des Ausgangs ist allenfalls noch beim Komparator-Betrieb gefragt, den wir uns später noch vornehmen.

■ Der offene OpAmp ist wegen seiner riesigen Verstärkung viel zu empfindlich, als daß man ihn gezielt einsetzen könnte. Schon kleinste Rauschspannungen am Eingang hätten wilde Reaktionen des Ausgangs zur Folge. Um zu einem gesättigten Verhalten des OpAmps zu kommen, führt man deshalb eine sogenannte *Gegenkopplung* ein:

Ein Teil der verstärkten Ausgangsspannung wird dabei auf den Minus-Eingang zurückgeführt (im einfachsten Fall über einen Spannungsteiler) und wirkt dort dem ansteuernden Signal entgegen. Durch diesen „Bremsseffekt“ entsteht erst das wohlherzogene OpAmp-Verhalten, das sich auch rechnerisch vorzüglich beschreiben läßt.

★ Stuert man den Plus-Eingang  $+In$  an (und koppelt auf  $-In$  zurück), spricht man vom *nichtinvertierenden* Verstärker (Bild 35).

★ Erfolgt die Ansteuerung über  $-In$  (und die Rückkopplung weiterhin auf  $-In$ ), hat man es mit dem *invertierenden* Verstärker zu tun (Bild 36).

■ Dies beides sind die OpAmp-Grundschaltungen, die Sie bis ins Detail nachvollziehen sollten. Nur so werden Sie den Operationsverstärker verstehen können, auch und gerade in einigen Trickschaltungen, die stets hierauf zurückzuführen sind.

Wie bereits mehrfach erwähnt, verzichtet man bei solchen Prinzipdarstellungen auf das Einzeichnen der Versorgungsspannung  $\pm Uv$ ; die müssen Sie sich jeweils dazudenken, was aber an der Funktion nichts ändert. Natürlich sind diese Überlegungen allgemeingültig, treffen also generell auf jeden OpAmp zu. Für die praktischen Versuche greifen wir uns mit dem 741er nur einen typischen (und preiswerten) Vertreter heraus.

### Schaltungsanalyse

Beginnen wir mit der oberen Schaltung. Wenn wir an  $+In$  eine positive Eingangsspannung  $Ue$  anlegen, bewegt sich der Ausgang Out in Richtung Plus (Anstieg der Ausgangsspannung  $Ua$  in positive Richtung). Von diesem Anstieg bekommt  $-In$  über R2 etwas mit. Diese „Rückkopplungsbremse“ läßt Ihnen so weit ansteigen, daß  $Ue$  gerade ein kleines bißchen größer ist als  $U1$ , nämlich um diejenige Differenz, die mit der Verstärkung multipliziert die (positive) Ausgangsspannung  $+Ua$  ergibt. Erinnerung: Beim OpAmp erscheint die Differenz der Eingangsspannungen  $Udiff$  verstärkt am Ausgang (um den Faktor der Leerlaufverstärkung verstärkt). Wegen der hohen Verstärkung von 100 000 und mehr ist  $Udiff$  winzig klein, so daß  $Ue$  und  $U1$  fast gleich groß sind (bis auf Bruchteile eines Millivolt!).

■ Man geht daher näherungsweise davon aus, daß beim OpAmp beide Eingänge dieselbe Spannung haben (Udiff also [fast] Null ist). Rechnerisch geht das in Ordnung, weil der Fehler dank der hohen Verstärkung vernachlässigbar klein bleibt. In Wirklichkeit lebt die Schaltung natürlich davon, daß eine Differenz zwischen beiden Eingangsspannungen besteht: ein Kurzschließen beider Eingänge darf selbstverständlich niemals stattfinden.

Nun wird die rechnerische Beschreibung ein Kinderspiel:

Die Ausgangsspannung  $U_a$  wird durch die beiden Widerstände in zwei Teilspannungen  $U_1$  und  $U_2$  aufgeteilt; dies ist ein simpler Spannungsteiler, bei dem sich  $U_1$  zu  $U_2$  verhält wie  $R_1$  zu  $R_2$  (vgl. Teil 1 der Grundlagen „fachrechnen“). Die Gesamtverstärkung  $V$  ist das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung: Beim nichtinvertierenden Verstärker beträgt  $V = 1 + R_2/R_1$  (vgl. Bild 35).

Ganz ähnlich läuft das Spielchen bei der unteren Schaltung ab: Wenn wir an  $-In$  eine positive Eingangsspannung  $U_e$  anlegen, bewegt sich der Ausgang  $Out$  in Richtung Minus (Anstieg der Ausgangsspannung  $U_a$  in negativer Richtung = Absinken). Von diesem Absinken bekommt  $-In$  über  $R_2$  etwas ab. Diesmal sorgt die „Rückkopplungsbremse“ dafür, daß  $U_a$  nur so weit absinkt, daß  $U_e$  gerade noch ein kleines

blitzchen größer ist als  $U_1$ , nämlich um diejenige Differenz, die mit der Verstärkung multipliziert die (negative) Ausgangsspannung  $-U_a$  ergibt.

Da ein Eingang  $+In$  direkt an Masse liegt und wir  $U_{diff}$  vereinbarungsgemäß als nicht vorhanden ansehen, muß auch der andere Eingang  $-In$  Massepotential haben. Demzufolge müssen  $U_e$  und  $U_1$  sowie  $U_a$  und  $U_2$  gleich groß sein, so daß sich für das Verhältnis  $V$  von  $U_a$  zu  $U_e$  folgender Zusammenhang ergibt: Beim invertierenden Verstärker beträgt die Verstärkung  $V = -R_2/R_1$  (vgl. Bild 36).

**Fazit:** Beim rückgekoppelten Operationsverstärker, egal ob invertierend oder nichtinvertierend, wird die Verstärkung ausschließlich von der Größe der Rückkopplungswiderstände bestimmt. Dies ist zwar eine Näherung (Nullsetzen von  $U_{diff}$ ), aber der auftretende Fehler bleibt wegen der großen Leerlaufverstärkung vernachlässigbar klein.

Bitte machen Sie sich die wesentlichen Punkte noch einmal klar, die hierbei eine Rolle spielen:

Die genaue Leerlaufverstärkung ist von untergeordneter Bedeutung; sobald sie in der Gegend um 100.000 liegt, sind die Fehler bei unseren rechnerischen Ansätzen (fast) Null.

Das Verhalten des Ausgangs (Änderungsrichtung nach  $+U_v$  oder  $-U_v$ ) wird von demjenigen Eingang bestimmt, den man ansteuert (vgl. Tipp-Versuche).

Erst durch die Rückkopplungseigenschaften wird eine eindeutige Verstärkung für die Verstärkung  $V$  des beschalteten OpAmps; sie hat direkt nichts mit der Leerlaufverstärkung zu tun.

Beim nichtinvertierenden Verstärker sind Ein- und Ausgangssignal vorzeichengleich, beim invertierenden liegt dagegen eine Vorzeichenumkehr vor (180°-Phasendrehung).

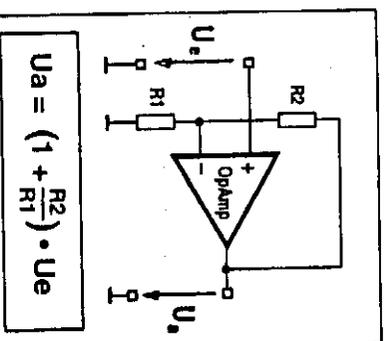


Bild 37: Beim nichtinvertierenden Verstärker erfolgen die Änderungen am Ein- und Ausgang gleichsinnig.

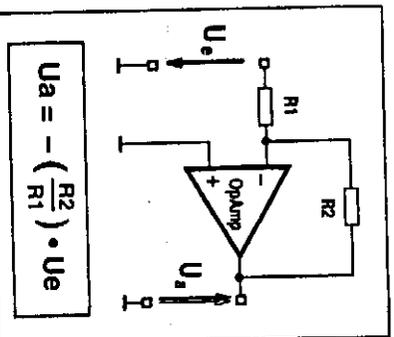


Bild 38: Beim invertierenden Verstärker erfolgen die Änderungen am Ein- und Ausgang gegensinnig.

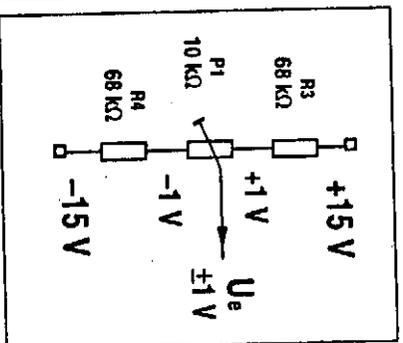


Bild 39: Mit dieser einfachen Beschaltung können wir unterschiedliche Ansteuer-Signale erzeugen.

## Signale stehen manchmal Kopf

Im fünften Teil dieser Grundlagenserie haben Sie die beiden Grundschaltungen für den Operationsverstärker kennengelernt: Das ist einmal der nichtinvertierende Verstärker, bei dem eine positive Ansteuerung am Eingang auch eine positive Auslenkung am Ausgang zur Folge hat (Bild 37). Natürlich gilt dies sinngemäß auch für die andere Richtung: Bei negativer Ansteuerung am Eingang ändert sich auch die Ausgangsspannung in negativer Richtung.

Beim invertierenden Verstärker unterscheiden sich Ein- und Ausgangsspannung vom Vorzeichen her (Bild 38): Ein positiver Eingangssignal bewirkt ausgangsseitig eine negative Spannung, und bei negativer Einspeisung ändert sich die Ausgangsspannung in positiver Richtung.

Beide Schaltungsvarianten haben ihre Daseinsberechtigung, d.h. keine ist der anderen vom Prinzip her überlegen oder „besser“. In einem Fall kann die Gleichsinnigkeit, im anderen wieder das Invertieren zwischen Ein- und Ausgangssignal wünschenswert oder gar erforderlich sein.

Die Größe der Ausgangsspannung hängt von der Verstärkung ab, und die wiederum legen wir durch die äußere Beschaltung mit den Rückkopplungswiderständen  $R_1/R_2$  fest.

Um bei unseren Versuchen unterschiedliche Eingangsspannungen vorgeben zu können, wollen wir uns einer simplen Schaltung nach Bild 39 bedienen. Bei einer symmetrischen Versorgungsspannung von  $\pm 15$  V und den beiden Vorwiderständen von  $68$  k $\Omega$  überstreichen wir mit dem Poti einen Einstellbereich von  $\pm 1$  V. Das ist an sich viel zu viel, erleichtert uns aber die messtechnische Erfassung.

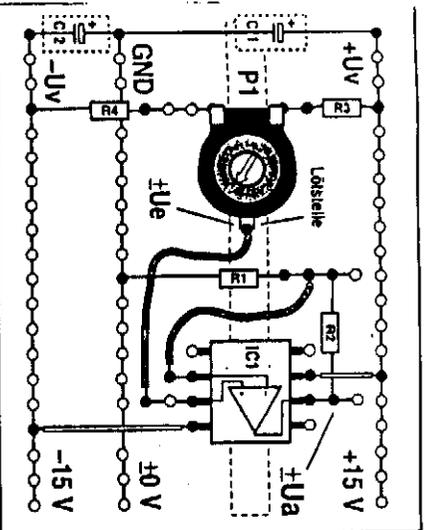
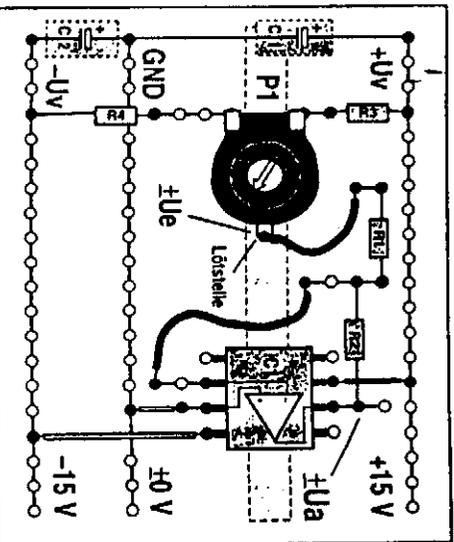


Bild 41: Das Poti simuliert Eingangsspannungen unterschiedlicher Polarität.

Wenn Sie von den Grundlagen hier wirklich etwas lernen wollen, dann sind die praktischen Beispiele nicht nur empfehlenswert, sondern unerlässlich. Nehmen Sie sich die Zeit, alle Details sorgfältig nachzuvollziehen und sie nicht nur beim Anblick des Schaltbildes mit einem Kopfnicken abzutun. Diese Versuchung ist schon deshalb so groß, weil sich einige Schaltungen auf den ersten Blick sehr ähnlich sehen, vom Inhalt her aber grundverschieden sind (z.B. die auf dieser Seite gezeigten).

■ Den Zusammenhang zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung beim beschalteten Operationsverstärker haben die Bilder 37 und 38 noch einmal dargestellt; maßgeblich hierfür sind die beiden Widerstände  $R_1$  und  $R_2$ . Bisher aber war im Zusammenhang mit ihnen nur immer vom Verhältnis beider Werte zueinander die Rede. In der Praxis aber müssen wir in die passende Kiste greifen und „richtige“ Werte einsetzen.



**Unbegrenzte Auswahl**  
Angenommen, wir wollen einen OpAmp so beschalten, daß er knupp 20fach verstärkt; dann wissen wir aus dem bisher Gesagten, daß  $R_2$  ca. 20mal so groß sein muß wie  $R_1$ . Hier die richtige Auswahl aus dem riesigen Angebot aller Werte zu treffen erscheint dem Neuling als unlösbares Problem. Es ist folgendermaßen zu knacken:

■ Die Transistoren im Eingang eines Operationsverstärkers benötigen Basisstrom, sonst verweigern sie ihren Dienst. Dieser Strom muß von außen geliefert werden, unabhängig davon, wie groß er ist. Beim rückgekoppelten Eingang kommt dieser Eingangsstrom über  $R_2$  aus dem OpAmp-Ausgang. Die Tabelle im ersten Teil nennt für den 741er einen typischen Eingangsstrom von 80 nA (das sind lediglich 0,08 µA).

Dieser Strom wird vom Rückkoppl-Netzwerk  $R_1/R_2$  abgezweigt und verfließt dadurch die angestrebten Verhältnisse (eingestellte Verstärkung). Solange der abfließende Quersstrom aber klein genug bleibt oder der Teiler  $R_1/R_2$  niederohmig genug ist, fällt die Verfälschung nicht weiter ins Gewicht. Angenommen,  $R_2$  liegt im Bereich von 100 kΩ und die Ausgangsspannung erreicht maximal 10 V; dann fließt durch  $R_2$  ein Strom von 100 µA. Wenn davon 80 nA im OpAmp-Eingang „verschwinden“, ist das weniger als ein Tausendstel. Und mit so einer Verfälschung unterhalb von 1/100 können wir sicherlich leben.

Diese Aussage ist für die gängigen OpAmps allgemeingültig, d.h. der vom Ausgang auf einen der Eingänge zurückgeführte Rückkopplungswiderstand kann ohne weiteres einige hundert Kiloohm betragen. Bei Feldeffekttransistoren im Eingang könnte er – soweit nichts anderes dagegen spricht – sogar noch um ein paar Zehnerpotenzen größer sein (also einige Megohm betragen).

■ In unserem zweiten kleinen Experiment wollen wir daher für  $R_2 = 180$  kΩ einsetzen; wenn wir  $R_1$  mit 10 kΩ bemessen, erhalten wir im nichtinvertierenden Betrieb eine Verstärkung von  $(10/180 + 1) = 1,9$ , während der invertierende OpAmp nur 18fach verstärkt (und außerdem die Polarität des Ausgangssignals umkehrt).

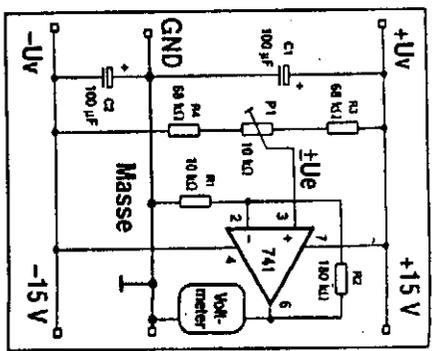


Bild 40: Nichtinvertierend verstärkter OpAmp hier 19fach (= 1 + 18).

Die erste Beschaltung zeigt uns Bild 40; die Eingangsspannung  $\pm U_e$  wird gemäß Bild 39 von einem Poti gewonnen, dessen Einstellbereich mit  $R_3$  und  $R_4$  auf  $\pm 1$  V begrenzt wurde.

Wenn Sie diese Schaltung aufbauen (z.B. auf dem Steckbrett), dann überzeugen Sie sich nach dem Anlegen der Versorgungsspannung davon, daß Sie diesen Einstellbereich auch tatsächlich überschreiten, jedenfalls annähernd (Bild 41). Es könnte ja sein, daß aufgrund mangelnder Kontaktgabe einer Steckverbindung irgendwo eine Unterbrechung vorliegt, die zum Nichtfunktionieren führt.

■ Da auch die  $\pm 15$  V toleranzbehaftet sind (und in Wirklichkeit z.B. +14,5 V und -15,3 V haben können), ergeben sich für den Einstellbereich von  $\pm U_e$  etwas abweichende Werte. Das ist die reale Elektroniker-Praxis, die am Prinzip aber nichts ändert und mit der wir notgedrungen leben.

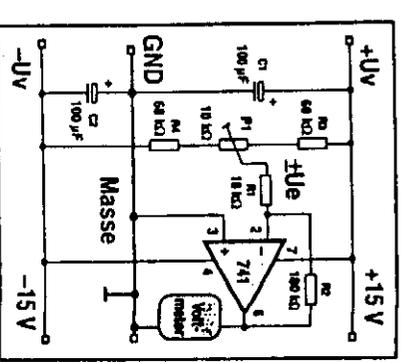


Bild 43: Diese invertierende Schaltung verstärkt nur noch 18fach.

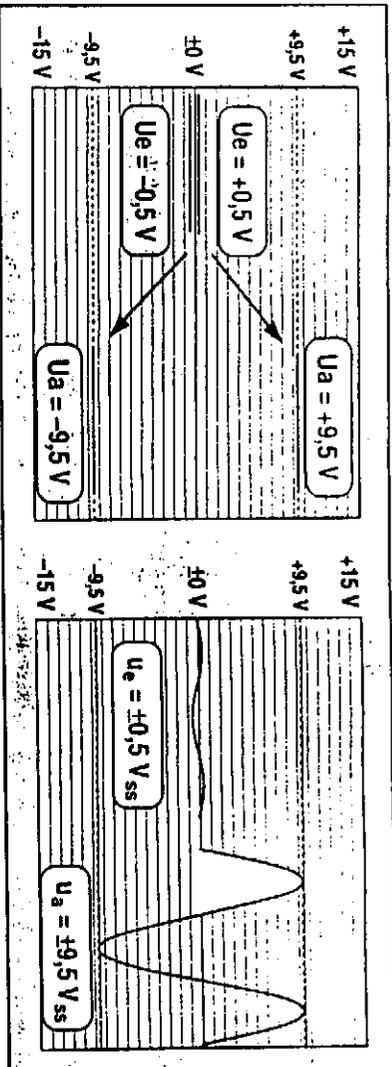


Bild 42: Das Verhalten ist für die Ansteuerung mit Gleich- und Wechselspannungen prinzipiell gleich.

### Erwartungsgemäß

Greifen Sie sich nun ein Voltmeter und messen die Ein- und Ausgangsspannungen nach. Bei  $U_e = +0,5 \text{ V}$  müssen am Ausgang ca.  $+9,5 \text{ V}$  erscheinen (Bild 42). Wegen der Bauteil-Toleranzen kann der Meßwert ein bißchen abweichen, aber die 19fache Verstärkung muß auf jeden Fall widerzuerkennen sein!

■ Verdrehen Sie das Poti nun so, daß  $U_e = -0,5 \text{ V}$  beträgt und vergewissern Sie sich, daß auch  $U_a$  in den Minus-Bereich abtaucht (auf  $-9,5 \text{ V}$ ). Beim nichtinvertierenden Betrieb bleibt Plus am Eingang auch Plus am Ausgang (blauer Zweig), während Minus eben Minus bleibt (grau). Eigentlich passiert nur das, was wir auch erwartet hatten, aber es tut gut, sich in der Praxis immer wieder davon zu überzeugen!

Dieses Verhalten gilt natürlich nicht nur für Gleichspannungssignale, sondern auch bei Ansteuerung mit Wechselspannungen (rechtes Kästchen im Bild 42). Ein Signal mit  $1,0 \text{ V}_{\text{ss}}$  erscheint am Ausgang wieder

19fach verstärkt, hat dort also eine Amplitude von  $19 \text{ V}_{\text{ss}}$ . Zu beachten ist wieder die Gleichsinnigkeit: Bei der positiven Halbwelle am Eingang (blau) hat auch die Ausgangsspannung ihre positive Auslenkung (schraffiert).

Die invertierende Schaltung muß nur geringfügig modifiziert werden (Bild 43). Stecken Sie die Bauteile entsprechend um und messen wieder mit dem Voltmeter nach (Bild 44).

Diesmal ruft eine Eingangsspannung von  $+0,5 \text{ V}$  eine ausgangseitige Anlenkung von  $-9,0 \text{ V}$  hervor, also in den Minusbereich hineingehend (Bild 45, blauer Zweig). Außerdem ist die Auslenkung mit  $9,0 \text{ V}$  nicht mehr ganz so groß wie im ersten Fall ( $9,5 \text{ V}$ ), weil die Verstärkung dieses invertierenden OpAmps nur noch 18 beträgt.

■ Solange die Verstärkungsfaktoren relativ klein sind (und nicht bei ein paar hundert liegen), ist diese Pin-pairigkeit angetan; großzügig kann man erst dann sein, wenn die Eins mehr oder weniger im Toleranzbereich der Widerstände untergeht.

Das Invertieren gilt wiederum auch für negative Eingangssignale (grauer Zweig im Bild 45) und Wechselspannungs-Ansteuerung (rechter Kästchen). Hier bewirkt die positive Halbwelle am Eingang einen Ausschlag in den negativen Bereich.

Beim Wechselspannungsbetrieb ändert sich natürlich nichts an der Frequenz der übertragenen Signale; die Zeitdauer pro Halbwelle ist ein- und ausgangseitig gleich, lediglich die Amplitude (und eventuell das Vorzeichen) unterscheiden sich.

■ Registrieren Sie am Rande noch eine weitere Feinheit, die nicht etwa versehentlich passiert ist: Wenn wir es mit (konstanten) Gleichspannungssignalen zu tun haben, setzen man bei den Formelzeichen Großbuchstaben ein ( $U_e$  oder  $U_a$ ).

Sobald es aber um Wechselgrößen geht oder einfach um zeitlich veränderliche Signale, drückt man dies bei den Formelzeichen durch Kleinbuchstaben aus ( $u_e$  oder  $u_a$ ). Das gilt auch in anderem Zusammenhang, also nicht nur beim Betrieb mit OpAmps.

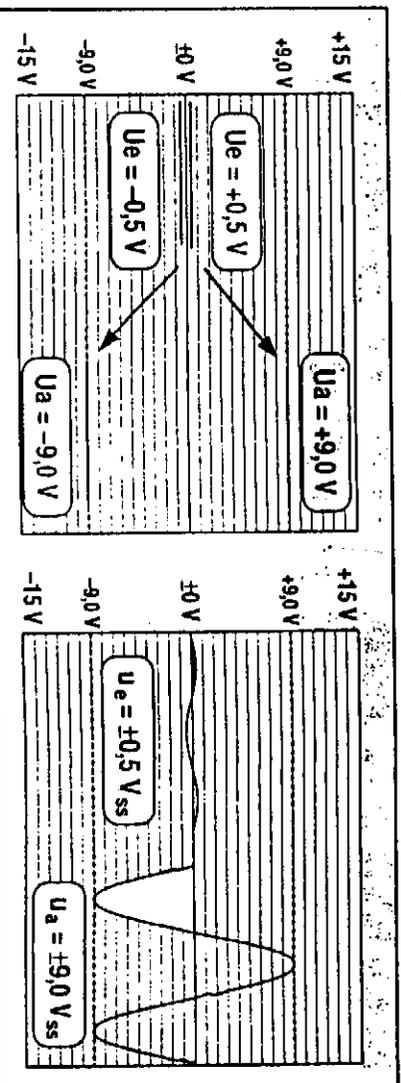


Bild 45: Steigt  $u_e$  an, sinkt  $u_a$  ab; das gilt auch für Wechselspannungssignale.

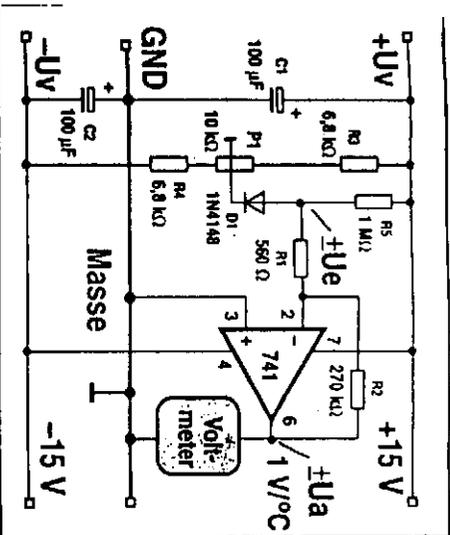


Bild 46: Der ansich unertwuschte Temperaturgang einer Diode dient hier als Thermometer.

Ein weiteres Detail, das nebenbei zurigitrennt, bezieht sich auf die Offsetspannung, die jeder OpAmp, mehr oder weniger groß, als verstecktes Übel mit sich schleppt. Zwar haben wir Ihnen im vorigen Teil geraten, wie man diese Macke beim 741er ausbügelt (vgl. Bild 33), aber beiden vorgestellten Schaltungen war davon nichts mehr wiederzufinden.

Das heißt keinesfalls, daß sich die Sache mit dem Offset-Fehler damit erledigt hat. Vielmehr sind Sie mittlerweile in der Lage, diesen Fehler sehr exakt bestimmen zu können. Andern Sie dazu den Aufbau von Bild 44 nur geringfügig, indem Sie auch den Eingang -In (Pin 2) des OpAmps an Masse legen (+In [Pin 3] ist ja bereits mit Masse verbunden).

■ Die eingangsseitige Ansteuerung ist nun genau Null (keine Differenzspannung), und doch weicht der Ausgang von der Ruhelage (= 0 V bzw. Massepotential) ab. Diesmal schlägt er aber längst nicht mehr so weit aus wie bei den Tipp-Versuchen (vgl. Teil 5, Seite 49). Beim Nachmessen stellen Sie für Ua einen Wert von ungefähr 20...50 mV fest (vom je-positiv oder negativ). Da die Schaltung hier 18fach verstärkt, brauchen Sie nur den Meßwert durch 18 zu teilen und haben die Offset-Spannung, die allerdings nur für das jeweils untersuchte Exemplar gilt.

Als typischen Wert nennt der Hersteller hierfür 1 mV, sagt aber gleichzeitig, daß es maximal auch 5 mV sein können (Unterschied zwischen Typischem und garantierten Verhalten, erläutern wir noch).

## Abrasiert

Was wir Ihnen auf den beiden vorigen Seiten vorgeschert haben, lief, wie gesagt, alles erwartungsgemäß ab. Was aber erwarten Sie eigentlich, wenn Sie in die Schaltungen nach Bild 40 bzw. 43 eine Eingangsspannung von 1 V oder mehr einspeisen? Kommt dann am Ausgang auch der 19fache (bzw. 18fache) Wert heraus?

■ Nun, ganz sicher nicht, wo sollte diese Amplitude auch herkommen, wenn wir zur Versorgung nur 15 V bereitstellen? Die maximale Spannung am Ausgang (egal, in welcher Richtung) ist dann erreicht, sobald ein der Transistoren in der Endstufe voll durchsteuert. Wenn Sie sich hierzu die im zweiten und dritten Teil gezeigten OpAmp-Innenschaltungen ansehen, dann erkennen Sie, daß dabei der Ausgang Out niemals ganz an +Uv oder -Uv herankommt.

Abgesehen von den im Grenzbereich auftretenden Verzerrungen liegt der maximale Ausgangsspannungshub um ca. 1...3 V unterhalb von +Uv bzw. oberhalb von -Uv. Bei Gleichspannungen geht es einfach nicht höher bzw. tiefer, und bei Wechselspannungen werden die Amplituden oben und unten erbartungslos abrasiert. Im praktischen Verstärker-Betrieb (nch beim Einsatz als Schalter) muß man deshalb darauf achten, daß der OpAmp-Ausgang weit genug von diesem Begrenzungseinsatz entfernt bleibt; andernfalls wird das Ausgangssignal total verfälscht.

Wo in der Praxis welche Einschränkungen zu beachten sind, werden wir noch genau kennenlernen, wenn wir uns das Datenblatt in aller Ausführlichkeit vornehmen. Vorher aber wollen wir uns noch einem kleinen Demonstrationsbeispiel zuwenden, bei dem sich richtig etwas abspielt. Wir wollen eine einfache Schaltung aufbauen, die auf Temperaturänderungen anspricht.

## Wärme-Wandern

Als Leser unserer Bauanleitungen und Grundlagen stoßen Sie immer wieder auf den Hinweis, daß bestimmte Zusammenhänge vom *Temperaturverhalten* der Schaltung beeinflußt werden. Hersteller geben für den Geltungsbereich ihrer Daten stets die Grenzen des *Temperaturbereichs* an, für den die Spezifikationen gelten, und an allen Ecken und Enden muß gekühlt werden, damit keine *Übertemperatur* entsteht.

■ Tatsächlich ist dies eins der größten Probleme, mit denen wir es in der Elektronik immer wieder zu tun haben. Wenn Sie sich den von der Wärme hervorgerufenen Einfluß einmal plastisch vor Augen führen, dann kommen Sie aus dem Staunen nicht heraus:

Die Durchlaufspannung eines pn-Übergangs (z.B. einer Silizium-Kleinsignaldiode) hat einen Temperaturkoeffizienten von ca. -2 mV/K (mV pro Kelvin), d.h. sie nimmt pro Grad Erwärmung um 2 mV ab.

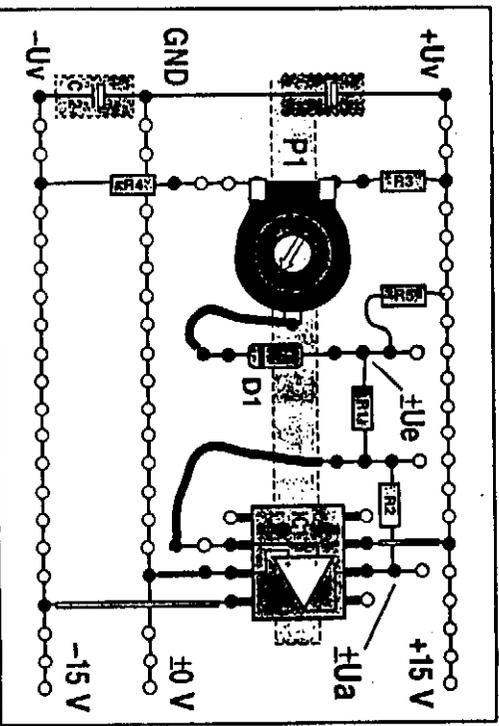


Bild 47: Nicht gerade ein Präzisions-Thermometer, aber zur Anzeige der Größenordnung reicht diese Schaltung allemal aus ( $\pm U_a = 1 \text{ V}/^\circ\text{C}$ ).

Das ist schonbar lichterlich wenig, kann sich aber teilweise dramatisch auswirken: Auch im Eingangskreis eines Transistors liegt ein pn-Übergang (Basis/Emitter-Strecke). Bleibt die eingestellte Vorspannung konstant und nimmt die Umgebungstemperatur (oder die Eigenwärmlung!) zu, dann steigt damit automatisch der Stromfluß an; bei Erwärmung genügt für denselben Kollektor-/Strom bereits eine geringere (Basis/Emitter-)Spannung, oder es steigt der Strom, wenn die Spannung bei höherer Temperatur gleich bleibt.

Eine Experimentierschaltung nach Bild 46 verdeutlicht uns den Effekt: Die Diode D1 (1N4148 o.ä.) ist über R5 positiv vorgespannt. Der Schleifer des Potis wird nun so weit in den Minus-Bereich gebracht (ca. -0,6 V), daß die Eingangsspannung  $U_{UE} = 0$  ist; diese Einstellung erleichtern Sie sich, wenn Sie die Ausgangsspannung  $U_a$  auf Null abgleichen.

Die Rückkopplungswiderstände R2 und R1 stellen in diesem Fall eine Verstärkung von knapp 500 ein; das ist ein recht hoher Wert, der aufgrund der Bauteil-Toleranzen auch noch ziemlich ungenau ist: Uns geht es hier aber lediglich um den Effekt.

Und der sieht so aus, daß sich eine Änderung der Diodendurchlassspannung um 2 mV (bei Temperaturänderungen) am Ausgang mit ca.  $\pm 1$  V bemerkbar macht (Bild 47).

Nimmt die Diodenspannung bei Erwärmung um  $1^\circ\text{C}$  um -2 mV ab, dann steigt die Ausgangsspannung  $U_a$  um +1 V an (invertierender Betrieb). Bei eingangsseitiger Abkühlung nimmt die Durchlassspannung pro Grad um +2 mV zu, was ein Absinken von  $U_a$  um jeweils -1 V zur Folge hat. Sie haben damit einen Aufbau, bei dem Ihnen das Voltmeter schon geringe Temperaturschwankungen anzeigt (ohne dabei sonderlich genau zusein).

Gleichzeitig zeigt Ihnen dieses Beispiel, daß das invertierende Verhalten durchaus seine Vorteile haben kann: Da wir eine Änderung in positiver Richtung (Erwärmung) auch mit Plus-Vorzeichen angezeigt haben wollen, müssen wir das negative „Wandern“ der Maßgröße (Dioden-Durchlassspannung) vorzeichenmäßig umkehren.

Halten wir fest, daß wir den Operationsverstärker wieder ein bißchen genauer kennengelernt haben. Eine seiner Unzulänglichkeiten, die Offset-(Fehler-)Spannung, haben wir hier geflissentlich übergangen, weil wir sie (trotz Verstärkung) gegenüber dem Nutzsignal als vernachlässigbar klein angesehen haben.

Leider gibt es noch eine Reihe anderer „Mangelercheinungen“, mit denen wir es in der OpAmp-Praxis zu tun haben. Aber keine Angst: Fehler erkannt! heißt (meistens) auch Fehler gehant!

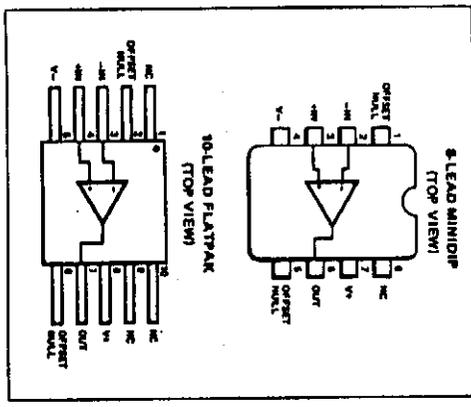
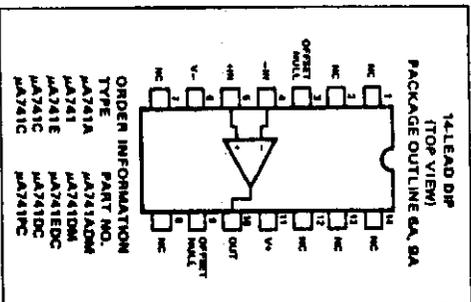
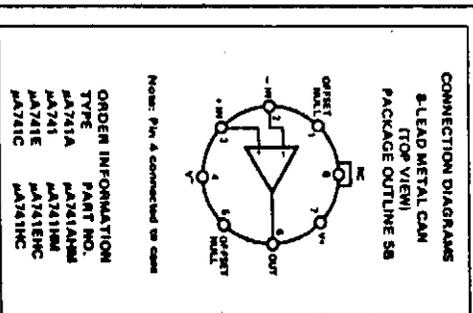


Bild 48: Hier sehen Sie nur vier Bauformen mit sechs unterschiedlichen Gehäuse-Versionen (3F...9T), in denen der  $\mu\text{A}741$  angeboten wird.

## Hier kommt viel Kleingedrucktes

Was ein Operationsverstärker „kann“, das geht schon aus der Bezeichnung hervor. Er ist dazu da, als einfach einzusetzendes Bauteil die unterschiedlichsten Aufgaben der Verstärkung zu übernehmen. Dazu gehört aber weit mehr, als bei einer kleinen Spannung, die beispielsweise von einem Mikrofon stammt, die Amplitude zu vergrößern. So kann der OpAmp u.a. auch Dreieckssignale erzeugen oder Rechenaufgaben ausführen (z.B. integrieren, differenzieren).

Um die Möglichkeiten und Grenzen in der Praxis erkennen und verstehen zu können, müssen wir ins Eingemachte einsteigen. Dazu nehmen wir uns das Original-Datenblatt unseres Standard-Typs  $\mu\text{A}741$  vor und zerpfücken es in alle Einzelheiten.

Dabei werden Sie schnell sehen, daß es häufig um sehr viel Kleingedrucktes geht, das man beachten muß. Sonst kommt es immer wieder zu unerklärlichen Erscheinungen, die man auf einen Defekt des Bauteils zurückführt. Daß die Datenblätter (z.T. auch von deutschen Herstellern!) in englisch abgefaßt sind, stört uns nicht.

Es geht los mit der genauen Bauteilbenennung, bei der an die Typenbezeichnung noch einige Buchstaben angehängt sind. Die kennzeichnen spezielle Bauformen und/oder Eigenschaften der jeweiligen Version.

Den 741er gibt es in knapp zehn unterschiedlichen Bauformen (Bild 48); beim Betriebstemperaturbereich unterscheidet man grundsätzlich den (billigen) für Consumer (0...+70°C; Anhang -O), den erweiterten *industriellen* (-20...+70°C; Anhang -I) und den voll *militärischen* (-55...+125°C; Anhang -M); der gilt auch für *Raumfahrt-Bedingungen*.

Bild 49: Zweifler Teil des Datenblattes: Allgemeines.

<p><b>GENERAL DESCRIPTION</b> – The <math>\mu A741</math> is a high performance monolithic Operational Amplifier constructed using the Fairchild Planar™ epitaxial process. It is intended for a wide range of analog applications. High common mode voltage range and absence of latch-up tendencies make the <math>\mu A741</math> ideal for use as a voltage follower. The high gain and wide range of operating voltage provides superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications. Electrical characteristics of the <math>\mu A741 A</math> and E are identical to MIL-M-38510/10101.</p>	
<p><b>ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS</b></p>	
Supply Voltage $\mu A741 A, \mu A741, \mu A741 E$	+22 V
Internal Power Dissipation (Note 1)	118 W
Metall Can Metall Can, Hermetic DIP	500 mW
Mini DIP	670 mW
Plastpak	310 mW
Differential Input Voltage	570 mV
Input Voltage (Note 2)	±20 V
Storage Temperature Range	–55°C to +125°C
Metall Can, Hermetic DIP, and Plastpak	–55°C to +150°C
Mini DIP, Molded DIP	–55°C to +175°C
Operating Temperature Range	–55°C to +125°C
Military ( $\mu A741 A, \mu A741$ )	–55°C to +175°C
Commercial ( $\mu A741 E, \mu A741 C$ )	0°C to +70°C
Lead Temperature (Soldering)	300°C
Metall Can, Hermetic DIP, and Plastpak (60 s)	260°C
Molded DIP, (10 s)	260°C
Output Short Circuit Duration (Note 3)	Indefinite

- NO FREQUENCY COMPENSATION REQUIRED
- SHORT CIRCUIT PROTECTION
- OFFSET VOLTAGE NULL CAPABILITY
- LARGE COMMON MODE AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGES
- LOW POWER CONSUMPTION
- NO LATCH-UP

Kurzdaten  
(Schlaglichter)

Höchstzulässige  
Grenzwerte

Wenn Sie im Angebot Ihres Fachhändlers immer nur ganz lapidar ein einziges Exemplar für ein gesuchtes Bauteil vorfinden, dann hat das naheliegende Gründe: In der Regel wird es das preiswerteste sein, also keins im Keramik- oder Metallgehäuse, sondern in eine billige Plastikumhüllung eingepackt. Und da wir unsere Hobby-Geräte auch nicht in den Weltraum schleppen wollen, genügt für uns ein eingeschraubter Temperaturbereich vollauf (also irgendein  $\mu A741 C$ ).

### Propagandadaten

Im Datenblatt muß sich der Hersteller detailliert aussagen: was hier steht, ist Gesetz, und der Anwender kann sich darauf verlassen. Das heißt nun wieder nicht, daß es dabei keine Hintertürchen mehr gibt. Stören Sie sich nicht am Englischen, es ist weltweit Standard; und nicht umsonst greifen wir Ihnen gerade auf diesem Sektor mit unserer Rubrik über Technisches Englisch unter die Arme.

■ So ein Datenblatt kann durchaus ein Dutzend DIN-A4-Seiten oder noch mehr umfassen (Bild 49); nur das wichtigste davon greifen wir uns heraus. Es beginnt mit der allgemeinen Kurzbeschreibung, die die wesentlichen Eigenschaften charakterisiert.

Würde es sich um eine Wohnung handeln, könnte man hier etwas über die ruhige Lage lesen und den günstigen Zuschnitt der Zimmer. Beim OpAmp nimmt man zur Kenntnis, daß er "...nach dem [patentierten] Planar-Verfahren von Fairchild hergestellt wird und für eine breite Palette analoger Anwendungen taugt". Dazu gehören insbesondere Einzüge als Integrator, Summierverstärker und ganz allgemein Anwendungen mit Rückkopplung. Und die -A- und -E-Version entsprechen dem MIL-Standard und wieso, der die verstärkten Einsatzbedingungen für medizinische, militärische und Raumfahrt-Einsätze festlegt.

■ Die hervorgehobenen Schlaglichter (neudeutsch: *Highlights*) heben das Wesentliche noch einmal hervor. Keine Frequenzkompensation erforderlich, kurzschlußfest, Offset-Abgleichmöglichkeit, große Eingangsspannungsbereiche, niedrige Leisungsaufnahme und kein Latch-up-Effekt („eingeklemmt“ Zustand der Eingangsstufe, die den weiteren Betrieb unmöglich macht, ohne den OpAmp zu zerstören; wird nur durch Aus- und Einschalten der Versorgungsspannung wieder aufgehoben). All das hört sich gut an und kommt unserem Einsatz sehr entgegen.

■ Die absoluten Grenzwerte dürfen niemals überschritten werden. Sie sind sozweck wie die Hochstreckzahl beim Motor: Drehi man höher als erlaubh, dann muß es nicht unbedingt sofort einen Knall geben; falls es doch passiert, kann sich niemand beschweren. Eine, wenn auch noch nicht erkennbare Schädigung, ist aber auf jeden Fall wahrscheinlich.

Die Versorgungsspannung (Supply Voltage) darf also bei der einfachen Version maximal  $\pm 18$  V betragen; mit unserem Standard-Wert von  $\pm 15$  V liegen wir daher gut im Rennen, ohne der erlaubten Grenze zu nahe zu kommen. Die zulässige Verlustleistung (Power Dissipation) hängt von der Gehäuse-Version ab, weil die die Abfuhr der entstehenden Verlustwärme bestimmt; am meisten kann das vergossene und hermetisch gekapselte 14polige Dual-in-line-Gehäuse übertragen (Molded and Hermetic DIP); unserer 8poligen Mini-DIP-Plastikversion dürfen wir mit 310 mW nur knapp die Hälfte zumuten. Aber Achtung! Note 1 weist auf die erste Fußnote hin (Tabelle 4).

Zulässige Eingangsspannungen (Input Voltage) und Eingangsspannungs-Unterschiede (Differential-) können sich beliebig zwischen  $-15$  V und  $+15$  V bewegen. Die Lager- (Storage-) und Betriebstemperatur (Operating Temperature) haben wir bereits gestreift. Die zulässige Temperatur der Anschlußbeine beim Löten (Soldering) darf eine Minute lang  $300^\circ\text{C}$  betragen; das ist aber nicht als Anforderung zum Braten zu verstehen! Anders die Dauer eines ausgangsspezifischen Kurzschlusses (Output Short Circuit Duration); sie kann endlos lange anhalten.

#### Tabelle 4: Fußnoten.

Note 1: Gilt bis zu Umgebungstemperaturen von  $+70^\circ\text{C}$ ; darüber lineare Abnahme von  $6,3$  mW/°C beim Plastikgehäuse.

Note 2: Bei Versorgungsspannungen kleiner als  $\pm 15$  V darf die maximale Eingangsspannung so groß sein wie die Versorgungsspannung.

Note 3: Der Kurzschluß kann gegen Masse oder eine der Versorgungsspannungen bestehen; zulässig sind dabei  $125^\circ\text{C}$  Gehäuse- bzw.  $75^\circ\text{C}$  Umgebungstemperatur.

FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUITS •  $\mu$ A741

$\mu$ A741C  betrifft die C-Version des 741

elektrische Kenndaten  
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_S = \pm 15$  V,  $T_A = 25^\circ$  C unless otherwise specified) und gilt nur für  $25^\circ$  C und  $\pm 15$  V.

PARAMETERS (see definition)	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10$ k $\Omega$		2.0	6.0	mV
Input Offset Current			20	200	nA
Input Bias Current			80	500	nA
Input Resistance			0.3	2.0	M $\Omega$
Input Capacitance			1.4		pF
Offset Voltage Adjustment Range			$\pm 15$		mV
Input Voltage Range		$\pm 12$	$\pm 13$	90	V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10$ k $\Omega$		70	30	dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S \leq 10$ k $\Omega$		20,000	150	dB/V
Large Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2$ k $\Omega$ , $V_{OUT} = \pm 10$ V		20,000		V
	$R_L \geq 10$ k $\Omega$		$\pm 12$	$\pm 14$	V
Output Voltage Swing	$R_L \geq 2$ k $\Omega$		$\pm 10$	$\pm 13$	V
			75	75	V
Output Resistance			25		m $\Omega$
Output Short Circuit Current			1.7	2.8	mA
Supply Current			50	85	mW
Power Consumption					mW
Transient Response (Unity Gain)		Rise time	$V_{IN} = 20$ mV, $R_L = 2$ k $\Omega$ , $C_L \leq 100$ pF	0.3	$\mu$ s
		Overhoot	$R_L \geq 2$ k $\Omega$	5.0	%
Slew Rate	$R_L \geq 2$ k $\Omega$		0.5		V/ $\mu$ s

The following specifications apply for  $0^\circ$  C  $< T_A < +70^\circ$  C.  anders im Bereich  $0 \dots 70^\circ$  C.

PARAMETER	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage			7.5	mV
Input Offset Current			300	nA
Input Bias Current			800	nA
Large Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2$ k $\Omega$ , $V_{OUT} = \pm 10$ V	15,000		V
Output Voltage Swing	$R_L \geq 2$ k $\Omega$	$\pm 10$	$\pm 13$	V

Bild 50: Für diese Daten steht der Hersteller ein.

Eingangsbereich

Störeinflüsse

Ausgangsbereich

Versorgung

dynamisches Verhalten

Einschränkungen bedürfen o.g. Daten

### Farbe bezeichnen

Lassen Sie uns umblättern und zu demjenigen Teil des Datenblatts kommen, bei dem der Hersteller eindeutig Farbe bezeichnen muß (Bild 50). Die hier genannten Fakten sind Grundlage für jede sorgfältige Dimensionierung, und man muß sie im Zweifelsfall genau studieren.

Die elektrischen Kenndaten (*Electrical Characteristics*) gelten jeweils nur für eine bestimmte Bauteil-Version (hier die C-Ausführung des 741ers) und auch nur für genau spezifizierte Prüfbedingungen (*Conditions*); der obere Teil der Daten bezieht sich auf eine symmetrische Versorgungsspannung von  $\pm 15$  V und eine Umgebungstemperatur von  $25^\circ$  C. Im Normalfall nennt man typische Werte (*Typ.*), die für den überwiegenden Teil der Auslieferung gelten. Auf welchen Prozentsatz das zutrifft, ist je nach Hersteller auch noch genauer definiert. Anhalt: Die typischen Werte treffen zu mindestens 95% auf das Exemplar zu, das man gerade in den Händen hält.

### Eingangsnulspannung (Input Offset Voltage)

Wenn bei kurzgeschlossenen Eingängen die Differenzspannung zwischen  $+In$  und  $-In$  exakt Null ist, dürfte der Ausgang keine Abweichung aus der Ruhelage zeigen (bei symmetrischer Versorgungsspannung müßte er exakt auf 0 V liegen). Infolge von Unsymmetrien in der Eingangsstufe ist das leider nicht der Fall; legt man eingangsseitig aber die Offset-Spannung an, geht der Ausgang tatsächlich in die Ruhelage (zusätzliche Prüfbedingung: Der Innenwiderstand der speisenden Signalquelle  $R_S$  darf maximal 10 k $\Omega$  sein).

Praxis: Steuert man den OpAmp mit kleinen Signalen an, kann sich die Verfälschung durch die Offset-Spannung u. U. gravierend bemerkbar machen. Das Ausgangssignal enthält nämlich einen Fehler, der sich aus der Offset-Spannung, multipliziert mit der eingestellten Verstärkung ergibt. In jedem Fall ist ein Ausmetzen dieser Fehlerspannung wünschenswert (meistens sogar erforderlich).

Beispiel: Der Eingangswiderstand beträgt typisch 2 M $\Omega$ ; es können aber gelegentlich Exemplare des 741C in Umlauf sein, die nur 300 k $\Omega$  Eingangswiderstand besitzen (0,3 M $\Omega$ ); das ist immehin ein Unterschied um den Faktor sieben zur schlechten Seite hin (man wünscht sich natürlich einen möglichst hohen Eingangswiderstand).

Ähnliches gilt für die Offset-Spannung, die möglichst klein sein sollte; hier kann der typische Wert von 2,0 mV bis zum Dreifachen nach oben abweichen und maximal 6 mV betragen.

### Eingangs-Nullstrom (*Input Offset Current*)

Auch wenn die beiden Eingänge +In und -In derart angesteuert werden, daß sich der Ausgang in Ruhelage befindet, fließt aufgrund interner Unsymmetrien in beide Eingänge ein unterschiedlich großer Strom; der Offset-Strom gibt bei ausgangsseitiger Ruhelage (Auslenkung Null) die Differenz aus beiden Eingangsströmen an (das ist nicht zu verwechseln mit dem Eingangsstrom selbst!).

**Praxis:** Wenn das Eingangssignal aus einer Quelle mit hohem Innenwiderstand stammt, verursacht die dadurch entstehende Fehlerspannung (Produkt aus Generatorwiderstand mal Offset-Strom) eine Verfälschung des Ausgangssignals.

### Eingangsstrom (*Input Bias Current*)

Die Transistoren in der Eingangsdifferenzstufe benötigen für ihre Funktion einen Basisstrom, der vom Steuerignal bzw. vom Rückkopplungsweig geleitet werden muß. Der Eingangsstrom ist der Mittelwert aus beiden Basisströmen, gemessen beim Eingangssignal Null (also ohne Ansteuerung).

**Praxis:** Auch hier ruft ein hoher Innenwiderstand der speisenden Signalquelle einen Spannungsabfall hervor (Produkt aus Generatorwiderstand mal Eingangsstrom).

### Eingangswiderstand (*Input Resistance*)

Derjenige Widerstand, den man bildlich gesprochen „sieht“, wenn man in einen Eingang hineinschaut, ist der Eingangswiderstand; definiert gemäß liegt der andere Eingang dabei auf Masse.

**Praxis:** Der Eingangswiderstand stellt eine Belastung für das Steuerignal dar. Zwischen dem Innenwiderstand der Signalquelle und dem Eingangswiderstand erfolgt eine Aufteilung der Steuerspannung im Verhältnis der beiden Widerstände zueinander.

### Eingangskapazität (*Input Capacitance*)

Diejenige (parasitäre) Kapazität, die man bildlich gesprochen „sieht“, wenn man in einen Eingang hineinschaut, ist die Eingangskapazität; definiert gemäß liegt der andere Eingang dabei auf Masse.

**Praxis:** Schon zwei nebeneinander herlaufende Leitungen besitzen gegeneinander eine bestimmte Kapazität, so auch die eng benachbarten Stromspfade auf dem Chip. Bei Ansteuerung mit Wechselspannung entsteht hierdurch eine frequenzabhängige Verfälschung, die zu hohen Frequenzen hin zunimmt (wegen des dabei abnehmenden kapazitiven Blindwiderstandes [Reaktanz]).

### Offset-Abgleichbereich (*Offset Voltage Adjustment Range*)

Es gibt verschiedene Möglichkeiten, die unerwünschte Offset-Spannung zu kompensieren (z.B. durch externe Schaltungsmaßnahmen). Der 741er besitzt dafür bereits speziell herausgeführte Anschlüsse; der genannte Abgleichbereich gibt an, welcher Offset-Fehler über diese Anschlüsse korrigierbar ist.

**Praxis:** Beim 741er (und einigen anschließgleichen Typen) fällt sich die Offset-Spannung ganz einfach dadurch ausmerzen, daß man die Anschlüsse 1 und 5 (beim 8poligen DIP mit einem 10-k $\Omega$ -Poti verbindet (vgl. Bilder 10 und 33). Der hiermit korrigierbare Fehler von  $\pm 15$  mV schließt die maximal mögliche Offset-Spannung von  $\pm 6$  mV (bei 25 $^{\circ}$ C) bzw.  $\pm 7,5$  mV (bei 70 $^{\circ}$ C) auf jeden Fall mit ein (so abgleichen, daß bei Null Volt am Eingang auch ausgangsseitig Null Volt anliegen).

### Eingangs-Spannungsbereich (*Input Voltage Range*)

Die Spannung an den Eingängen darf nicht beliebig groß sein; andernfalls könnten die Eingangsstufen zerstört werden oder eine sichere Funktion ist nicht mehr gewährleistet (weil z.B. die Basis/Emitter-Spannung für die Eingangstransistoren fehlt). Der typische Wert von  $\pm 13$  V gibt an, daß man das Eingangssignal bis auf 2 V unterhalb von +Uv bzw. 2 V oberhalb -Uv „heranfahren“ kann, ohne daß es zu Fehlverhalten kommt. Um ganz sicher zu gehen, sollte man aber  $\pm 3$  V von der Versorgungsspannung entfernt bleiben (der für ordnungsgemäßen Betrieb garantierte [Minimal-] Wert beträgt nämlich nur  $\pm 12$  V).

**Praxis:** Es ist außerdem noch der Eingangs-Differenz-Spannungsbereich zu beachten (vgl. die in Bild 49 genannten höchstzulässigen Grenzwerte). Der gibt an, um wieviel sich die Spannungen zwischen beiden

Eingängen unterscheiden dürfen; hier gibt es beim 741er keine weiteren Einschränkungen, d.h. der eine Eingang kann getrost an +Uv liegen und der andere an -Uv (entspricht der zulässigen Differenz von  $\pm 30$  V), ohne daß das IC kaputt geht. Dessen ungeachtet ist für die ordnungsgemäße Funktion der genannte Abstand von  $\pm 3$  V einzuhalten.

### Gleichtaktunterdrückung (*Common Mode Rejection Ratio*)

Solfern man beide Eingänge +In und -In mit demselben Signal ansteuert, ist die (für das Ausgangssignal maßgebliche) Eingangs-Differenzspannung Null, und der Ausgang müßte demzufolge in Ruhelage verharren; aufgrund der erwähnten Unsymmetrien tut er das leider nicht. Die Gleichtaktunterdrückung gibt das Verhältnis an zwischen Eingangsspannungs-Änderungen und der daraus resultierenden Änderung der Offset-Spannung.

**Praxis:** Die auf beide Eingänge gleichsinnig wirkenden Signale (z.B. Brummeinstörungen) sollen gegenüber dem Nutzsignal möglichst gut unterdrückt werden; der genannte Wert von 90 dB entspricht einem Verhältnis von 1 : 30 000.

### Versorgungsspannungsunterdrückung (*Supply Voltage Rejection Ratio*)

Auch Änderungen der Versorgungsspannung verursachen Änderungen der Offset-Spannung.

**Praxis:** Restliche Brummannteile auf der Versorgungsspannung Uv wirken sich, wenn auch nur gering, ebenfalls auf das Ausgangssignal aus; pro Volt Änderung von Uv ändert sich die Offset-Spannung (typisch) um 30  $\mu$ V. Anders ausgedrückt: 10 mV Brumm (= 1/100 V) ändern die Offset-Spannung um 0,3  $\mu$ V; bei 300facher Verstärkung schlägt der Brummanteil am Ausgang also mit 0,1 mV durch.

### Leerlaufverstärkung (*Large Signal Voltage Gain*)

Angabe der Verstärkung des unbeschalteten OpAmps (ohne Rückkopplung); zusätzlich sind genannt ein Lastwiderstand R<sub>L</sub> von maximal 2 k $\Omega$  und ein Ausgangsspannungshub von  $\pm 10$  V.

**Praxis:** Die Angabe von typisch 200 000 (= 106 dB) kann im Extremfall nur ein Zahnrad davon betragen!

### Ausgangsspannungshub (*Output Voltage Swing*)

Die Ausgangstransistoren können niemals ganz gegen  $\pm U_V$  durchschalten (verbleibende Sättigungsspannungen, Kurzschlussicherung).

**Praxis:** Bei  $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$  kommt der Ausgang noch auf  $\pm 1 \text{ V}$  an die Versorgungsspannung heran (minimal aber auf  $\pm 3 \text{ V}$ ), während die Aussteuerungsgrenzen bei  $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$  nur noch  $\pm 13 \text{ V}$  betragen (min.  $\pm 10 \text{ V}$ ).

### Ausgangswiderstand (*Output Resistance*)

Wirksamer Wechselstrom-Widerstand des Ausgangs im Leerlauf.

**Praxis:** Gilt nur für kleine (Wechselspannungs-)Auslenkungen und Gleichspannungsanteile von  $\approx 0 \text{ V}$ .

### Kurzschlussstrom

(*Output Short Circuit Current*)

Diesen Strom liefert die Ausgangsstufe im Kurzschlussfall.

**Praxis:** Der Kurzschluss kann teilweise gegen Masse oder eine der Versorgungsspannungen erfolgen; beim 741er darf dieser Zustand zeitlich unbegrenzt andauern (sofern die in Tabelle 4 genannten Randbedingungen eingehalten werden).

### Versorgungsstrom (*Supply Current*)

Diesen (Ruhe-)Strom benötigt der unbelastete Operationsverstärker.

**Praxis:** Zusammen mit der gewählten Versorgungsspannung bestimmt der Ruhestrom die Verlustleistung.

### Leistungsaufnahme (*Power Consumption*)

Auch im Ruhezustand setzt der unbelastete OpAmp eine Verlustleistung in Form von Wärme um.

**Praxis:** Die Leistungsaufnahme errechnet sich aus dem Versorgungsstrom, multipliziert mit der Spannungsdifferenz aus  $+U_V$  und  $-U_V$ .

### Einschwingverhalten (*Transient Response*)

Ein ideal rechteckförmiger Spannungssprung am Eingang bewirkt ausgangseitig nur einen verschliffenen Spannungsanstieg; er gilt für die Verstärkung Eins (*Unity Gain*) und eine Last von minimal  $2 \text{ k}\Omega$  //  $100 \text{ pF}$ .

**Praxis:** Das Ausgangssignal ist gekennzeichnet durch die Anstiegszeit von 10...90% seiner Amplitude (*Rise Time*) und das anschließende Überschwingen (*Overshoot*).

### Anstiegseschwindigkeit (*Slew Rate*)

Das Ausgangssignal kann sich aufgrund interner Widerstände und Kapazitäten nicht beliebig schnell ändern; hier bezieht sich die Angabe auf einen Lastwiderstand von minimal  $2 \text{ k}\Omega$ .

**Praxis:** Der bei  $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$  garantierte minimale Spannungshub von  $+10 \text{ V}$  (oder  $-10 \text{ V}$ ) vollzieht sich also in einer Zeit von typ.  $5 \mu\text{s}$ .



## Mit Fehlern leben lernen

Der unerwünschte Effekt der Offset-Spannung (= Eingangs-Nullspannung) ist uns erstmals im Teil 5 dieser Reihe begegnet, als ein OpAmp-Ausgang von der Ruhelage abwich, obwohl die Differenz der Eingangsspannungen (auf die es ja einzig und allein ankommt) Null war (vgl. Bild 32). Eine übersichtsmäßige Messung dieser Fehlerspannung haben wir bei den Verstärker-Schaltungen vorgenommen (vgl. Bild 44); sie brachte ein Ergebnis von ca. 2...3 mV.

Das deckt sich mit den Angaben des Datenblattes, das beim µA741C für die Offset-Spannung einen typischen Wert von 2,0 mV nennt und einen Maximalwert von 6,0 mV (vgl. Bild 50). In Kurzform kann man dafür auch schreiben 2 mV (typ.) und 6 mV (max.).

Für sämtliche Größen sind abkürzende Formelzeichen üblich. Das für die Offset-Spannung heißt  $U_{IO}$ ; das 'U' steht (bei uns) für 'Spannung', während man in amerikanischen Datenblättern durchweg ein 'V' dafür findet (Abk. von *Voltage*). Beim 'I' für *Input* und 'O' für *Offset* (auch für *Output* benutzt) ist man sich aber einig.

Eine Messschaltung, mit der man die Nullspannung ermitteln kann, zeigt Bild 51. Bedenken Sie aber bitte, daß der gemessene Wert – auch bei baugleichen Typen – immer nur für das gerade untersuchte Exemplar gilt; beim nächsten 741er kann er ganz anders aussehen.

Auf jeden Fall wird diese Offset-Spannung bei den meisten Exemplaren im Bereich von  $\pm 2$  mV liegen, und nur gelegentliche Ausreißer erreichen Werte bis höchstens  $\pm 6$  mV. Die ermittelte Ausgangsspannung  $U_a$  ist die mit dem Verstärkungsfaktor multiplizierte Offset-Spannung.

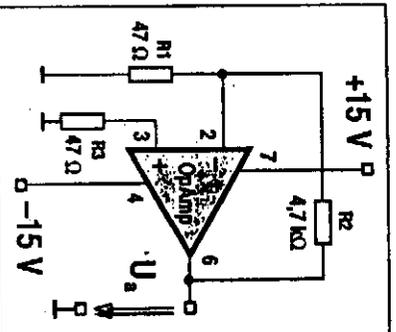


Bild 51: Mit diesem einfachen Aufbau messen wir die Eingangs-Nullspannung (hier beim µA741).

**Eingangs-Nullspannung  
(Input Offset Voltage):**

$$U_{IO} = \frac{U_a}{R_2} = \frac{U_a \cdot R_1}{R_2}$$

**Kompensation der Nullspannungsdrift:**

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Der Index 'I' steht für 'Input', und 'O' für 'Offset'; im Englischen findet man statt 'U' ein 'V' (= Voltage).

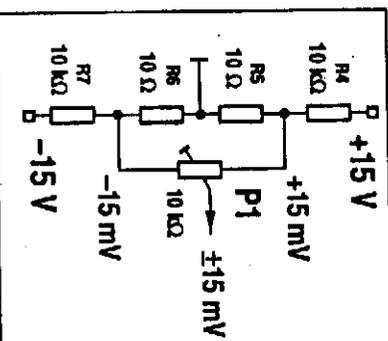


Bild 52: So führt man die Offset-Kompensation bei OpAmps durch, die dafür nicht vorbereitet sind.

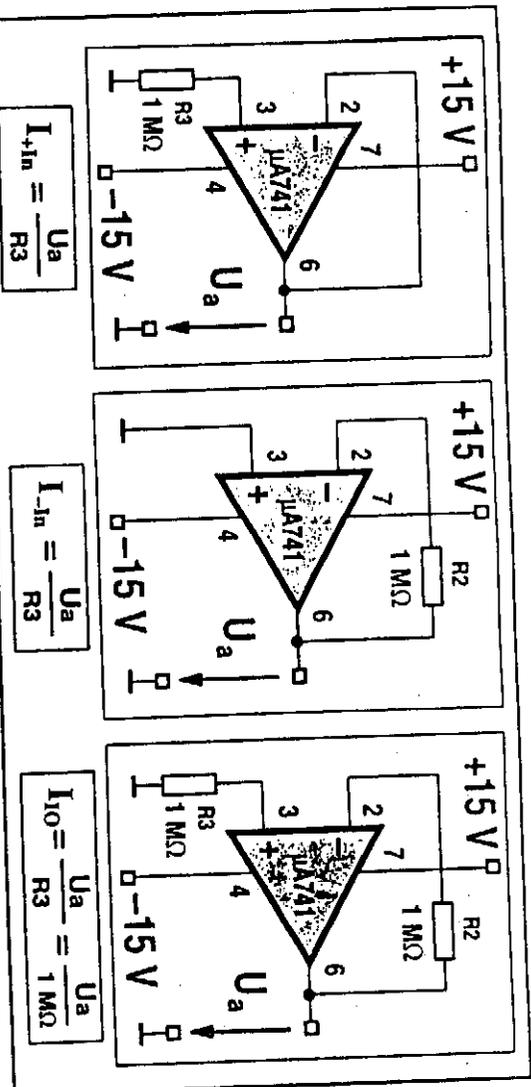


Bild 53: Meßschaltungen zur Bestimmung der verschiedenen Eingangsströme.

Da die Offset-Spannung positiv oder negativ sein kann, weicht auch die gemessene Ausgangsspannung  $U_a$  in die eine oder andere Richtung ab. Wenn, wie in Bild 51 gezeichnet, eine Verstärkung von  $v = 100$  eingestellt ist (Verhältnis von  $R_2 = 4700 \Omega$  zu  $R_1 = 47 \Omega$ ), erhält man die Offset-Spannung, indem man den Meßwert  $U_a$  einfach durch 100 teilt. Beträgt  $U_a$  beispielsweise 260 mV, dann folgt daraus  $U_{io} = 2,6$  mV.

Nicht alle OpAmps besitzen eine so einfache Möglichkeit zur Kompensation der Offset-Spannung wie der  $\mu A741$  (Poi an den Eingängen 1 & 5; vgl. Bilder 10 und 33). Bild 52 zeigt Ihnen einen Weg, diese Kompensation auf andere Weise durchzuführen. Die  $\pm 15$  mV von Poi P1 werden demjenigen Eingang zugeführt, der nicht die Signalspannung bekommt. Der Abgleich auf  $U_a = 0$  erfolgt dann ohne kingangsseitige Ansteuerung.

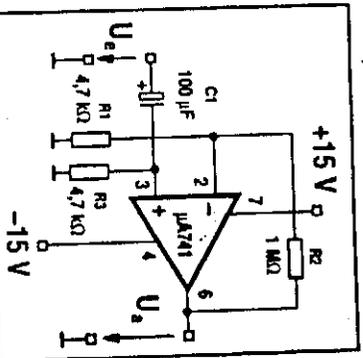


Bild 54: Der OpAmp verstärkt hier ca. 200fach (nur Wechselspannung).

Leidet der Offset-Abgleich nicht stabil, d.h. bei Temperaturänderungen beginnt der Ausgang wieder „zu wandern“ (Drift der Offset-Spannung). Das liegt an Temperaturgang der Eingangsstromsensoren; wenn die einen unterschiedlich großen (externen) Vorwiderstand haben, rñft die Änderung der Eingangsströme unterschiedliche Spannungsabfälle hervor, die den Offset-Abgleich wieder durcheinander bringen.

Wo sich dieser Effekt störend auswirkt, kompensiert man auch diesen Driftfehler auf einfache Weise: In die Zuleitung zum Plus-Eingang legt man einen Widerstand  $R_3$ , der genauso groß ist wie die Parallelschaltung der beiden Rückkopplungswiderstände  $R_1$  &  $R_2$ . Begründung: Jetzt ist der Quellwiderstand für beide Eingänge gleich groß, so daß die von den Stromänderungen hervorgerufenen Spannungsabfälle gleich groß bleiben und keinen Temperaturfehler hervorrufen können.

Wie groß die Eingangsströme  $I_{+in}$  und  $I_{in}$  sind, läßt sich ganz einfach mit einer Meßschaltung nach Bild 53 ermitteln (links und Mitte). Beim normalen  $\mu A741$  werden hier Werte um 50 nA zu messen sein, d.h. der jeweilige Eingangsstrom liegt dann in der Größenordnung von 50 nA. Der Eingangs-Nullstrom  $I_{IO}$  (‘I’ als Formelzeichen für den Strom, und dann wieder die Indizes für *Input* und *Offset*) ist die Differenz aus beiden Eingangsströmen; man kann ihn auch direkt messen, wenn man den Aufbau nach Bild 53 rechts verwendet.

Für den Neuling erscheint die Sache mit dem Offset-Fehler etwas aufgetauscht; in der Praxis ist es aber leider so, daß einem diese „Macke“ erhebliche Kopfschmerzen bereiten kann, gerade bei Gleichspannungsverstärkern. Wenn es um reine Wechselspannungsverstärkung geht, kann man über Kondensatoren ein- und auskoppeln und ist die ledigen Driftprobleme los (Bild 54).

Dafür muß man sich dann mit anderen Unzulänglichkeiten herumschlagen, die ganz oft übersehen werden: Gemeint ist das Frequenzverhalten von OpAmps, genauer gesagt die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung. Wie dies beim  $\mu A741$  aussieht zeigt Bild 55. Die Leerlaufverstärkung  $v$  von ca. 200 000 wird nämlich nur bei Gleichspannung erreicht; bei Wechselspannung geht sie linear zurück (bei 100 Hz ist  $v = 10 000$  und bei 100 kHz nur noch 10!).

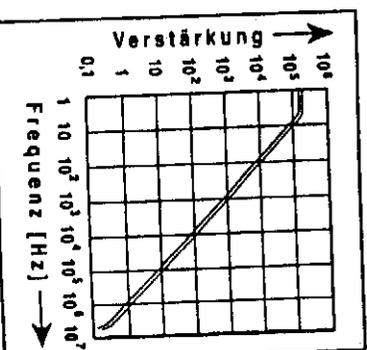


Bild 55: Die Leerlaufverstärkung nimmt rapide mit der Frequenz ab.

Kraftwerk  
Jänschwalde

Energieelektroniker  
Fachrichtung Betriebstechnik

VEAG  
BEREITET ENERGIE  
AM BESTEN  
AM BESTEN

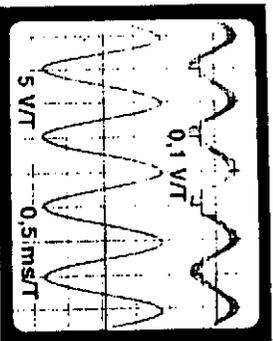


Bild 56: Bei 1 KHz ist das Ausgangssignal (unten) ca. 200mal so groß wie die Eingangsspannung (oben).

■ Schauen wir uns das in der Praxis einmal an und zwar anhand der Schaltung von Bild 54. Bei diesem Verstärker ist mit dem Rückkopplungsweig R2/R1 eine Verstärkung von ca. 200 eingestellt (der genaue Wert spielt hier nur eine untergeordnete Rolle). Die Übertragung erfolgt phasenrichtig, d.h. nichtinvertierend, weil wir die Einspeisung am Plus-Eingang +In vornehmen: Eingang- und Ausgangssignal sind phasengleich und unterscheiden sich in ihrer Amplitude um den Verstärkungsfaktor. Bild 56 zeigt diese Verhältnisse bei einer Frequenz von ca. 1 KHz.

Es wäre auch möglich, das Signal über den Koppel-EIko C1 am Minus-Eingang -In einzuspeisen. In diesem Fall wäre das Ausgangssignal gegenüber dem Eingang phasengedreht, d.h. invertiert (aber genauso groß wie beim nichtinvertierenden Verstärker).

Bei zu großen Eingangssignalen kommt der OpAmp-Ausgang in die Begrenzung; er verzerrt das Signal, indem er die Amplituden-Spitzen abschneidet („clipp“; Bild 57). Der Ausgangsspannungshub kann, wie das Datenblatt verrät, maximal nur  $\pm 14$  V betragen. In der Praxis muss man auf jeden Fall weit genug von den Aussteuerungsgrenzen entfernt bleiben (Ua höchstens  $\pm 10$  V).

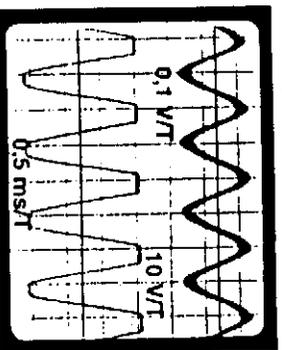


Bild 57: Wenn der Verstärker übersteuert wird, kommt das Ausgangssignal in die Begrenzung („clipp“).

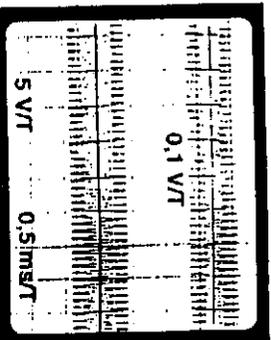


Bild 58: Bei 10 KHz sinkt die Ausgangsspannung bereits deutlich ab; sie ist nur noch halb so groß wie bei 1 KHz.

Wir belassen es aber bei einer Kleinsignalansteuerung und speisen einseitig eine Amplitude von ca. 90 mVss ein (wie in allen drei Oszillogrammen oben); heraus kommen ungefähr 18 Vss, also das 200fache – wohlgemerkt bei 1 KHz! Denn wenn wir bei derselben Ansteuerung die Frequenz auf ca. 10 KHz erhöhen, sinkt die Verstärkung plötzlich ab (Bild 58).

■ Noch gravierender wird dieser Abfall bei einer weiteren Erhöhung der Eingangsfrequenz auf ca. 100 KHz; jetzt zeigt das Oszilloskop (bei unveränderten Einstellungen) am Ausgang kaum mehr als einen dicken Strich, d.h. die Amplitude ist hier völlig zusammengebrochen (Bild 59). Was ist auf einmal passiert?

Vereinfacht ausgedrückt: Der OpAmp kommt geschwindigkeitsmäßig nicht mehr mit; man hat ihn (den  $\mu A741$ ) ja sogar noch künstlich „gebremst“, d.h. seine Arbeitsschwindigkeit herabgesetzt, damit er ein gunütiges Verhalten zeigt und seine „angeboorene“ Neigung zum wilden Schwingen ableigt (interne Frequenzkompensation).

Im Datenblatt gibt darüber die Anstiegsgate Auskunft: die genannten 0,5 V/μs besagen, daß der Ausgang für einen Ausschlag von 1 V immerhin 2 μs benötigt. Das ist äußerst lahm und fällt normalerweise nur deshalb nicht negativ auf, weil wir weit genug von diesem Grenzwert entfernt bleiben. Anders ausgedrückt: Diese langsame Reaktion fällt bei niedrigen Frequenzen nicht auf. Parasitäre Kapazitäten auf dem Chip (und künstlich hinzugefügte, vgl. Bilder 5 und 11) brauchen bei Spannungsänderungen Zeit zum Umladen. Und diese Vorgänge sorgen für das relativ langsame Verhalten.

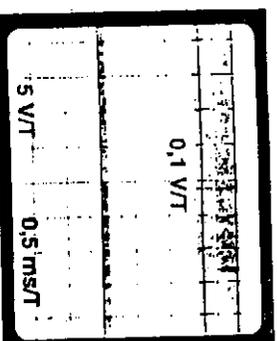


Bild 59: Bei 100 KHz (und denselben Einstellungen wie links) ist am Ausgang fast gar nichts mehr zu sehen.

Rechnerisch läßt sich dies mit dem Verstärkungs/Bandbreiten-Produkt B beschreiben, wofür auch die Transistfrequenz  $f_t$  genannt wird. Das ist diejenige Frequenz, bei der die Verstärkung eines OpAmps auf Eins abgesunken ist (beim  $\mu A741$  ist  $f_t = 1$  MHz, vgl. Bild 54). Wer also eine Verstärkung von 100 fordert, muß sich (in diesem Beispiel) mit einer Grenzfrequenz von 10 KHz begnügen; wer dagegen mit 100 Hz auskommt, kann die Verstärkung bis 10 000 ausreizen. Das Produkt von Grenzfrequenz mal Verstärkung kann niemals größer sein als B (bzw.  $f_t$ ).

■ Aber noch ein Einfluß spielt bei hohen Frequenzen eine Rolle. und das ist die zunehmende Phasendrehung zwischen Ein- und Ausgangssignal. Wenn wir das Oszillogramm von Bild 59 einmal zeitlich dehnen (von 0,5 ms/T auf 5 μs/T) und den Ableitkoeffizienten unten vergrößern (um den Faktor 10), dann erkennen wir diese Phasenverschiebung (Bild 60): Die Wellenberge (und -täler) am Eingang und Ausgang fallen nicht mehr genau zusammen, sondern sie sind gegeneinander verschoben; wird dieser Versatz noch größer, dann wirkt er wie eine Phasenumkehr und aus dem nichtinvertierenden Verstärker wird ein Invertier-

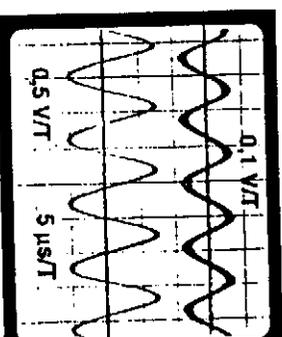


Bild 60: Die gedehnte Darstellung von Bild 59 zeigt deutlich die Phasenverschiebung zwischen Ein- und Ausgang.



## Rückenverstärkung für Verstärker

Es ist schon erstaunlich, was man alles aus einem Operationsverstärker herausholen kann; egal, zu welchem Ergebnis das auch führt, ist das aber niemals Zauberei oder eine Geheimwissenschaft, sondern nur die konsequente Ausnutzung einzelner Faktoren. Wir hängen unsere Beispiele dabei bevorzugt am Standard-Typ  $\mu A741$  auf, weil seine beschränkten Möglichkeiten bestimmte Effekte eher deutlich machen als hochgezeichnete (und bessere) Nachfolge-Typen. Selbstverständlich verschweigen wir Ihnen die nicht, sondern stellen sie dem „Altvrater“ zur Seite, wenn dies angebracht ist.

Wenn Sie die vorausgegangenen Grundlagen verfolgt haben, dann ist Ihnen eine störende Eigenschaft des OpAmps bereits bekannt: Das ist der Eingangsstrom (*Input Bias Current*), den die Transistoren in der Eingangsstufe benötigen und der jede ansteuernde Signalquelle belastet. Anschaulich läßt sich dieses Verhalten durch den Eingangswiderstand beschreiben (*Input Resistance*), durch den notwendigerweise immer dann ein Strom fließt, wenn eine Spannung anliegt.

Auch wenn moderne OpAmps Feldeffekttransistoren im Eingang haben und deren Eingangsströme guten Gewissens vernachlässigbar sind, so bleibt dieses Leckstrom doch prinzipiell als störendes Übel erhalten.

■ Weitergehend ausmerzen läßt es sich in der Schaltung des Impedanzwandlers oder Spannungsfolgers (*Voltage Follower*); dabei wird der Ausgang direkt auf den Minus-Eingang rückgekoppelt, so daß dieses Gebilde die Verstärkung  $v = 1$  hat (Bild 61). Eines der Vorteile dieser scheinbar sinnlosen Maßnahme: Man schafft die volle Verstärkung aus (vgl. Verstärkungs/ Bandbreiten-Produkt im Teil 8).

Weitere Vorteile: Der Eingangswiderstand steigt beträchtlich an (theoretisch um den Faktor der Leerlaufverstärkung, praktisch aber durch Leckströme begrenzt); gleichzeitig nimmt der Ausgangswiderstand im selben Maße ab, d.h. Belastungsänderungen wirken sich nicht mehr auf die Ausgangsspannung aus.

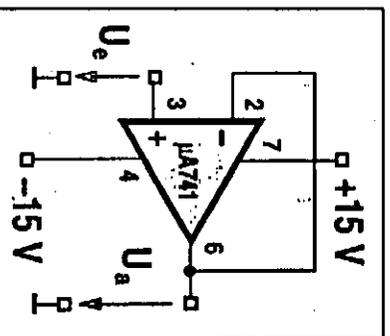


Bild 61: Durch diese „knallharte“ Rückkopplung verbessert man einige Mängel des normalen OpAmps.

### Spannungsfolger 741:

Eingangswiderstand  
(*Input Resistance*):

$$R_{In} \approx 400 \text{ M}\Omega$$

Ausgangswiderstand  
(*Output Resistance*):

$$R_{Out} \ll 1 \Omega$$

Bandbreite (vgl. Bild 55)  
(*Band Width*):

$$\text{B.W.} = 1 \text{ MHz}$$

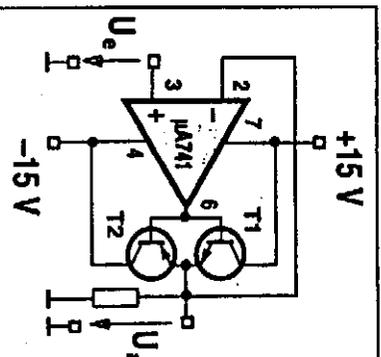
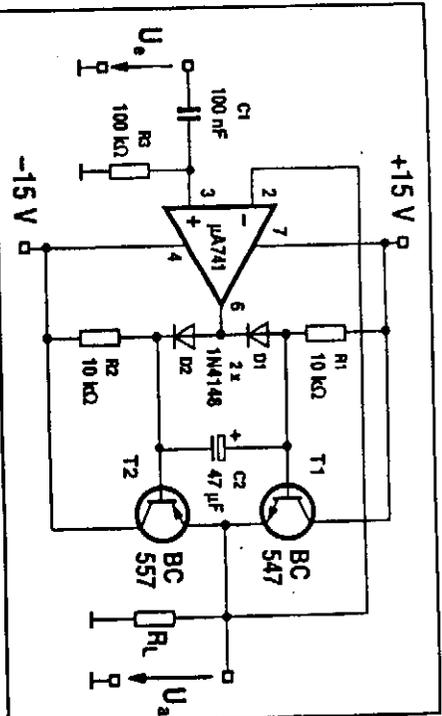


Bild 62: Wenn die Treiberleistung des Ausgangsstroms nicht reicht, erhöht man sie mit einem Komplementär-Pärchen.

Bild 63: Stromtreiber-Schaltung, die die Verzerrungen von Bild 62 vermeidet.



■ Ein ganz wesentlicher Trick dieser

mit die Fähigkeit steigt, am Ausgang mehr Strom zu liefern. Wenn man darauf angewiesen ist, bedient man sich der Prinzipschaltung nach Bild 63: Eine Darlingtonstufe, die mit in die Rückkopplung einbezogen wird, stellt einen Stromverstärker dar, der in beide Aussteuerungsrichtungen wirksam ist. Allerdings wirken sich dabei die „krummen“ Kennlinien der Transistoren störend aus, und Verzerrungen des Ausgangssignals sind die Folge.

Die lassen sich wiederum vermeiden, wenn man den Transistoren eine Vorspannung gibt, wie es Bild 63 zeigt. Jetzt braucht der OpAmp-Ausgang nicht erst um  $\pm 0,7 \text{ V}$  auszusprechen, ehe es einer der beiden Transistoren „merkt“, sie stehen bei den gewissermaßen abmarschbereit da. Der Elko C2 stützt diese Vorspannung und stabilisiert sie, was sich vorteilhaft bei Wechselspannungssteuerung auswirkt. Widerstand R3 liefert den Basisstrom für +In.

(und vieler folgender) Maßnahmen ist die Einbeziehung der äußeren Beschaltung in die Rückkopplung. Eventuelles Fehlverhalten (z.B. durch die gekrümmten Kennlinien von T1/T2) wird dadurch ausgeglichen, weil der OpAmp stets bestrebt ist, seine beiden Eingänge im Gleichgewicht zu halten. Dahingehend verändert er seinen Ausgangsspegel, und solange er das schnell genug tun kann (also bei niedrigen Frequenzen), gleicht er sogar Mängel der Zwischenstufe aus.

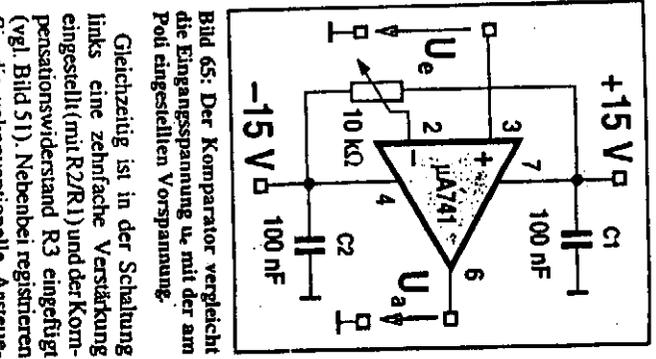
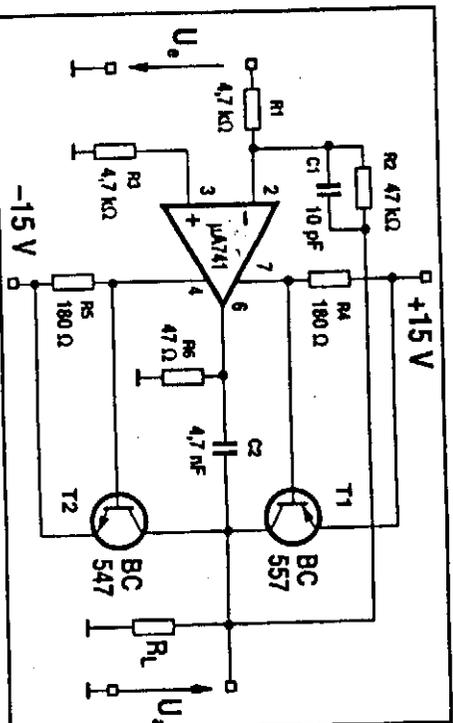


Bild 65: Der Komparator vergleicht die Eingangsspannung  $U_e$  mit der am Pol eingestellten Vorspannung.

Gleichzeitig ist in der Schaltung links eine zehnfache Verstärkung eingestellt (mit R2/R1) und der Kompensationswiderstand R3 eingefügt (vgl. Bild 51). Nebenbei registrieren Sie die unkonventionelle Aussteuerung der Ausgangsstufe, die über den Spannungsabfall an R4/R5 erfolgt (in der Zuleitung der OpAmp-Stromversorgung!). Die Leistungsstufe wird dadurch schon frühzeitig „informiert“ und kann reagieren, noch bevor es der OpAmp-Ausgang selbst kundtut.

■ Kommen wir zurück auf eine Grundschaltung, die wir prinzipiell schon im Teil 5 kennengelernt haben; dort reagierte der OpAmp-Ausgang schon auf das Antippen mit dem Finger, was zunächst noch aussah wie ein Schmutzefleck (vgl. Bild 32). Grundsätzlich aber nutzt man dieses Verhalten beim Komparator ganz gezielt aus (Bild 65).

Bild 64: Die Kompensierstufe sorgt für den notwendigen Dampf, und Speed-up-Kondensatoren erhöhen die Anstiegsrate.



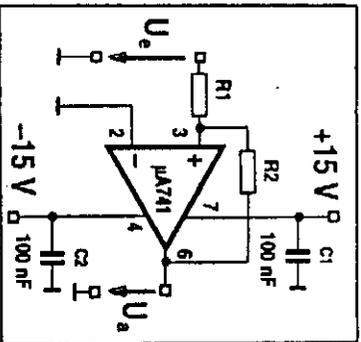


Bild 66: Durch die Mitkopplung entsteht ein Schmitt-Trigger; hier die nichtinvertierende Version.

Die Bezeichnung kommt vom lateinischen *comparare*, was nichts anderes heißt als vergleichen; der Komparator vergleicht die beiden Spannungen an seinen Eingängen und liefert am Ausgang das Ergebnis: Überwiegt +In, geht Ua nach +Uv, andernfalls schlägt der Ausgang nach Minus aus (ausführlich im Teil 5).

■ Das kann man zur Signalformung ausnutzen, um beispielsweise Signalverläufe beliebiger Form zu digitalisieren. Der Ausgang kennt nur die beiden Grenzwerte +Uv und -Uv; die nimmt er an, sobald der angesteuerte Eingang um wenige Millivolt von der Voreinstellung am anderen Eingang abweicht.

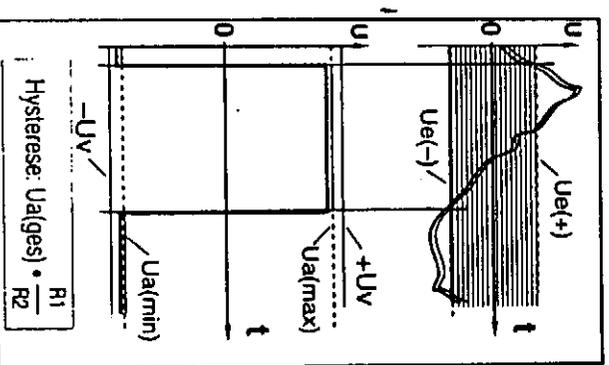


Bild 67: Zwischen den Schaltschwellen liegt ein Totbereich (Hysteresis).

Meistens aber ist so eine Empfindlichkeit nicht nur nicht gefragt, sondern sie stört sogar. Man reduziert sie durch Einführen einer sogenannten Mitkopplung, bei der ein Teil des Ausgangssignals auf den Plus-Eingang zurückgeführt wird. Die Änderungsrichtung des Ausgangs wirkt also nicht bremsend (wie bei der Gegenkopplung), sondern verstärkend. Schauen wir uns dazu Bild 66 an und gehen davon aus, daß Ue zunächst nahe Null ist und sich Ua an der negativen Aussteuerungsgrenze befindet (Bild 67). Der Ausgang „zieht“ den Plus-Eingang über R2 nach unten, so daß Ue diese Hypothese erst überwinden muß, ehe an +In das Übergewicht herrscht, das zum Umpkippen des Ausgangs ausreicht.

Rechnerisch ist das ein Spannungssteiler  $R1/R2$  mit den Teilspannungen  $Ue/Ua$ ; aus den Grundlagen Fachrechnen wissen Sie, daß sich  $Ue$  zu  $Ua(\min)$  verhält wie  $R1$  zu  $R2$ ; bei  $Ua(\min) = 14$  V und  $R2/R1 = 10$  liegt die positive Schaltschwelle  $Ue(+)$  also bei +1,4 V; das ist weit mehr als die paar Millivolt, auf die der unbeschaltete Eingang reagiert.

### Knacktfrosch Schmitt

Liegt Ua aber erst einmal auf Plus, zieht R2 wieder in diese Richtung und hält den Plus-Eingang ein bißchen fest. Zum ausgangsgesetzten Umschalten genügt es nun nicht, Ue kleiner zu machen als die positive Schaltschwelle  $Ue(+)$ . Die Steuerspannung Ue muß dazu so weit ins Negative gehen, daß am Spannungssteiler  $R2/R1$  wieder Ausgewogenheit herrscht (bezogen auf Null Volt an +In), und das ist mit den eben angenommenen Zahlenwerten erst bei -1,4 V der Fall.

■ Zwischen diesen beiden Schwellen bleibt der Ausgang laub, d.h. es gibt am Eingang einen Totbereich (Hysteresis), in dem Änderungen ohne Auswirkung bleiben. Das ist wie beim Knacktfrosch aus den Kindertagen: Hat er beim Niederdrücken erst einmal „knack“ gemacht, muß man ihn über den Knackpunkt hinaus entspannen, ehe er zurückknickt. Elektrisch kann man diese Schaltpunkte durch die Widerstandswahl exakt bestimmen und damit beispielsweise Störpegel ausblenden; erst austreichend große Eingangssignale rufen eine ausgangsgesetzte Wirkung hervor.

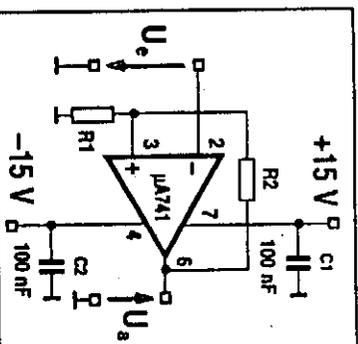


Bild 68: Beim invertierenden Schmitt-Trigger haben Ein- und Ausgangsspannung verschiedenes Vorzeichen.

Vornehm ausgedrückt sagt man, daß so eine Schaltung bestimmte *Triggerbedingungen* (= Auslöse-Voraussetzungen) braucht, ehe sie reagiert; und da diese Schaltungsmaßnahme auf einen Herrn Namens *Schmitt* zurückgeht, spricht man „wissenschaftlich“ vom Schmitt-Trigger. Das funktioniert auch invertierend, wie die Bilder 68 und 69 zeigen.

■ Wichtig ist nur festzuhalten, daß die Schaltschwellen  $Ue(+)$  und  $Ue(-)$  vom Widerstandsverhältnis abhängen, multipliziert mit  $Ua(\max)$  bzw.  $Ua(\min)$ ; die Hysteresis aber ergibt sich durch Multiplikation mit  $Ua(\text{ges})$ , und das ist die Summe aus  $Ua(\max) + Ua(\min)$ !

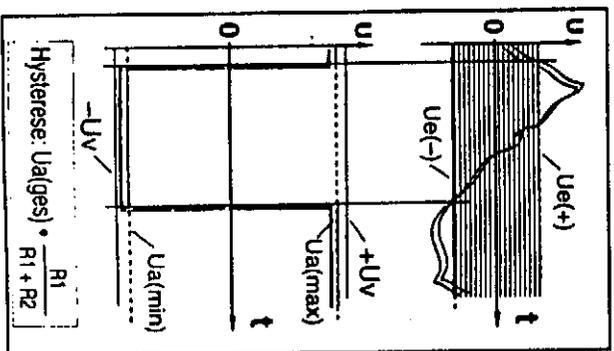
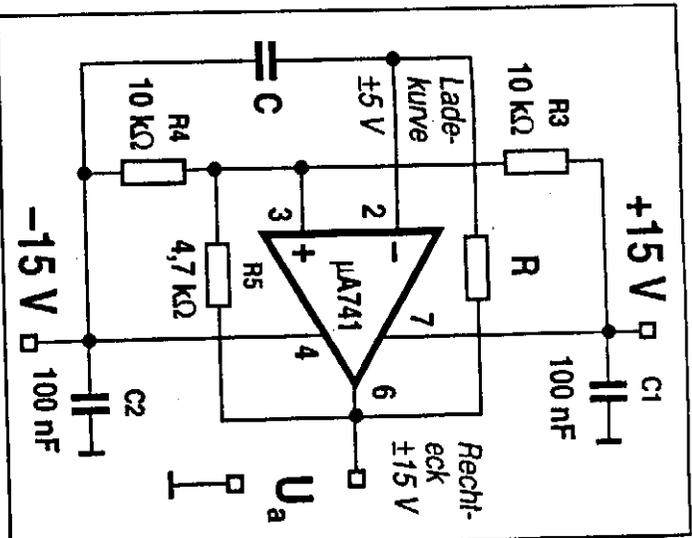


Bild 69: In beiden Fällen erreicht Ua nicht ganz die Versorgungsspannung.



**Ein Astabiler**

Was passiert denn, wenn wir in den Rückkopplungszweig ein RC-Glied legen (Bild 70)? Ganz einfach: Wenn Ua auf Plus liegt, lädt sich der Kondensator auf; übersteigt seine Ladenspannung den Pegel an +In, kippt Ua nach Minus um und entlädt den Kondensator wieder. Sinkt die Spannung dann unter den Wert von +In, kippt Ua zurück nach Plus und so fort. Da die Schwellen nur um Millivolt auseinanderliegen, entsteht eine kaum kontrollierbare Schwingung sehr hoher Frequenz.

Die wird beherrschbar, wenn wir das bekannt Element der Mittkopplung einführen und damit einen Totbereich schaffen; in dem kann sich die Ladenspannung hin- und herbewegen, ohne daß am Ausgang etwas passiert. Der mit R3 und R4 für +In eingestellte Mittenpegel von Null Volt wird von R5 kräftig verzerrt. Wenn Ua nahe Minus ist, liegen R4 und R5 (fast) parallel, was +In um mehr als 5 V nach Minus hin verschiebt; dasselbe passiert auch in der anderen Richtung, so daß sich am Kondensator ein Halb von ca. ±5 V ergibt; Ua dagegen schaltet (fast) zwischen ±15 V hin und her – es ist ein **astabiler Multivibrator** geboren!

Streng genommen sind Lade- und Entladekurve Teil des exponentiellen Verlaufs der Spannung am RC-Glied; grob gerätet spielen sich Aufladung und Entladung jeweils mit der Zeitkonstanten  $t = R \cdot C$  ab, so daß sich die Periodendauer der Schwingung mit ungefähr  $2 \cdot R \cdot C$  ergibt.

Bild 70: Die Mittkopplung R5 schaltet die Versorgung für +In ständig hin und her.

Wenn wir weitermachen mit dem Spiel, bekannte Grundelemente wie Mosaiksteinchen zusammenzufügen, kommen wir zu den eingangs erwähnten komplexeren Schaltungen. Behalten Sie dabei stets auch unsere Grundlagen über das Rechnen im Auge, die den mathematischen Hintergrund erläutern; wenn Sie also die Zusammenhänge vertiefen wollen, schlagen Sie dort nach, hier geht es vorrangig um die Schaltungstechnik selbst. Und die bringt nun Leben ins Spiel, genauer gesagt: Schwingungen.

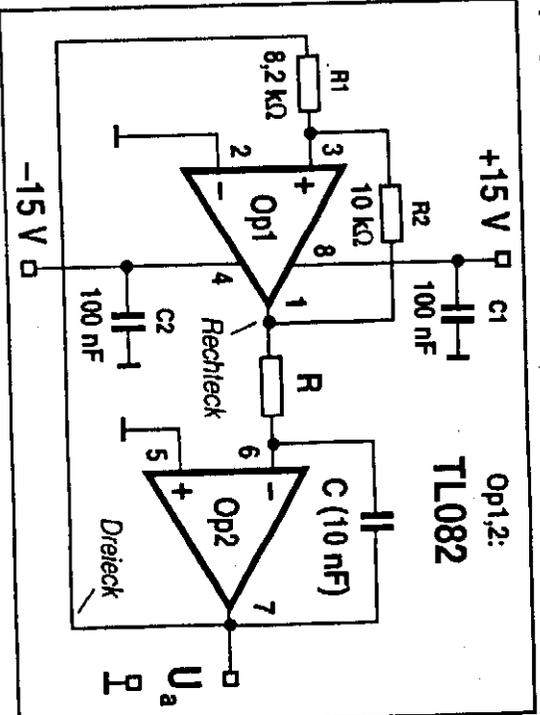


Bild 72: Zusammen mit einem Komparator erzeugt der Integrator Dreieckssignale.

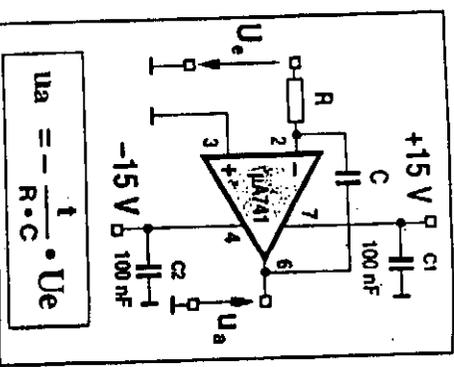


Bild 71: Bei konstanter Eingangsspannung +Ue nimmt der Integrator-Ausgangsspannung ua zeitlinear ab.

Beim lahmen  $\mu A741$ er funktioniert das gerade noch bis zu Werten von  $R = 10 \text{ k}\Omega$  und  $C = 10 \text{ nF}$  (heraus kommen dann schlappe 4...5 kHz); darüber werden die Schaltflanken derraßen verschliffen, daß zunächst ein Trapez und bei noch kleineren RC-Werten (höheren Frequenzen) nur noch ein Dreieck-Signal erzeugt wird.

**Ganz integer**

Das, was eben noch Mangel war, führt man beim Integerer gezielt herbei; der ist nämlich der Grundbaustein für ein gewolltes Dreieckssignal. Haben Sie die bisherigen OpAmp-Grundlagen verstanden? Dann machen Ihnen die Schaltungsfunktion von Bild 71 keine Probleme: Bei konstanter Eingangsspannung +Ue kann das Gleichgewicht zwischen beiden Eingängen nur dadurch hergestellt werden, daß Ua immer weiter ins Negative absinkt und dafür sorgt, daß ein konstanter Strom aus dem Kondensator C herausfließt; dessen Ladenspannung nimmt dabei immer weiter zu, bis sie „unten“ an  $-Ua(\text{max})$  anstößt. Bei Polarisumskehr von Ue passiert dasselbe in umgekehrter Richtung.

Dieser Spannungsverlauf am Integrator-Ausgang ist streng linear, hat also nichts mit dem gekrümmten (exponentiellen) Verlauf des reinen RC-Gliedes zu tun.

Schaltet man so einen Integrator mit einem Schmitt-Trigger zusammen, entsteht der erwähnte Dreiecksgenerator (Bild 72). Sobald Ua beim

Auf-Integrieren die Schaltschwelle von OpAmp 1 überschritten hat, kippt dessen Ausgang nach Minus um, so daß  $U_a$  in Abwärtsrichtung absinkt; beim Unterschreiten der negativen Schaltschwelle von Op 1 schaltet dessen Ausgang wieder nach Plus, und der nächste ansteigende Ast des Dreiecks beginnt.

Insgesamt müssen vier Bereiche durchlaufen werden (pro Dreiecks-Ast zwei): Von  $U_c(-)$  bis Null, von Null bis  $U_c(+)$  (anstiegender Ast) und zurück von  $U_c(+)$  bis Null und weiter von Null bis  $U_c(-)$ ; jeder Ast dauert gemäß der Gleichung in Bild 71 genau  $t = R \cdot C$ , so daß die Gesamt-Periodendauer  $4 \cdot R \cdot C$  beansprucht. Dieser Wert ist noch um das Verhältnis  $R1/R2$  zu reduzieren, weil das die Schaltschwelle des Schmitt-Triggers bestimmt. Die Frequenz  $f$  dieses Generators ist der Kehrwert daraus:

$$f = \frac{1}{4 \cdot R \cdot C} \cdot \frac{R2}{R1}$$

Der Doppel-OpAmp TL082 kommt

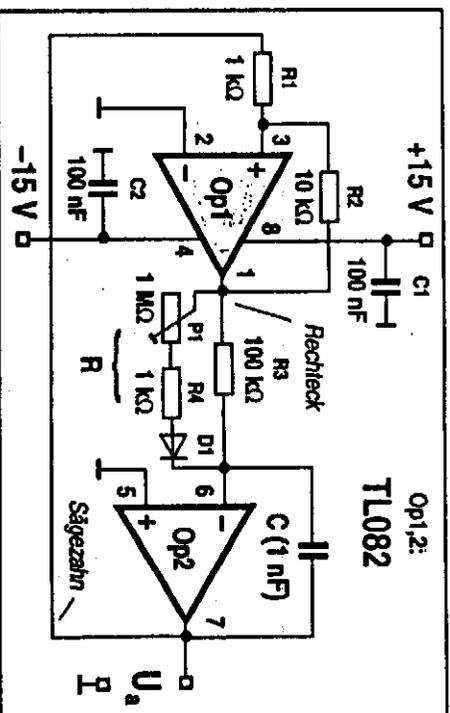


Bild 73: Durch Verzerren der abfallenden Flanke wird das Dreieck zum Sägezahn.

hier zum Einsatz, weil er erstens zwei OpAmps in einem Gehäuse vereint und außerdem schneller ist als unser Standard-741er. Wenn man den Vorwiderstand beim Auf- und Abintegrieren unterschiedlich groß macht, wirkt sich das auf die Flankensteilheit aus (Bild 73): Der Zweig 1  $MQ+1k\Omega$

liegt nur bei positiven Spannungen vom Op-1-Ausgang parallel zu  $R3$  (nur dann leitet  $D1$ ). So entsteht ein Sägezahn-Generator, bei dem die Steilheit der abfallenden Flanke je nach Pot-Stellung um den Faktor 1...100 variiert d.h. Ua läuft langsam hoch und fällt dann steil wieder ab.

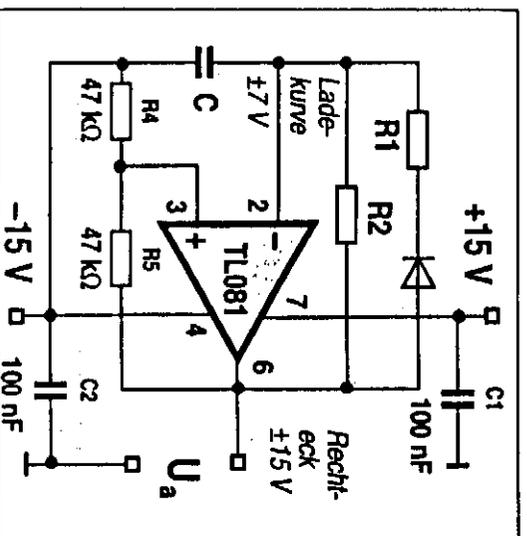


### Ein Verlust an Gleichgewicht

Wenn man in den Rückkopplungs-zweiges Operationsverstärkers ein RC-Glied legt (den Widerstand zum Minus-Eingang und den Kondensator nach Masse), dann bringt man dieses Gebilde zum Schwingen: Es entsteht ein astabiler Multivibrator, den man mit einer Mitkopplung auf den Plus-Eingang stabilisiert (vgl. Bild 70). Das Ausgangssignal so einer Schaltung ist rechteckförmig und hat ein symmetrisches Tastverhältnis, d.h. die HIGH- und LOW-Anteile sind gleich lang (gleichgewichtig).

Nun kann es aber durchaus wünschenswert sein, ein unsymmetrisches Ausgangssignal zu erzeugen: das fällt sich mit einer Schaltung nach Bild 74 bewerkstelligen. Dort ist auch wieder eine Mitkopplung (R4/R5) und eine RC-Rückkopplung auf den Minus-Eingang vorgesehen, allerdings teilt sich diese Rückführung in zwei unterschiedliche Zweige auf. Bei den LOW-Anteilen des Ausgangssignals sperrt die vor R1 liegende Diode, so daß der Kondensator C nur über R2 entladen wird. Bei den HIGH-Anteilen aber liegen R1 und R2 parallel, so daß die C-Aufladung bedeutend schneller abläuft.

■ Verwendet man einen OpAmp mit hochohmigen FET-Eingängen, dann können die beiden Widerstände sehr weit auseinanderliegen (durchaus um den Faktor 1000...10 000), so daß ein Rechteck mit eben diesem Tastverhältnis entsteht. Die Ausgangsfrequenz ermittelt man nach untenstehender Formel, die durch Addition der HIGH- und LOW-Anteile entsteht. Mit der Wahl von R4 und R5 bestimmt man die Amplitude am Minus-Eingang (die keinen Einfluß auf die Ausgangs-Amplitude hat). Hier beträgt die Hysterese ca. 50% der Versorgungsspannung (vgl. Teil 9 dieser Reihe ab Seite 39).



**HIGH-Anteile**  
des Ausgangssignals:  
 $t_1 \approx R1 \cdot C$

**LOW-Anteile**  
des Ausgangssignals:  
 $t_2 \approx R2 \cdot C$

**Ausgangsfrequenz:**  
 $f \approx \frac{1}{(R1 + R2) \cdot C}$

Bild 74: In dieser Schaltung arbeitet der OpAmp wieder als astabiler Multivibrator (vgl. Bild 70); da aber für positive und negative Ausgangsspannungen unterschiedliche Rückkopplungswiderstände wirksam sind, entsteht ein asymmetrisches Rechteck.

### Modulierte Weite

Normalerweise ist man bemüht, die Frequenz eines Oszillators stabil zu halten. Sofern man RC-Glieder als frequenzbestimmende Elemente einsetzt, ist diese Konstanzhaltung problematisch genug; denn abgesehen von der relativ großen Herstellungs-toleranz der Bauteile wirken sich bei einfachen Widerständen und Kondensatoren Temperaturschwankungen recht stark aus, d.h. die daraus resultierende Änderung der Bauteilwerte bewirkt auch unmittelbar eine Frequenzänderung des Oszillators.

■ Aber auch hier gibt es Fälle, in denen man eine Grundfrequenz vor-sätzlich verändern will, um beispiels-weise einen abstimmbaren Oszillator zu bekommen. Die Idealvorstellung sieht dabei so aus, daß die Schaltung einen Steuerimpuls besitzt und sich die Ausgangsfrequenz darüber ver-ändern läßt (z.B. über eine veränderli-che Gleichspannung). Die rechts ab-gegebene Schaltung eines Pulswei-tenmodulators (abgek. PWM) ist hierfür ein Beispiel (Bild 75). Hierbei wird nicht primär die Grundfrequenz beeinflußt, sondern man ändert das Tastverhältnis, also die Gewichtung von HIGH- zu LOW-Anteilen des ausgangsseitigen Rechtecks. Und das wirkt sich natürlich auch auf die Aus-gangsfrequenz aus, die sich stufenlos verstellen läßt.

Im Prinzip ist auch diese Schaltung wieder ein astabiler Multivibrator, nur einer etwas abgewandelten Form. Die beiden Widerstände R1 und R2 bil-den die bekannte Mitkopplung, die diesmal von zwei Z-Dioden D1/D2 auf ca. 6,8 V begrenzt wird (6,2 V Arbeitsspannung der einen plus 0,6 V Durchlaßspannung der anderen Di-ode). Diese Maßnahme mit dem Vor-widerstand R5 zur Strombegrenzung verhindert, daß der OpAmp-Ausgang in die Sättigung geht; die Schaltung wird damit „schneller“, und man er-hält eine höhere Grenzfrequenz und steilere Schaltflanken.

■ Frequenzbestimmend ist wieder der Zweig R4/C3, nur kann man hier die Verhältnisse am Kondensator be-einflussen: Eine von außen über R3 zugeführte Steuerspannung, die im Bereich von ca.  $\pm 5$  V liegen darf, beschleunigt oder verzögert (je nach

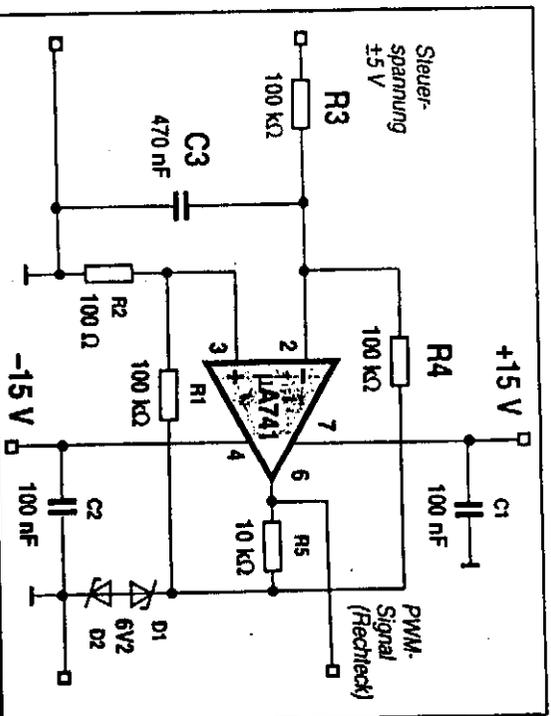


Bild 75: Mit der Steuer-Spannung läßt sich das Tastverhältnis des ausgangsseitigen Rechtecksignals in weiten Grenzen verändern.

Polarität) die Kondensator-Aufladung bzw. -Entladung. Dementsprechend dehnt man eine Halbwellle des entste-henden Rechtecksignals und verlan-gert dadurch die Periodendauer (was zu einer Verminderung der Frequenz führt). Wie geschickt ist das Aus-gangssignal nicht mehr symmetrisch, sondern mit der Steuerspannung er-reicht man eine Pulsweitenmodula-tion; die Dehnung bzw. Komprimie-rung läßt sich in beiden Richtungen um das 2...3fache durchführen.

### Einmal-Impuls

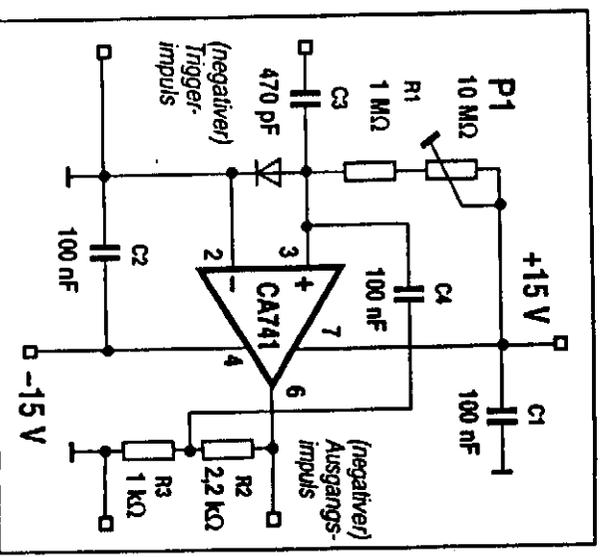
Mit einer recht simplen Trickschal-tung kann man einen OpAmp auch dazu bringen, nach dem entspre-chen Anstoß nur einen einzigen Impuls zu erzeugen; er wird dann zum mono-stabilen Multivibrator (*Monoflop*), der sich mit einem extremen Triggersi-gnal umkippen läßt (Bild 76). Der Funktionsablauf ist denkbar einfach: Im Ruhezustand bekommt der Plus-Eingang über P1/R1 positiven Pegel zugeführt, so daß der Ausgang auf HIGH liegt und der Kondensator C4 entladen ist.

Ein kurzer negativer Impuls, der über C3 an +In gelangt, ändert diese Ruhe-lage: der OpAmp-Ausgang kippt nach Minus; und der Teiler R2/R3 legt C4 mit dem rechten Anschluß auf ca. -5 V (Spannungsteilung im Verhältnis 1:2). Über das Poti und den Vorwider-

stand R1 kann sich der Kondensator C4 nun umladen. Sobald die Span-nung am Plus-Eingang in den posi-tiven Bereich kommt, kippt der Aus-gang zurück nach Plus; und der mono-stabile (negative) Ausgangsimpuls ist damit beendet.

■ Mit der angegebenen Dimensionie-rung erreicht man Ausgangsimpulse um 0,5 s; bei der CMOS-Version des 741ers lassen sich sehr hochohmige Vorw-iderstände R1/P1 verwenden, die noch längere Zeiten ermöglichen.

Bild 76: Mit dem OpAmp kann man auch Einmal-Impulse erzeugen, bei hochohmigen FET-Eingängen sogar mit sehr großen Zeiten.



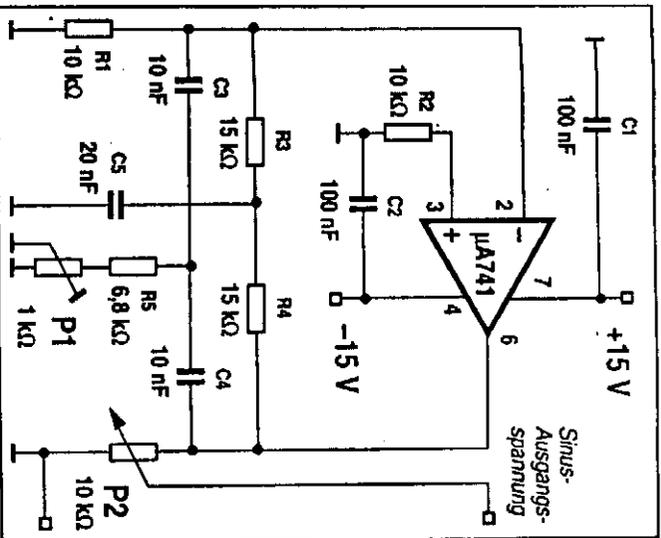


Bild 77: Bei gutem Abgleich erreicht der Doppel-T-Oszillator einen sehr niedrigen Klirrfaktor.

### Brückenbauten

Ob astabil oder monostabil – die bisherigen Schaltungen zur Impulserzeugung brachten ausschließlich Rechtecksignale hervor. Daß sich mit einem Operationsverstärker aber auch wunderschöne Sinus-Oszillatoren aufbauen lassen, ist auf den ersten Blick nicht ohne weiteres nachzuvollziehen. Wiederum bilden ganz einfache RC-Glieder die Basis für alle Zeitbläute, und Sie sehen, warum wir gerade diesen Zusammenhang in unserer Reihe 'Fachrechnen' so breiten Raum widmen.

Ohne daß wir uns an dieser Stelle zu sehr mit der Theorie beschäftigen wollen, müssen wir doch einige Worte zum Verständnis voranstellen. Wenn man eine Schwingung stabil aufrechterhalten will, dann muß man die auftretenden Verluste ausgleichen (Stromfluß-Wärme in den Widerständen, dielektrische Verluste in den Kondensatoren). Dieser Ausgleich passiert am einfachsten mit einem Verstärker, für den sich ein OpAmp in idealer Weise anbietet. Der muß gar nicht viel leisten, und seine riesengroße Leerlaufverstärkung wird nicht einmal annähernd ausgenutzt. Es genügt nämlich schon eine Verstärkung von etwas mehr als Eins:

Angenommen, wir führen bei einem OpAmp eine frequenzselektive Rückkopplung ein, so wie es mit dem Doppel-T-Netzwerk in Bild 77 geschehen ist. Dann haben beide Zweige (die T-Glieder)  $R3+R4/C3$  und  $C3+C4/R5$  einen ganz bestimmten Wechselstromwiderstand, der von der Frequenz abhängig ist.

■ Wenn  $R5$  gerade halb so groß ist wie  $R3$  bzw.  $R4$  und  $C5$  gerade doppelt so groß wie  $C3$  bzw.  $C4$ , dann gibt es eine ganz charakteristische Frequenz (die Resonanzfrequenz  $f_0$ , bei der die zurückgeführte Spannung nahezu Null wird [ $f = 1/(2 \cdot \pi \cdot R3 \cdot C3)$ ]). Bei allen anderen Frequenzen erfolgt eine Rückführung auf den Minus-Eingang, die sich verstärkungskennend auswirkt. Nur bei der Resonanzfrequenz entfällt diese Hemmung, so daß die Schaltung auf diese Hier (und nur auf dieser!) Frequenz  $f$  schwingt.

Je sorgfältiger der Abgleich mit  $P1$  erfolgt ( $R5+P1$  sollen zusammenhalb so groß sein wie  $R3$  bzw.  $R4$ ), desto schmalbandiger wird die Ausgangsfrequenz und umso niedriger liegt der Klirrfaktor; hier sind Werte um 0,1% erzielbar, was für so eine einfache Schaltung schon ganz beachtlich ist. Mit den angegebenen Werten schwingt die Schaltung auf ca. 1 kHz.

Zwei Nachteile hat diese Schaltung leider doch: Das ist erstens die instabile Amplitude und zweitens die fehlende Möglichkeit einer Frequenzverstellung. Der Wien-Brücken-Oszillator von Bild 78 vermeidet beides und liefert dabei ein Sinussignal mit passabler Reinheit (die Klirrateile liegen bei 1...2%).

■ Das Tandem-Pol  $P1$  (lineare Kennlinie) ermöglicht hier eine Verstellung der Ausgangsfrequenz im Bereich 1:10, so daß sich bei der angegebenen Dimensionierung ein Frequenzbereich von ca. 0,1...1 kHz ergibt. Durch die Rückführung auch auf den Minus-Eingang erreicht man eine sehr gute Amplitudenstabilisierung; sie setzt dann ein, wenn die Ausgangsspannung (Spitze/Spitze-Wert) den doppelten Wert der Z-Dioden-Arbeitsspannung erreicht ( $D1 = D2$ ).

Beispiel: Bei Verwendung von zwei 3,9-V-Z-Dioden beträgt die volle Ausgangsspannung ca. 8 V<sub>s</sub> oder knapp 3 V<sub>r</sub>; das Pol  $P3$  im Ausgang ermöglicht den stufenlosen Abgriff von Zwischenwerten, und  $P2$  gleicht man so ab, daß die Verzerrungen minimal werden (am besten mit dem Oszilloskop, hilfsweise mit dem Digitalvoltmeter auf ausgangssseitiges Maximum einstellen).

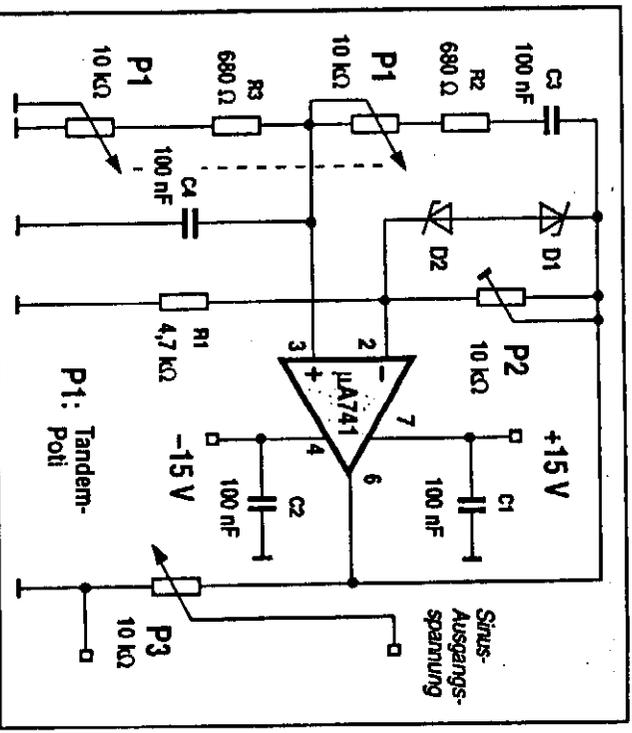


Bild 78: Dieser Wien-Brücken-Oszillator erlaubt eine Frequenzverstellung um den Faktor zehn;  $D1/D2$  stabilisieren die Amplitude des Ausgangssignals.



## Mit Ecken und Schrägen filtern

In dieser Folge unserer Grundlagenreihe setzen wir den OpAmp in verschiedenen Filterschaltungen ein. Dabei geht es darum, ganz gezielt bestimmte Frequenzen bzw. Frequenzbereiche abzuschwächen oder hervorzuheben. Wie Sie es gewohnt sind, steht hier die Praxis im Vordergrund, die Ihnen kochezeptartig erprobte Schaltungskonzepte vorstellt.

Da es aber gerade in diesem Zusammenhang schwer durchschaubare Details gibt (die übrigens auch kaum ein Lehrbuch aufklart), empfehlen wir im Zweifelsfall das Umblättern zu unseren Grundlagen des Elektronik-Fachrechnens:

■ Dort geht nämlich der Teil 10 ausführlich auf die Herkunft der ominösen Kreiszahl  $\pi$  ein, die sich an verschiedenen Stellen der Elektronik eingemischt hat (vgl. Seite 21 in diesem Heft). Da erfahren Sie die Hintergründe, während wir uns hier auf die Anwendungen beschränken.

Viele hochdekorative Leute haben sich mit elektronischen Filtern beschäftigt (u.a. *Tschetscheff* und *Butterworth*); wir geben den Schaltungen nach Sallen-Key den Vorzug, weil sie sich für unsere Belange besonders einfach realisieren lassen und zu ausgezeichneten Ergebnissen führen. Schon wenige ausgewählte (aber preisgünstige) Bauteile und Standard-Operationsverstärker liefern nachbausichere Filterschaltungen.

Mit folgenden Begriffen haben wir es hier zu tun: Ein Tiefpaß läßt nur niedrige Frequenzen ungehindert durch und schwächt hohe ab (Bild 79). Beispiel: Um die Rauschanleihe eines Verstärkers zu unterdrücken, setzt man einen Tiefpaß ein.

■ Beim Hochpaß ist es umgekehrt: Der ermöglicht den hohen Frequenzen ungehinderten Durchgang und bedämpft die tiefen (Bild 80). Beispiel: Um den 50-Hz-Netzrumm zu unterdrücken, kann man einen Hochpaß dazuschalten. – Der Bandpaß (Reihenschaltung aus Hoch- und Tiefpaß) speert hohe und tiefe Frequenzen und läßt nur einen bestimmten Bereich passieren. Diejenige Frequenz, bei der die Abschwächung beginnt, nennt man Eckfrequenz  $f_0$ .

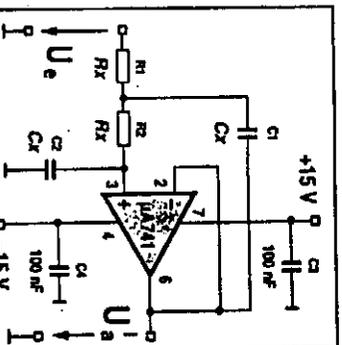


Bild 79: Das Sallen-Key-Filter zweiter Ordnung, hier mit gleichen Bauteilen als Tiefpaß beschaltet.

Eckfrequenz:

$$f_0 \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_x \cdot C_x}$$

Flankensteilheit:

-12 dB/Oktave

Verstärkung:

$$V = 1$$

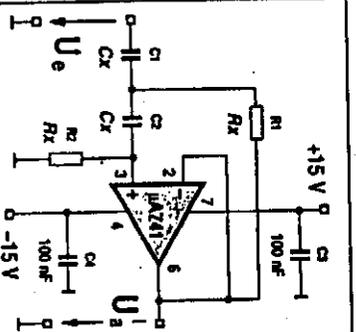


Bild 80: Beim Sallen-Key-Hochpaß sind gegenüber Bild 79 nur die Filter-Rs und -Cs vertauscht.

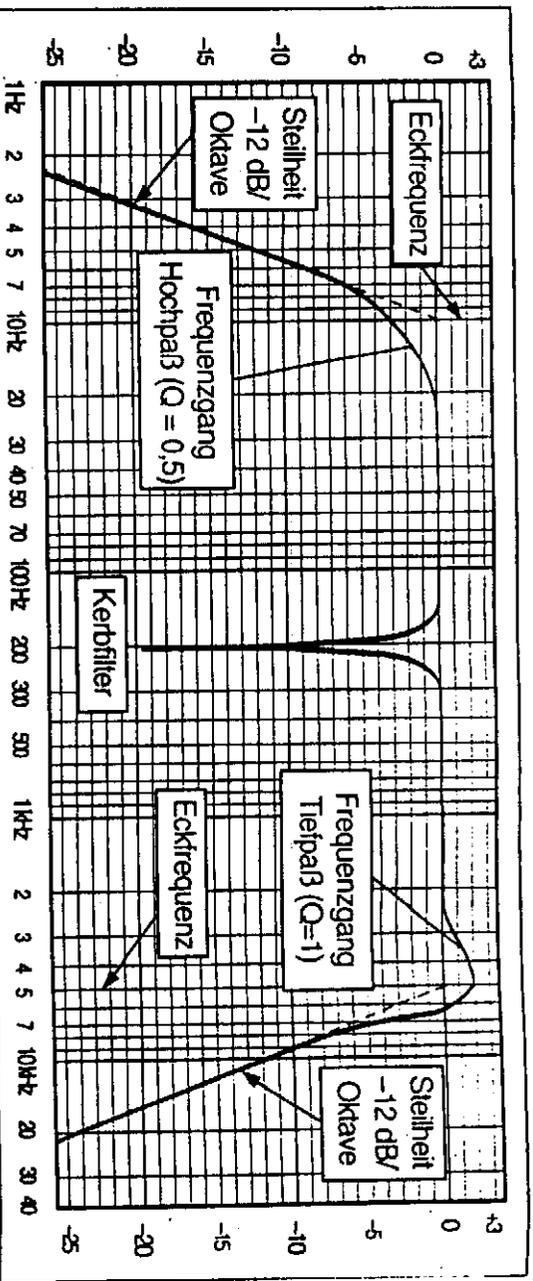


Bild 81: Hier sind auf einem Diagramm drei Frequenzgänge dargestellt; senkrecht ist die Abschwächung in Dezibel [dB] eingetragen.

Das Diagramm hier oben erläutert die genannten Zusammenhänge (Bild 81). Es besitzt eine *logarithmische Teilung* für die Frequenzachse (wazugerech) und zeigt (senkrecht eingetragen) die Abschwächung der Ausgangsspannung gegenüber der eingespeisten Spannung in *Dezibel* [dB]; bei linearem Frequenzgang sind Eingang und Ausgangsspannung gleich groß, d.h. die Abschwächung beträgt 0 dB.

■ Nur durch die Einführung der logarithmischen Skaleneinteilung lassen sich Zahlenwerte übersichtlich darstellen, die um Zehnerpotenzen auseinanderliegen. Auf die Angabe in Dezibel, die die das Verhältnis zweier Zahlen angibt, geht Teil 1 dieser Reihe kurz ein (vgl. *E-A-M* 8/90); näheres folgt im Teil 12 des Fachrechnens.

Unter einer Oktave versteht man einen Frequenzbereich, dessen oberer Wert genau doppelt so groß ist wie der untere, also z.B. den Bereich von 5 Hz...10 Hz oder von 10 kHz...20 kHz; die (Flanken-)Steilheit gibt an, wie groß Frequenzen außerhalb des Durchlaßbereichs abgeschwächt werden. Ein Wert von -12 dB/Oktave bedeutet beim *Tiefpaß* demnach, daß bei einer *Verdopplung* der Frequenz ein Abfall um -12 dB eintritt (beim *Hochpaß* ist dies bei der *Halbierung* der Frequenz der Fall).

■ Dieser Knick in der Kennlinie (der sich „weich“ vollzieht) beginnt bei der Eckfrequenz  $f_0$ ; wenn der OpAmp dann hat die Ausgangsspannung bei  $f_0$  gerade einen Abfall von -3 dB.

Sobald man dem OpAmp aber eine (geringer!) Verstärkung verpaßt, zeigt sich an der Eckfrequenz eine typische Spannungserhöhung, ähnlich wie beim Schwingkreis, in der Nähe der Resonanzfrequenz (Bild 82 und 83). Schon bei  $V \geq 22$  kommt dieses Gebilde aber in den kritischen Bereich ( $Q \geq 1$ ), bei dem die Schwingeneigung beginnt (Buckel in Bild 81 rechts).

Ergänzend sei an dieser Stelle noch folgendes festgehalten: Die Stufung in 6-dB-Schritten hat durchaus ihren Sinn: Alle -6 dB halbiert sich nämlich die Spannung, dh. -12 dB bedeuten eine Viertelung, -24 dB ein Teilung durch 16 usf; die *Addition* von dBs bedeutet eine *Multiplikation* der Zahlenwerte (dB-Subtraktion wird zur Zahlen-Division).

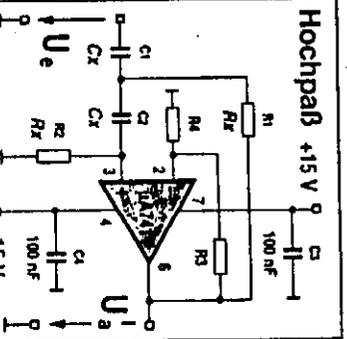


Bild 82: R3 im Rückkopplungszweig darf aus Stabilitätsgründen nie doppelt so groß werden wie R4.

**Eckfrequenz:**

$$f_0 \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_x \cdot C_x}$$

**Überhöhung (Güte):**

$$Q = \frac{1}{3 - V}$$

**Verstärkung:**

$$V = 1 + \frac{R_3}{R_4}$$

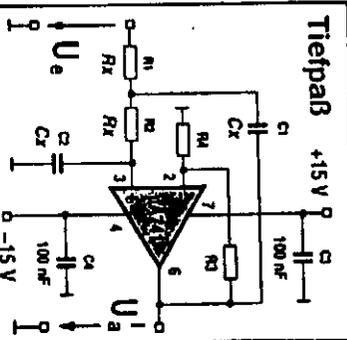


Bild 83: Gegenüber den Schaltungen der Bilder 79 und 80 hat der OpAmp hier eine Verstärkung > 1.



## Mit Ecken und Schrägen filtern

In dieser Folge unserer Grundlagenreihe setzen wir den OpAmp in verschiedenen Filterschaltungen ein. Dabei geht es darum, ganz gezielt bestimmte Frequenzen bzw. Frequenzbereiche abzuschwächen oder hervorzuheben. Wie Sie es gewohnt sind, sieht hier die Praxis im Vordergrund, die Ihnen kochezeptartig erprobte Schaltungskonzepte vorstellt.

Da es aber gerade in diesem Zusammenhang schwer durchschaubare Details gibt (die übrigens auch kaum ein Lehrbuch aufklärt), empfehlen wir im Zweifelsfall das Umblättern zu unseren Grundlagen des Elektronik-Fachrechnens:

■ Dort geht nämlich der Teil 10 ausführlich auf die Herkunft der ominösen Kreiszahl  $\pi$  ein, die sich an verschiedenen Stellen der Elektronik eingemistet hat (vgl. Seite 21 in diesem Heft). Da erfahren Sie die Hintergründe, während wir uns hier auf die Anwendungen beschränken.

Viele hochdekorierte Leute haben sich mit elektronischen Filtern beschäftigt (u.a. *Tschebyscheff* und *Butterworth*); wir geben den Schaltungen nach Sallen-Key den Vorzug, weil sie sich für unsere Belange besonders einfach realisieren lassen und zu ausgezeichneten Ergebnissen führen. Schon wenige ausgewählte (aber preisgünstige) Bauteile und Standard-Operationsverstärker liefern nachbausichere Filterschaltungen.

Mitfolgenden Begriffen haben wir es hier zu tun: Ein Tiefpaß läßt nur niedrige Frequenzen ungehindert durch und schwächt hohe ab (Bild 79). Beispiel: Um die Rauschanteile eines Verstärkers zu unterdrücken, setzt man einen Tiefpaß ein.

■ Beim Hochpaß ist es umgekehrt: Der ermöglicht den hohen Frequenzen ungehinderten Durchgang und bedämpft die tiefen (Bild 80). Beispiel: Um den 50-Hz-Netzbrumm zu unterdrücken, kann man einen Hochpaß dazuschalten. – Der Bandpaß (Reichenschaltung aus Hoch- und Tiefpaß) sperrt hohe und tiefe Frequenzen und läßt nur einen bestimmten Bereich passieren. Diejenige Frequenz, bei der die Abschwächung beginnt, nennt man Eckfrequenz  $f_0$ .

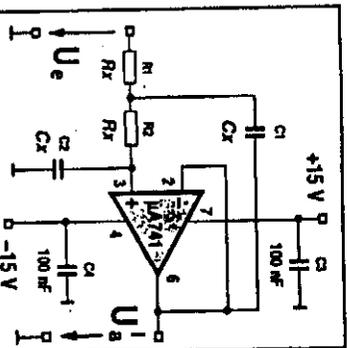


Bild 79: Das Sallen-Key-Filter zweiter Ordnung, hier mit gleichen Bauteilen als Tiefpaß beschaltet.

Eckfrequenz:

$$f_0 \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_x \cdot C_x}$$

Flankensteilheit:

$$-12 \text{ dB/Oktave}$$

Verstärkung:

$$V = 1$$

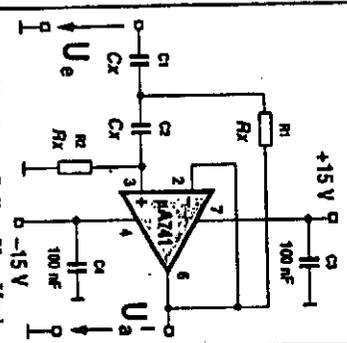


Bild 80: Beim Sallen-Key-Hochpaß sind gegenüber Bild 79 nur die Filter-Rs und -Cs vertauscht.

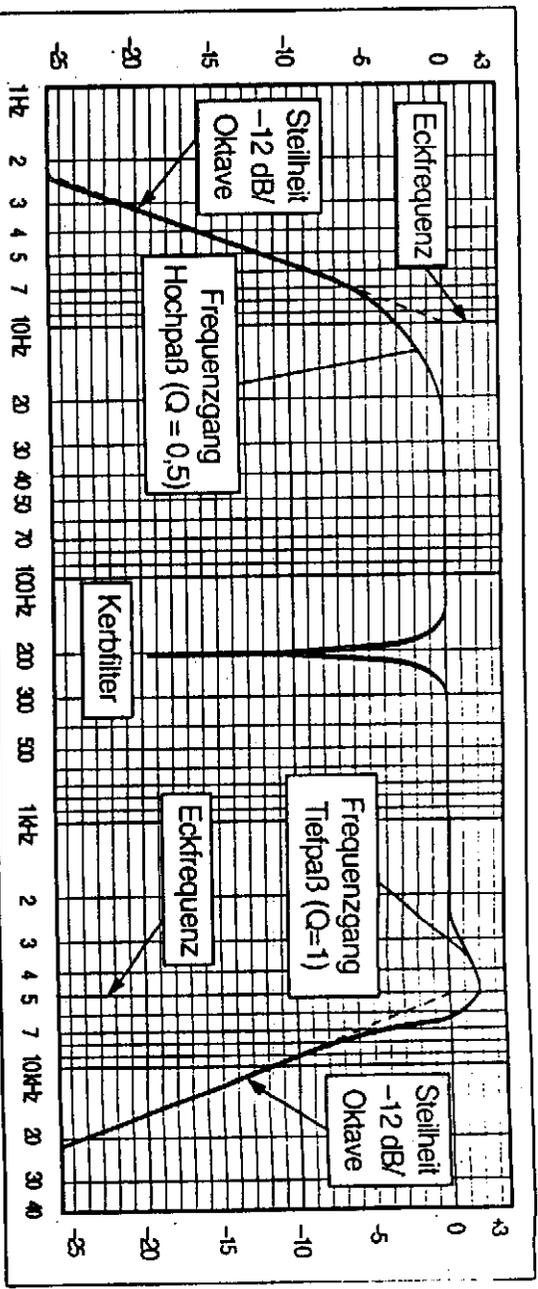


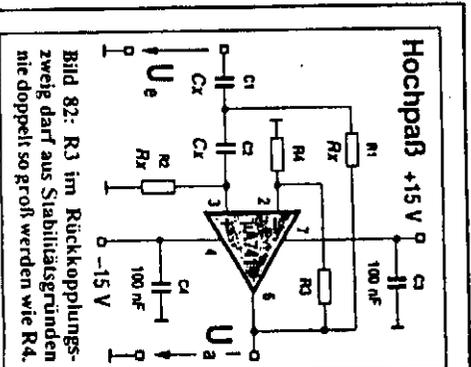
Bild 81: Hier sind auf einem Diagramm drei Frequenzgänge dargestellt; senkrecht ist die Abschwächung in Dezibel [dB] eingetragen.

Das Diagramm hier oben erläutert die genannten Zusammenhänge (Bild 81). Es besitzt eine *logarithmische Teilung* für die Frequenzachse (wagerecht) und zeigt (senkrecht eingetragen) die Abschwächung der Ausgangsspannung gegenüber der Eingangsspannung in *Dezibel* [dB]; und Ausgangsspannung gleich groß, d.h. die Abschwächung beträgt 0 dB. ■ Nur durch die Einführung der logarithmischen Skalenteilung lassen sich Zahlenwerte übersichtlich darstellen, die um Zehnerpotenzen auseinanderliegen. Auf die Angabe in Dezibel, die die das Verhältnis zweier Zahlen angibt, geht Teil 1 dieser Reihe kurz ein (vgl. *EMA-M 8/90*); näheres folgt im Teil 12 des Fachrechnens.

Unter einer Oktave versteht man einen Frequenzbereich, dessen oberer Wert genau doppelt so groß ist wie der untere, also z.B. den Bereich von 5 Hz... 10 Hz oder von 10 kHz... 20 kHz; die (Flanken-)Steilheit gibt an, wie groß Frequenzen außerhalb des Durchlaßbereichs abgeschwächt werden. Ein Wert von -12 dB/Oktave bedeutet beim *Tiefpaß* demnach, daß bei einer *Verdopplung* der Frequenz ein Abfall um -12 dB eintritt (beim *Hochpaß* ist dies bei der *Halbierung* der Frequenz der Fall). ■ Dieser Knick in der Kennlinie (der sich „weich“ vollzieht) beginnt bei der Eckfrequenz  $f_0$ ; wenn der OpAmp mit der Verstärkung  $V=1$  arbeitet, dann hat die Ausgangsspannung bei  $f_0$  gerade einen Abfall von -3 dB.

Sobald man dem OpAmp aber eine (geringe!) Verstärkung verpaßt, zeigt sich an der Eckfrequenz eine typische Spannungserhöhung, ähnlich wie beim Schwingkreis in der Nähe der Resonanzfrequenz (Bild 82 und 83). Schon bei  $V \geq 2$  kommt dieses Gebilde aber in den kritischen Bereich ( $Q \geq 1$ ), bei dem die Schwingneigung beginnt (Buckel in Bild 81 rechts).

Ergänzend sei an dieser Stelle noch folgendes festgehalten: Die Stufung in 6-dB-Schritten hat durchaus ihren Sinn: Alle -6 dB halbiert sich nämlich die Spannung, d.h. -12 dB bedeuten eine Viertelung, -24 dB ein Teilung durch 16 usw.; die *Addition* von dBs bedeutet eine *Multiplikation* der Zahlenwerte (dB-*Subtraktion* wird zur Zahlen-*Division*).



**Hochpaß +15 V**  
Bild 82: R3 im Rückkopplungs-zweig darf aus Stabilitätsgründen nie doppelt so groß werden wie R4.

**Eckfrequenz:**

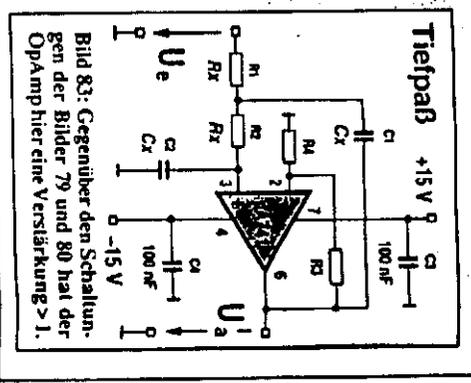
$$f_0 \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_x \cdot C_x}$$

**Überhöhung (Güte):**

$$Q = \frac{1}{3 - V}$$

**Verstärkung:**

$$V = 1 + \frac{R_3}{R_4}$$



**Tiefpaß +15 V**  
Bild 83: Gegenüber den Schaltungen der Bilder 79 und 80 hat der OpAmp hier eine Verstärkung > 1.

■ Bild 81 zeigt im linken Teil den Frequenzgang eines Hochpasses nach Bild 83 mit 10 Hz Eckfrequenz. Für  $f_0 = 10$  Hz müßte das Produkt  $R_x \cdot C_x = 16$  sein, also z.B.  $C_x = 10 \mu\text{F}$  und  $R_x = 1,6 \text{ M}\Omega$ . Grenzen für die Bauteilwerte ergeben sich einerseits durch die genommene Stufung und die Baugröße, andererseits muß das elektrische Verhalten noch gewährleistet sein, d.h.  $R_x$  muß so niedrig ohmig sein, daß er den Vorstrom für den OpAmp-Eingang noch durchläßt.

Wichtig ist die möglichst gute Übereinstimmung aller gleichlautender Bauteile  $R_x/C_x$ , die daher eng toleriert sein sollten;

Der Tiefpaß in Bild 81 ist nach der Schaltung von Bild 83 aufgebaut und besitzt für  $R_3/R_4$  gleich große Widerstände; im Bereich der Eckfrequenz von 5 kHz ist hier die erwähnte Spannungserhöhung zu erkennen, ehe sich der Frequenzgang an die -12-dB-Schräge annähert (bei höheren Frequenzen).

■ Bei 10 kHz ( $= 2 \cdot f_0$ ) fällt die Ausgangsspannung um -12 dB ab (auf ein Viertel der Eingangsspannung), bei 20 kHz (erneute Frequenzverdopplung gegenüber 10 kHz, also noch eine Oktave höher) beträgt der Abfall schon zweimal -12 dB = -24 dB, d.h. ein Sechstel der Eingangsspannung; entsprechendes gilt auf der anderen Seite für den Hochpaß.

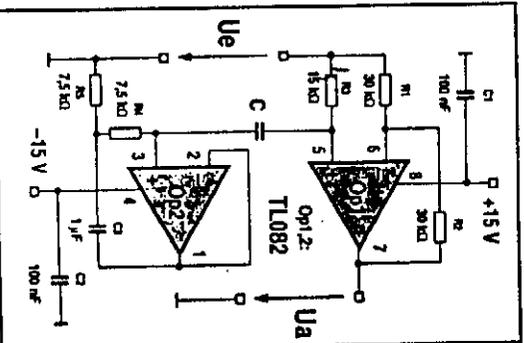
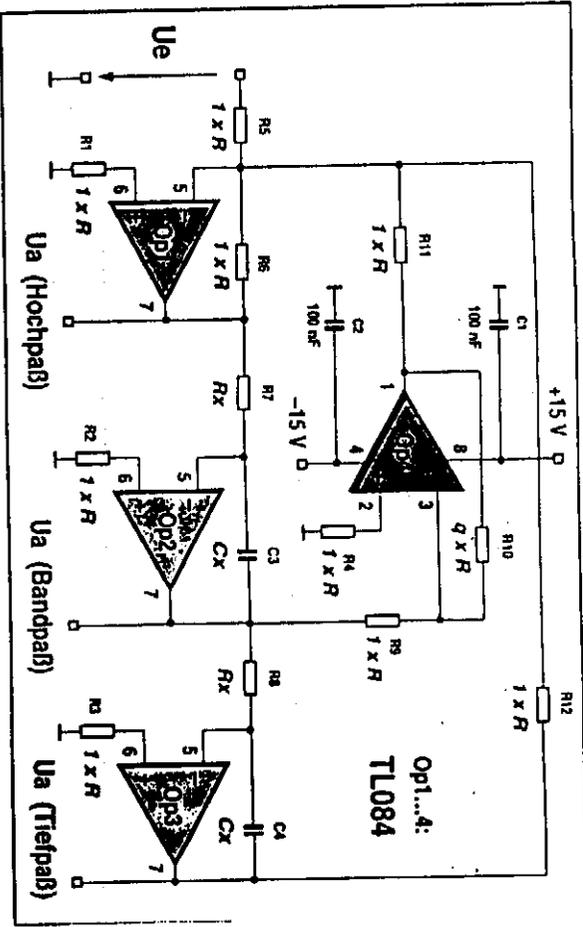


Bild 85: Dieses Kerbfiter unterdrückt gezielt eine Frequenz; Op2 dient zur Phasendrehung (Invertator-Schaltung).



Solche Filter lassen sich auch hintereinanderschalten, solange ihr Betriebsverhalten gewährleistet bleibt (d.h. Bereitstellung der Vorströme, Beibehaltung der eingestellten Gleichspannungsspiegel). Das Gesamtverhalten ergibt sich dann durch die Addition der Einzel-Charakteristiken, d.h. die Reihenschaltung zweier Hoch/Tiefpässe mit -12 dB führt zu einer Gesamtdämpfung von -24 dB.

Man kann auch zwei Filter mit unterschiedlicher Eckfrequenz kombinieren, so daß sich ein Frequenzgang mit zwei Knicken ergibt; ebenso lassen sich Tief- und Hochpaß zu einem Bandpaß zusammenschalten, der nur den Bereich zwischen unterer und oberer Eckfrequenz durchläßt.

■ Eine nach diesem Schema aufgebaute Universalschaltung zeigt Bild 84. Die links eingespeiste Wechselspannung  $u_e$  kann hier an drei verschiedenen Ausgängen mit Hochpaß-, Bandpaß- und Tiefpaßverhalten abgenommen werden. Die Werte  $R_x/C_x$  bestimmen wieder die Eckfrequenz, während alle übrigen Widerstände (bis auf  $R_{10}$ ) denselben Wert haben (z.B. einheitlich  $100 \text{ k}\Omega$ ).

Der Rückkopplungszweig  $R_{10}/R_{11}$  bestimmt auch hier das Einschwingverhalten bei der Eckfrequenz, d.h. je näher sich bei  $R_{10}$  der Faktor 'q' dem Wert 2 nähert, desto größere Überschwinger gibt es in der Nähe von  $f_0$ .

■ Unter einem Kerbfiter (engl. *Notch Filter*) versteht man eine Schaltung, deren Frequenzgang eine scharfe Einkerbung besitzt (Bild 85). Es wird dann gezielt nur eine bestimmte Frequenz unterdrückt, wie beispielsweise die 200 Hz in der mittleren Darstellung von Bild 81. So etwas benutzt man u.a. bei der Digitalisierung von Sprache, um die Abstrahlung aus dem übrigen Frequenzgemisch herauszufiltern.

In der Schaltung links legt ein einziger Kondensator C die gewünschte Frequenz fest, die das Filter unterdrücken soll (Bild 86). Dieses Verhalten entsteht durch das bewußte Ausnutzen der Phasendrehung (*Generator-Effekt*; vgl. auch Teil 8 dieser Reihe ab Seite 36).

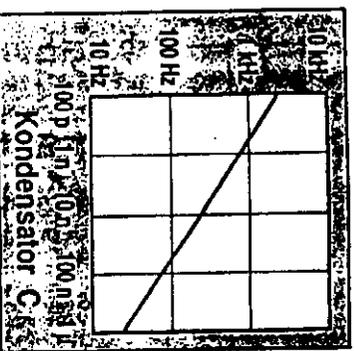


Bild 86: Beim Kerbfiter nach Bild 85 bestimmt die Kapazität des Kondensators C die Mittenfrequenz.

## Noch mehr auf dem Kerbholz

Wenn man ein solches Kerbfilter einsetzt, dann sollen die Frequenzen links und rechts von der Sperrfrequenz möglichst wenig bedämpft werden, d.h. die Einkerbung soll möglichst scharf sein; das erreicht man durch den Einsatz eines aktiven Doppel-T-Filters, bei dem ein Teil der Ausgangsspannung zurückgeführt wird (über Poti P1 und Op2; Bild 87). Die Kertschärfe nimmt zu, je weiter der Schleifer des Potis in Richtung R4 schiebt; läge er direkt am Op1-Ausgang, dann würde die Schaltung anfangen, auf der Mittenfrequenz zu schwingen (hier 50 Hz).

■ Zwei Dinge sind hier festzuhalten: Erstens kann man bei entsprechend hochohmigen OpAmps große Widerstandswerte (und demzufolge kleine Kondensatoren) einsetzen; daraus resultiert auch bei niedrigen Frequenzen eine kleine Baugröße des Filters. Zweitens sind alle hier gezeigten Schaltungen mit gleichartigen Bauteilen aufbaubar; d.h. sie lassen sich durch Reihen- oder Parallelschaltung derselben Bauteilwerte realisieren ( $4,1 \text{ M}\Omega = 8,2 \text{ M}\Omega / 2$  oder  $780 \text{ pF} = 390 \text{ pF} + 390 \text{ pF}$ ).

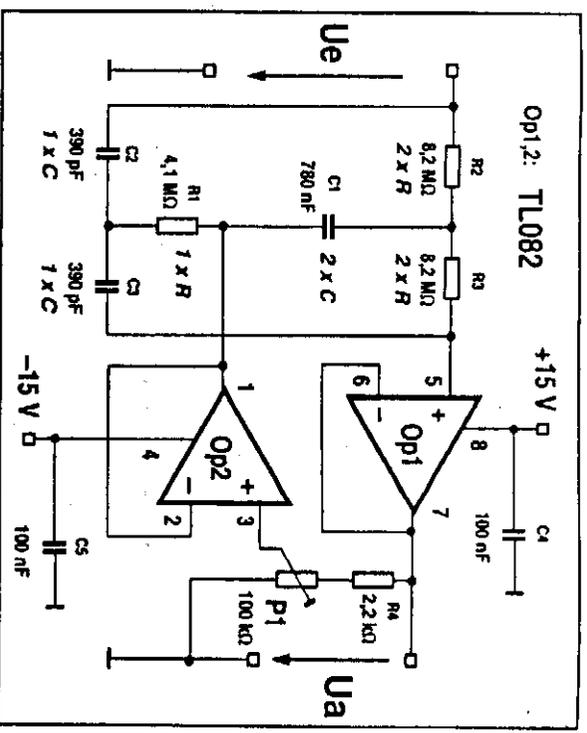


Bild 87: Ein mit Doppel-T-Glied aufgebautes Sperrfilter, bei dem man mit dem Poti P1 die Kertschärfe im Übertragungsverhalten einstellen kann ( $f_0 = 50 \text{ Hz}$ ).

■ In der Schaltung von Bild 87 ergibt sich die Kerbfrequenz fokal Kehrwert aus  $4 \cdot \pi \cdot R \cdot C$  (nicht  $2 \cdot \pi \cdot R \cdot C$  wie bei Bild 79/80 bzw. 82/83). Ein aktives 50-Hz-Filter mit derart kleinen Bauteilwerten aufzubauen ist äußerst bemerkenswert; dies ist ein weiterer Pluspunkt für den Einsatz der (zu recht) so hochgelobten Operationsverstärker!

Allerdings soll auch der gravierendste Nachteil dieser Filterschaltungen nicht verschwiegen werden: Der eingesetzte OpAmp muß eine Grenzfrequenz haben, die mindestens fünf- bis zehnmal so groß ist wie die gewünschte Eckfrequenz; nur unter dieser Voraussetzung kann der OpAmp bei fo noch so weit verstärken, wie es die hier zugrunde liegende Filter-Theorie voraussetzt. Sie werden daher kaum aktive RC-Filter-schaltungen sehen (bzw. bezahlen können), die noch bei 100 kHz oder mehr arbeiten!

■ Ein im Rückkopplungs-zweig liegendes Doppel-T-Filter kann zu einer sehr selektiven Rückführung dienen (vgl. Sinus-Oszillator Bild 77). Nutzt man diesen Effekt bei einem Verstärker aus, dann läßt der bevorzugt nur diese Mittenfrequenz durch, weil nur dabei die Gegenkopplung Null wird (= maximale Verstärkung; Bild 88).

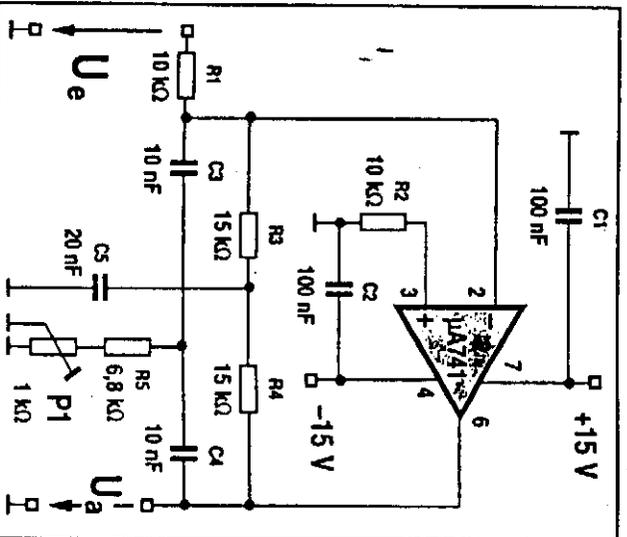


Bild 88: Im Gegensatz zum Kerbfilter bevorzugt dieser selektive Verstärker eine bestimmte Frequenz (hier 1 kHz).

## Der guten Ordnung halber

Um die Filtergeschichten abzurunden, sei noch eine Erläuterung angefügt, die aus Bild 79 übriggeblieben ist; dort war von einer Filterschaltung Zweiter Ordnung die Rede. Damit hat es folgende Bewandnis:

■ Auch ein einfaches RC-Glied hat unbestritten Filterwirkung, d.h. ein *Integrierglied* wird zum *RC-Tiefpaß* und ein *Differenzglied* zum *RC-Hochpaß* (vgl. Teil 9 der Grundlagen des Fachrechnens im *EA-M 1/92*). Durch das frequenzabhängige Verhalten des Kondensators sinkt die Ausgangsspannung bei der Eckfrequenz (Blindwiderstand gleich Wirkwiderstand) auf 0,7 ab, d.h. so ein einfaches RC-Hoch/Tiefpaß-Gebilde hat bei fo eine Steilheit von -3 dB; dieses simpliste aller „Filter“ hat daher die nullte Ordnung, und ein Abfall auf 0,5 (-6 dB) kennzeichnet ein Filter erster Ordnung.

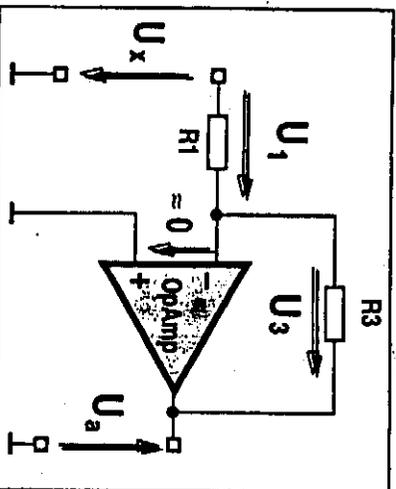
Filterschaltungen von besserer Qualität bekommen eine dementsprechend höhere Ordnungszahl: Bei -12 dB spricht man also von einem Filter Zweiter Ordnung, bei -24 dB hat man es mit einem Filter Vierter Ordnung zu tun usw. Ist diesbezüglich nun alles in Ordnung?

### ☐ Eine Operation, die immer glückt

Zu den vielfältigen Einsatzmöglichkeiten für Operationsverstärker gehören die Rechenschaltungen, von denen sich ursprünglich die Bezeichnung 'OpAmp' ableitet (Verstärker für Rechenoperationen). Auch wenn es im Zeitalter der Digitalrechner verwundern mag: Mit diesen Schaltkreisen kann man richtig rechnen, und zwar auf analoger Basis, indem man Spannungen oder Ströme auf geeignete Weise miteinander verknüpft.

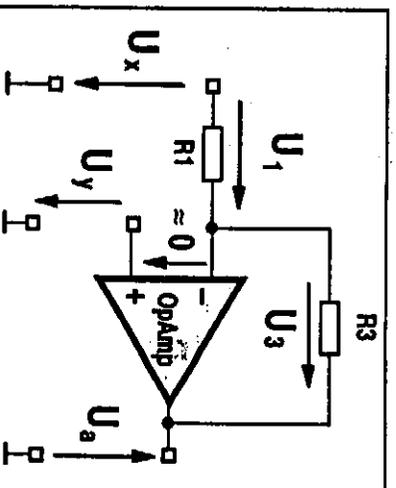
Im Prinzip ist das nichts Neues, denn bereits die ganz normale Verknüpfung von  $U_a$  und  $U_x$  ( $=U_e$ ) besteht ja in einer Multiplikation; beim invertierenden Verstärker bestimmen die Rückkopplungswiderstände den Faktor, mit dem  $U_x$  multipliziert wird (Bild 89). Mit der Einführung der Hysterese und der damit verbundenen Mitkopplung haben dann erstmals zwei verschiedene Einflüsse auf einen OpAmp-Eingang gewirkt (gleich- oder gegensinnig; vgl. Bild 70 in Teil 9). Da ging es bereits um die Addition bzw. Subtraktion von Spannungen.

■ Noch deutlicher wird das an der Prinzipdarstellung von Bild 90. Da liegt der nichtbeschaltete Plus-Eingang nicht an Masse, sondern ist um die Spannung  $U_y$  verschoben. Grundsätzlich ist es egal, ob dies nach Plus oder Minus hin passiert, man muß das Vorzeichen nur konsequent mit durchschleifen: Die beiden Schaltungen unten unterscheiden sich dadurch, daß die Ausgangsspannung  $U_a$  bei positivem  $U_y$  etwas weniger ausschlägt als links; der Klammersatz drückt vor  $U_y$  gibt den Grad dieser Abschwächung an.



$$\frac{-U_a}{U_x} = \frac{R_3}{R_1}$$

$$U_a = -\frac{R_3}{R_1} \cdot U_x$$

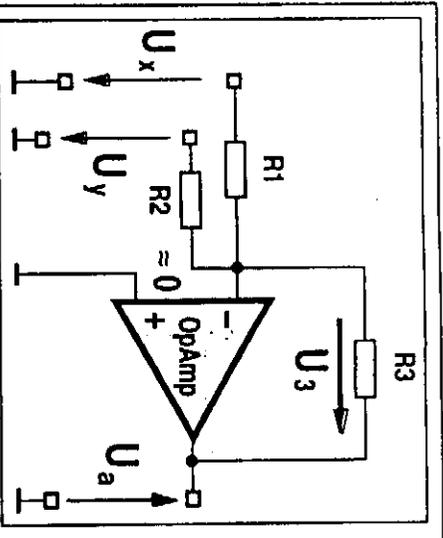


$$\frac{-(U_a - U_y)}{U_x - U_y} = \frac{R_3}{R_1}$$

$$U_a = -\left[\frac{R_3}{R_1} \cdot U_x - \left(\frac{R_3}{R_1} + 1\right) \cdot U_y\right]$$

Bild 89 (links): Das ist der bekannte invertierende Verstärker aus Teil 5 (vgl. Bild 36 und Bild 38).

Bild 90 (rechts): Hier liegt der Plus-Eingang nicht mehr an Masse, sondern um  $+U_y$  verschoben; Udr ist aber nach wie vor ungefähr 0.

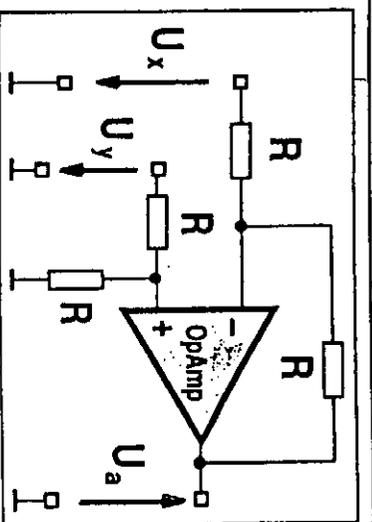


$$U_a = - \left( \frac{R_3}{R_1} \cdot U_x + \frac{R_3}{R_2} \cdot U_y \right)$$

Bild 91: Am Minus-Eingang ist die Summe der Teilströme  $U/R$  gleich.

Anschaulich kann man sich den Ansatz zu Bild 90 so erklären, daß die an den OpAmp-Eingängen wirksame Differenzspannung nicht mehr  $U_x - 0$  ist (massbezogen), sondern um  $U_y$  davon verschoben liegt: an den Eingängen wirkt also nur noch die Differenz  $U_x - U_y$ . Und diese Verschiebung um  $+U_y$  verringert den Ausschlag von  $U_a$  in negativer Richtung, so daß die Ausgangsspannung  $U_a$  betragsmäßig um  $U_y$  kleiner wird ( $U_a - U_y$ ). Das Minuszeichen vor der Klammer  $-(U_a - U_y)$  gibt nur die Richtung von  $U_a$  an; bei positiver Ansteuerung am Eingang wird die Ausgangsspannung (beim invertierenden Verstärker) negativ.

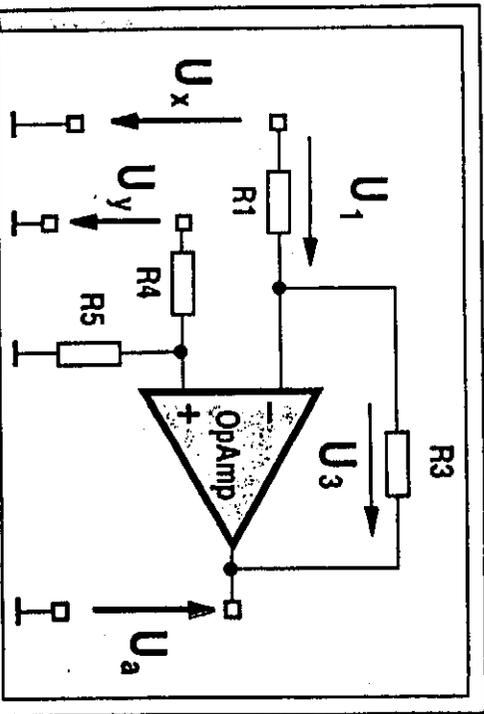
Bild 93: So einfach kann das Rechnen mit OpAmps sein, wenn man alle Widerstände gleich groß macht.



$$U_a = -(U_x - U_y) = U_y - U_x$$

■ Wie schön dieses Rechnen mit analogen Größen abläuft, geht auch aus Bild 91 hervor: hier wirken beide Spannungen  $U_x$  und  $U_y$  auf den Minus-Eingang, was natürlich nicht ohne Auswirkung auf  $U_a$  bleiben kann. Um das zu untersuchen, geht man von folgender Überlegung aus: Wenn in den Minus-Eingang -In kein (nennenswerter) Strom fließt, dann herrscht an diesem Punkt Gleichgewicht zwischen den zu- und abfließenden Strömen; das ist einleuchtend, denn schließlich kann nirgendwo Strom verlorengehen. Die Summe der Ströme  $+I_1$  (durch  $R_1$ ) und  $+I_2$  (durch  $R_2$ ) ist also genauso groß wie  $-I_3$  (durch  $R_3$ ).

Auf dem Weg zu einer ganz einfachen Plus/Minus-Rechenschaltung gehen wir noch einen kleinen Umweg, der an die einseitige Schaltung von Bild 90 anknüpft. Angenommen, wir haben es wieder mit einer Verschiebung des Plus-Eingangs zu tun; allerdings wird die Spannung  $U_y$  diesmal über einen Teiler  $R_4/R_5$  zugeführt, so daß am OpAmp nur ein Teil von  $U_y$  wirksam wird (Bild 92). Dann muß man in der Ausgangsgleichung von Bild 90 vor  $U_y$  lediglich den Faktor einfügen, um den diese zweite Spannung abgeschwächt wird; und das ist das Verhältnis von  $R_5/(R_4+R_5)$ , also der Teilerfaktor dieses Spannungsteilers.



$$U_a = - \left[ \frac{R_3}{R_1} \cdot U_x - \left( \frac{R_3}{R_1} + 1 \right) \cdot \left( \frac{R_5}{R_4 + R_5} \right) \cdot U_y \right]$$

Bild 92: Wie in Bild 90 ist auch hier der Plus-Eingang verschoben; durch  $R_4/R_5$  wird aber nur ein Teil von  $U_y$  am OpAmp wirksam (die zweite Klammer vor  $U_y$ ).

Genau das ist der Ansatz, aus dem sich die Beziehung für  $U_a$  ableiten läßt (im Bild 91 unten). Anschaulich bedeutet dies, daß beide Eingangsspannungen  $U_x$  und  $U_y$  ihren Anteil für  $U_a$  liefern; jede für sich wird im Verhältnis der Rückkopplungswiderstände  $R_3/R_1$  (bei  $U_x$ ) bzw.  $R_3/R_2$  (bei  $U_y$ ) verstärkt, und aus diesen beiden Anteilen setzt sich die negative Ausgangsspannung  $-U_a$  zusammen. Die eingangsseitige Addition taucht auch am Ausgang wieder auf, wobei allerdings die krummen Faktoren der Widerstandsverhältnisse noch etwas unschön aussuchen.

■ Heraus kommt der Bandwurm über der Bildunterschrift hier oben, der einem die Freude am analogen Rechnen verfeiden kann; das ändert sich schlagartig, wenn man alle Widerstände gleich groß macht. Dann sieht in der Gleichung von Bild 92 vor  $U_x$  der Faktor 1, weil  $R_3 = R_1$  ist. In der ersten runden Klammer wird  $1 + 1 = 2$ , während die zweite runde Klammer  $1/2$  ergibt, so daß auch für  $U_y$  nur noch der Faktor 1 übrigbleibt. Damit ergeben sich die Verhältnisse von Bild 93, bei dem sich  $U_a$  als simple Summe oder Differenz der Teilspannungen  $U_x$  und  $U_y$  einstellt!

■ Das Rechnen mit OpAmps macht aber keineswegs halt bei der einfachen Addition- oder Subtraktion. Wenn man die bei den Grundlagen vorgestellten Voraussetzungen konsequent anwendet, kommt man noch zu ganz anderen Ergebnissen. Erinnern wir uns an Teil 5 dieser Reihe, in dem wir folgendes festgehalten haben: Am OpAmp-Ausgang stellt sich immer eine Spannung  $U_a$  ein, die zusammen mit der Rückkopplung der Eingangs-Differenz  $U_{BE}$  die Waage hält. Am Beispiel von Bild 91 haben wir das noch etwas anders ausgedrückt: Bei Null-Eingangsstrom ist der zufließende Strom genauso groß wie der abfließende.

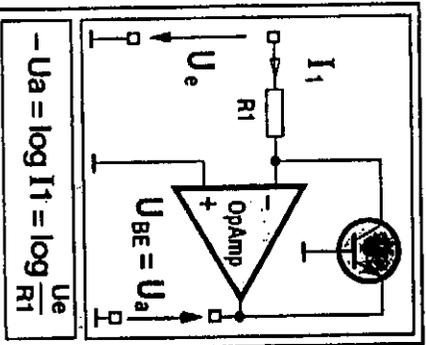


Bild 94: Durch die logarithmische  $U/I$ -Transistorcharakteristik wird der OpAmp zum Logarithmierer.

Das gilt natürlich auch dann, wenn im Rückkopplungsweig kein ohmscher Widerstand mehr liegt sondern ein Transistor wie in Bild 94. Bei dem besteht zwischen Steuerspannung  $U_{BE}$  und Kollektorstrom kein linearer Zusammenhang mehr, sondern ein exponentieller. 'Wissenschaftlich' ausgedrückt heißt das, daß der Kollektorstrom einen logarithmischen Verlauf über der Basis/Emitter-Spannung hat. In der Praxis wird daraus der schönste Logarithmierer, wenn ein OpAmp-Ausgang die Basis/Emitter-Spannung liefert, dann ergibt sich nämlich zwischen  $U_a$  und dem Eingangstrom  $I_1$  (= Kollektorstrom  $I_c$ ) ein logarithmischer Zusammenhang (natürlicher Logarithmus  $\ln$ ). Den kann man z.B. zur Ansteuerung eines linearen Meßwertes ausnutzen, das logarithmische Spannungsverläufe darstellt.

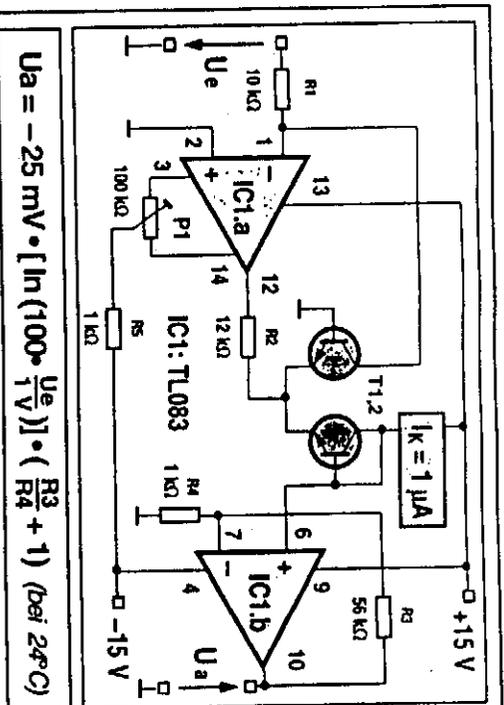


Bild 95: Die Gleichung ist auf die Werte der Schaltung zugeschnitten;  $U_a$  hängt von der absoluten Temperatur in K ab!

Hierbei stört natürlich die Verknüpfung vollkommen unterschiedlicher Größen wie Eingangstrom und Ausgangsspannung; diesen Schönheitsfehler bügelt die Schaltung von Bild 95 aus. Hier führt  $U_e$  zu einem exponentiellen Verlauf des  $T_1$ -Kollektorstroms;  $T_2$  bekommt einen Konstantenstrom  $I_k$  eingepreßt, so daß Stromänderungen in diesem Differenzverstärker  $T_1/T_2$  zu Änderungen der Basis/Emitter-Spannung von  $T_2$  führen. Und die werden in bekannter Weise vom nichtinvertierenden Ausgangsverstärker  $IC1.b$  verstärkt. Die Beziehung von  $U_a/U_e$  hängt von  $I_k$  und  $R_1$  ab; bei  $U_e = 10 \text{ mV}$  fließt auch durch  $T_1$  genau  $1 \mu\text{A}$ , so daß die  $T_2$ -Basisspannung (gegen Masse gemessen) und die Ausgangsspannung  $U_a$  gerade Null sind.

■ Der zugrunde liegende Zusammenhang von  $U_a/U_e$  gilt nur für Kleinsignalansteuerung und ist von der absoluten Temperatur in Kelvin abhängig ( $24^\circ\text{C} = 297 \text{ K}$ ). Dann aber läßt sich diese Schaltung über sechs Dekaden einsetzen, dh. für  $U_e = 10 \mu\text{V} \dots 10 \text{ V}$ , wobei sich eine Ausgangsspannung  $U_a = \pm 10 \text{ V}$  einstellt. Der Multiplizierer von Bild 96 ist ganz ähnlich aufgebaut. Der erste OpAmp  $IC1.a$  arbeitet als steuerbarer Stromquelle (Einganggröße  $U_x$ ), dessen Ausgangsstrom im Differenzverstärker  $T_1/T_2$  multipliziert wird (über  $U_y$ ).  $IC1.b$  dient dann nur noch als Verstärker für die Differenzspannung an  $R_7/R_8$ . Für einen sorgfältigen Offset-Abgleich sollte die  $T_2$ -Basis über ein Netzwerk an Masse liegen wie es Bild 52 zeigt.

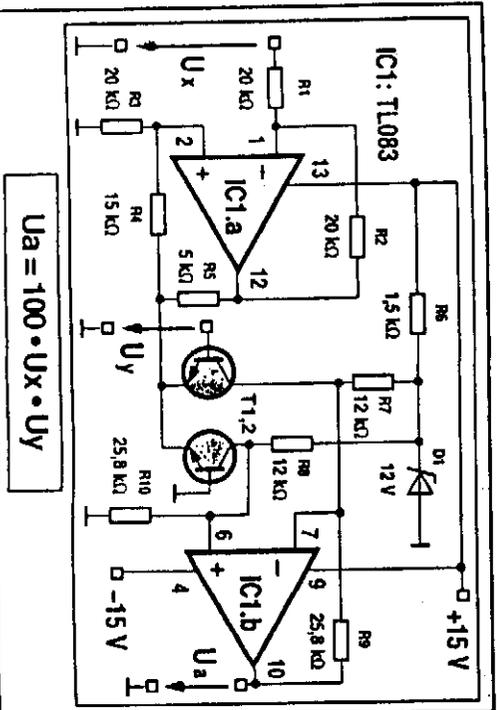


Bild 96: Bei diesem Analog-Multiplizierer müssen  $R_7$  und  $R_8$  sehr genau übereinstimmen (besser als 0,1 %).

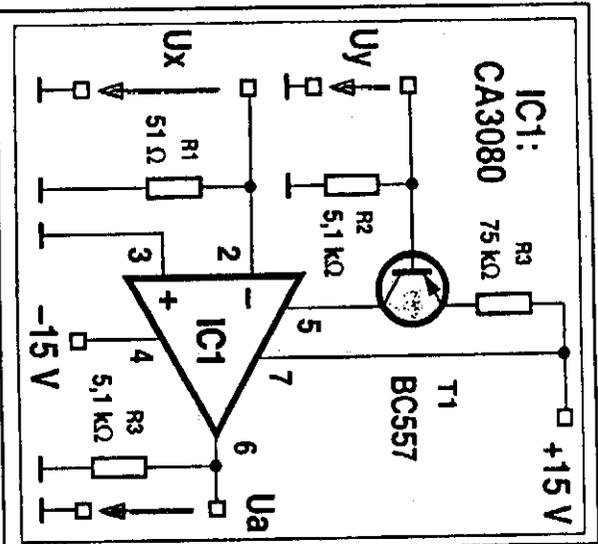


Bild 97: Bei diesem Modulator wird die Verstärkung über den Vorstrom von T1 beeinflusst.

Der in Bild 96 gezeigte Multiplizierer verknüpft also die beiden Spannungen  $U_x$  und  $U_y$  miteinander, unabhängig davon multipliziert IC1 b die Differenzspannung an R7/R8.

Die Multiplikation zweier Spannungen (nicht nur die Verstärkung einer Spannung mit einem Faktor) ist ein häufig vorkommendes Problem in der Elektronik. Beim Rundfunk beispielsweise gibt es die grundsätzliche Unterscheidung zwischen Frequenz- und Amplitudenmodulation. Bei AM wird die hochfrequente Trägerschwingung im Rhythmus des niedrigeren Audio-Signals moduliert, d.h. die HF-Amplitude schwankt je nach NF-Lautstärke zwischen Null und Maximum, die Höhe der Berge und Täler auf der Hüllkurve hängt von der NF-Frequenz ab, also der Tonhöhe.

■ Um das zu realisieren, gibt es ganz unterschiedliche Möglichkeiten (u.a. Röhren oder MOSFETs mit mehreren Steuerelektroden). Aber auch mit OpAmps läßt sich so etwas bewerkstelligen, beispielsweise mit Hilfe eines Modulators, wie ihn Bild 97 zeigt. Hier spielt ein sogenannter OTA die Hauptrolle, ein *Operational Transconductance Amplifier* (vgl. E-4-M 2/86 und Tabelle 3 im vierten Teil).

Bei diesem speziellen OpAmp Typ wird die (Strom-)Verstärkung über den am Eingang 5 zugeführten Vorstrom gesteuert (*Amplifier Bias Current I<sub>bias</sub>*). Bei konstantem, über einen Widerstand eingespeisten Vorstrom ergibt sich also ein bestimmter Ausgangsstrom I<sub>a</sub>, der am Lastwiderstand R<sub>3</sub> auch eine konstante Ausgangsspannung U<sub>a</sub> hervorruft. Variiert man I<sub>bias</sub> über die Basis/Emitter-Spannung des Transistors, dann resultiert daraus die gewünschte Modulation der Ausgangsspannung.

Wie bei allen vorgestellten Schaltungen ist auch hier ein Temperatureinfluß vorhanden, den man bei der praktischen Schaltungsrealisierung berücksichtigen muß. Durch die Verwendung eines pnp-Transistors für T1 kann man bei diesem Modulator den Temperatureingang weitgehend kompensieren; er hebt sich nämlich mit dem gegenläufigen Temperatureffizienten der internen npn-Transistoren nahezu auf.



## Von Wandlern und Umsetzern

In der Technik kommt es häufig vor, daß man Meßgrößen in ihrer ursprünglichen Form nur schlecht oder überhaupt nicht auswerten kann. Eine Temperatur beispielsweise erfährt man am besten über die Widerstandsänderung eines temperaturabhängigen Bauteils (z.B. Heißleiter). Hier und anderswo geht es um die Nutzung geeigneter Umwege, auf denen man zum Ziel kommt. Und bei einer derartigen Umwegs-Verarbeitung hilft uns wieder einmal unser guter alter OpAmp; er wird zum Umsetzer oder Wandler (z.B. Analog/Digital-Wandler).

Ein Standardproblem der Elektronik besteht darin, Stromquellen aufzubauen. Zur Erinnerung: Während eine Spannungsquelle dazu dient, unabhängige von fließenden Strom die angebotene Spannung konstant zu halten, liefert eine Stromquelle einen konstanten Strom, unabhängig von Spannungsschwankungen am Verbraucher (in diesem Zusammenhang spricht man auch vom *eingepprägten Strom*). Ein fester Konstantstrom läßt sich noch relativ einfach mit Transistor plus Emittierwiderstand generieren; wenn es konfortabler zugehen soll, möchte man die Stromquelle aber über eine Steuerspannung beeinflussen können.

■ Eine solche Prinzipschaltung zeigt Bild 98: Systembedingt sorgt der OpAmp dafür, daß die Spannung an seinen beiden Eingängen gleich ist; das schafft er nur, wenn der Emittierstrom an R denselben Spannungsabfall hervorruft wie er durch die Steuerspannung  $U_e$  vorgegeben wird. Weil Kollektor- und Emittierstrom (fast) gleich sind, läßt sich der Konstantstrom  $I_a$  über  $U_e$  beeinflussen. Da der Emittierstrom in Wirklichkeit aber um den Basisstrom größer ist als der Kollektorstrom, entsteht ein Fehler in der Größenordnung der Gleichstromverstärkung (0,5... 1%), der reduziert sich bei Verwendung eines Darlington-Transistors (Bild 99).

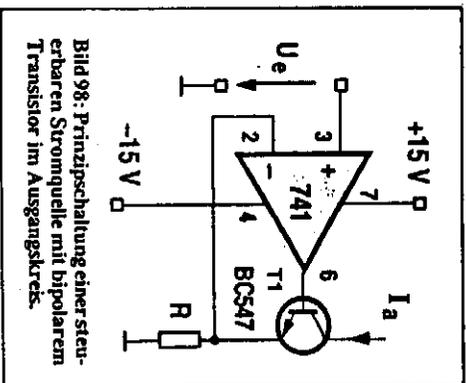


Bild 98: Prinzipschaltung einer steuerbaren Stromquelle mit bipolarem Transistor im Ausgangskreis.

konstanter Ausgangsstrom  $I_a$ :

$$I_a \approx \frac{U_e}{R}$$

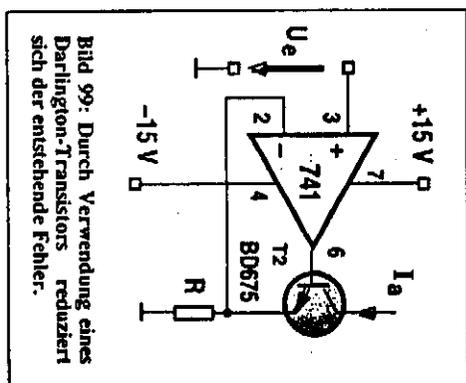
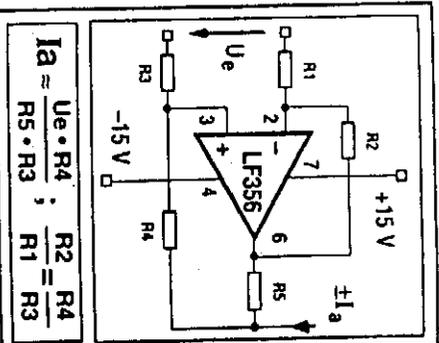


Bild 99: Durch Verwendung eines Darlington-Transistors reduziert sich der entstehende Fehler.



$$I_a \approx \frac{U_e \cdot R_4}{R_5 \cdot R_3} ; \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$

Bild 100: So lassen sich Konstantstromerzeugung beider Polaritäten erzeugen.

Genau genommen handelte es sich bei den Schaltungen der Bilder 98 und 99 nicht um eine Stromquelle, sondern um eine Stromsenke; denn schließlich fließt der Konstantstrom  $I_a$  in die Schaltung hinein und „verschwindet“ dort im Minusbereich. Nur bei entgegengesetzter Polarität, also beim Herausfließen des Konstantstroms, wäre es richtig, vom *Quellen* zu sprechen.

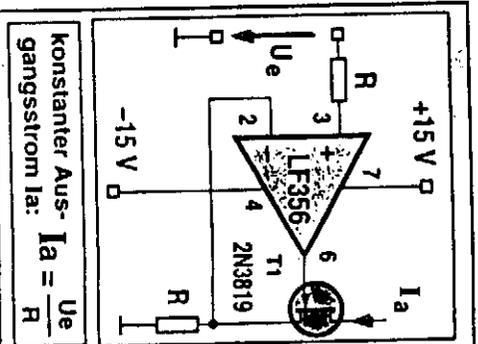
■ Daß diese Unterscheidung keine Haarpalerei ist, wird in anderem Zusammenhang deutlich: Beim Stromkanal eines Feldeffekttransistors spricht man auch von Quelle (engl. *Source*) und Senke (engl. *Sink* bzw. *Drain* [genauer: Abfluß]) und meint damit denjenigen Anschluß, aus dem der Strom herauskommt (S) bzw. denjenigen, in dem er gewissenmaßen verschwindet (D). In jedem Fall gehen wir natürlich von der technischen Stromrichtung aus, d.h. wir untersuchen (wahrheitswidrig), daß die Elektronen von Plus nach Minus wandern und dies die positive Stromrichtung ist (= Pfeilrichtung).

Auch bei der Konstantstromerzeugung kommen beide Polaritäten vor, d.h. von der Schaltung geliefert wird positiver Strom (Stromquelle) und in die Schaltung hineinfließender negativer Strom (Stromsenke). Um die Flußrichtung gegenüber den Schaltungen der Bilder 98 und 99 umzukehren braucht man anstelle der npn-Transistoren nur pnp-Typen einzusetzen; alternativ dazu gibt es aber noch eine ganz andere Möglichkeit:

■ Wenn Sie sich das Bild 100 hier links betrachten, dann ist dies (wie auch alle anderen!) nur wieder die konsequente Ausnutzung der ausführl. beschriebenen OpAmp-Eigenschaften: Angenommen, wir legen über die Widerstände  $R_1$  und  $R_3$  an den OpAmp eine Eingangsspannung  $U_e$ ; dann reagiert der Verstärker ausgangsseitig derart, daß die Differenzspannung zwischen seinen Eingängen  $+I_n$  und  $-I_n$  (nahezu) Null wird. Genau genommen bleibt eine so große Differenzspannung bestehen, daß unter Einbeziehung von Leertlaufverstärkung und Rückkopplung Gleichgewicht zwischen Ein- und Ausgang besteht (vgl. Teil 5 dieser Reihe).

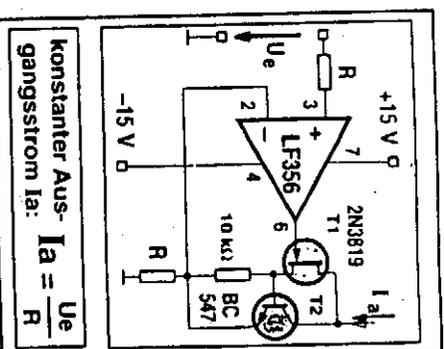
Bei positiver Auslenkung des invertierenden Eingangs  $-I_n$  geht der OpAmp-Ausgang in Minus-Richtung; die Größe des Ausschlags hängt vom Verhältnis der Rückkopplungswiderstände  $R_2/R_1$  ab. Die Ausgangsspannung  $U_a$  verhält sich zu  $U_e$  wie  $R_2$  zu  $R_1$  (mit dem Plus-Eingang  $+I_n$  als Bezugspotential). Wenn wir den Strom durch  $R_4$  vernachlässigen, dann ist die Ausgangsspannung  $U_a$  gerade  $I_a \cdot R_5$  groß, und das entspricht dem Verhältnis  $R_2/R_1$  verstärkten Eingangsspannung  $U_e$ .

Nach  $I_a$  umgestellt ergibt sich die im unteren Kasten von Bild 100 eingetragene Beziehung. Die Näherung kommt dadurch zustande, daß in Wirklichkeit über  $R_4$  ein Strom fließt, der den Konstantstrom verfälscht.



$$\text{konstanter Aus- } I_a = \frac{U_e}{R}$$

Bild 101: Durch den Einsatz eines FETs entsteht eine Präzisions-Stromquelle (bis in nA-Bereich funktionsfähig).



$$\text{konstanter Aus- } I_a = \frac{U_e}{R}$$

Bild 102: Präzision gepart mit Poper: Hier geht es bis über 150 mA.

Dasselbe wiederholt sich mit umgekehrten Vorzeichen, wenn man  $U_e$  umpolt; macht man die Verhältnisse  $R_2/R_1$  und  $R_4/R_3$  gleich groß, dann entsteht eine in beiden Richtungen steuerbare Stromquelle/-senke. Ein weiterer Nachteil dieser Schaltung besteht darin, daß der verfügbare Konstantstrom relativ klein ist.

■ Um Verfälschungen in der Beziehung zwischen Konstantstrom  $I_a$  und Steuerungsspannung  $U_e$  zu vermeiden (durch den Basisstrom bzw. den  $R_4$ -Quersstrom), kann man einen FET einsetzen. Bekanntemaßen läßt der sich leistungslos nur über seine Gatespannung steuern, so daß hier ein exakter Zusammenhang zwischen  $U_e$  und  $I_a$  besteht (Bild 101). Der Vorteil dieser Schaltung besteht außerdem darin, daß sich hiermit auch noch winzig kleine Konstantströme stabil erzeugen lassen (bis hinunter zu einigen 10 nA). Die Grenze nach unten ist quasi nur durch den ohmschen Widerstand  $R$  gegeben, der sich nicht beliebig groß machen läßt (jedemfalls nicht temperaturstabil).

Auch die Schaltung nach Bild 102 vermeidet den Verfälschungseffekt durch den Basisstrom, weil das steuernde Element ja wieder ein FET ist, und erst der liefert den Basisstrom für den bipolaren Transistor  $T_2$ , der Konstantströme bis ca. 200 mA zuläßt. Allerdings sind hier nach unten hin Grenzen gesetzt: Der (temperaturabhängige!) Leckstrom von  $T_2$  macht sich bereits bei Strömen von einigen  $\mu A$  störend bemerkbar.

## Jetzt kommt Leben ins (Umsetz-)Spiel

Wie hatte es doch einleitend geheißen: Diesmal geht es um die Umsetzung von Meßgrößen; und das beschränkt sich natürlich nicht nur auf die Spannungs/Strom-Umsetzung. Etwas aufwendiger geht es zu, wenn man in Abhängigkeit von einer Steuerungsfrequenz  $f_s$  erzeugen will. Daß hierfür mannigfache Anwendungsgebiete existieren macht ein Blick auf das interessante IC ab Seite 71 deutlich: Ein spannungsgesteuerter Oszillator (abgek. *Voltage Controlled Oscillator*, abgek. *VCO*) ist das Herzstück in einem Phasenteilerkreis, der u.a. zur FM-Demodulation dient.

■ Und so ein VCO funktionieren nach dem Schema, das Sie im Bild 103 hier rechts sehen: Kernstück dieser Schaltung ist ein Integrator, den Sie aus Teil 9 dieser Grundlagenserie kennen: hier ist er mit dem OpAmp IC2 und dem RC-Glied  $R_5/C_5$  aufgebaut. Bei konstanter Eingangsspannung, die hier über  $P_1/R_5$  zugeführt wird, steigt die Integrator-Ausgangsspannung zeitlinear an, und zwar mit umgekehrtem Vorzeichen wie die eingespisete Spannung.

Der erste OpAmp IC1 dient als umschaltbarer Verstärker mit dem Faktor +1 bzw. -1; die Verstärkung 1 kommt durch  $R_2 = R_1$  zustande, und das Vorzeichen hängt vom Zustand des FETs ab: Wenn der leitet (bei Null Volt an seinem Gate), invertiert IC1 die Eingangsspannung  $U_e$ , und der Integrator-Ausgang liefert so lange eine nach Plus ansteigende Spannung, bis die obere Schaltschwelle des ausgangsseitigen Komparators IC3 erreicht ist.

■ In diesem Augenblick schaltet IC3 nämlich um, der FET sperrt (Minus am Gate), und IC1 invertiert nicht mehr. Als Folge davon geht es am Integrator-Ausgang abwärts, bis die untere IC3-Schaltschwelle erreicht ist und das Spielchen von vorn beginnt.

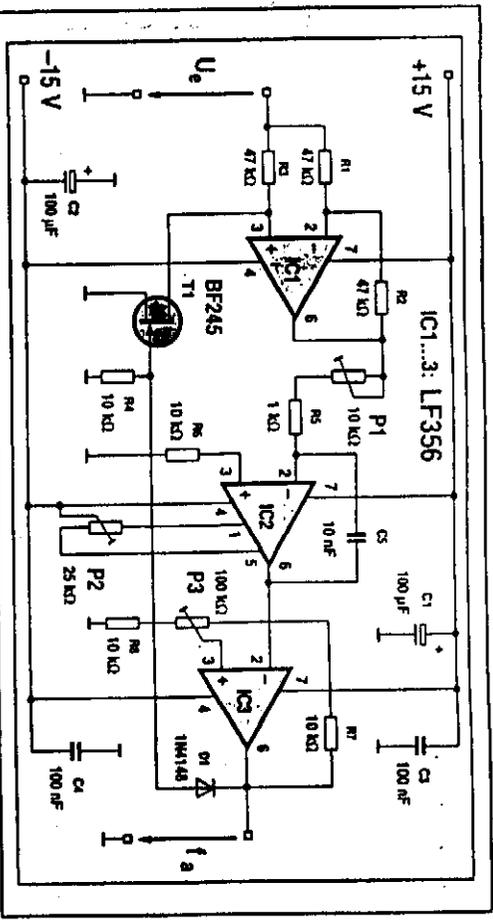


Bild 103: Hier erzeugt man mit Hilfe einer veränderlichen Eingangsspannung eine variable Ausgangsfrequenz.

## Getrennte Wege

Um Wechselspannungen zu messen, muß man sie zunächst gleichrichten; die dazu geeigneten Dioden verfallen das Ergebnis aber, weil an ihnen eine Durchlaßspannung von ca. 0,6 V verlorengeht (daher der Name Spannungsabfall). Unter Einbeziehung von OpAmps gleicht man diese Verluste auf raffinierte Weise aus:

■ Wenn man in die Schaltung von Bild 104 eine Wechselspannung einspisirt, muß man zwei Fälle unterscheiden, nämlich die positive und die negative Halbwelle von  $U_e$ . Im ersten Fall verstärkt IC1.1 mit dem Faktor -1, weil  $R_1, R_2$  und  $R_4$  gleich groß sind. Bei der positiven Ue-Halbwelle geht Punkt A also nach Minus, so daß D1 leitet und D2 sperrt; D2 gilt damit als nicht vorhanden, und  $R_4$  liefert an +In von IC1.2 Massepegel.

■ Das Gleichgewicht an den Eingängen von IC1.1 ist erst dann hergestellt, wenn -In über  $R_2$  auf Masse liegt (so wie +In über  $R_3$  an Masse liegt). Das ist nur dann der Fall, wenn die Spannungen an  $R_2$  und  $R_1$  gleich groß sind, und zwar unabhängig von der Durchlaßspannung der Diode D1.

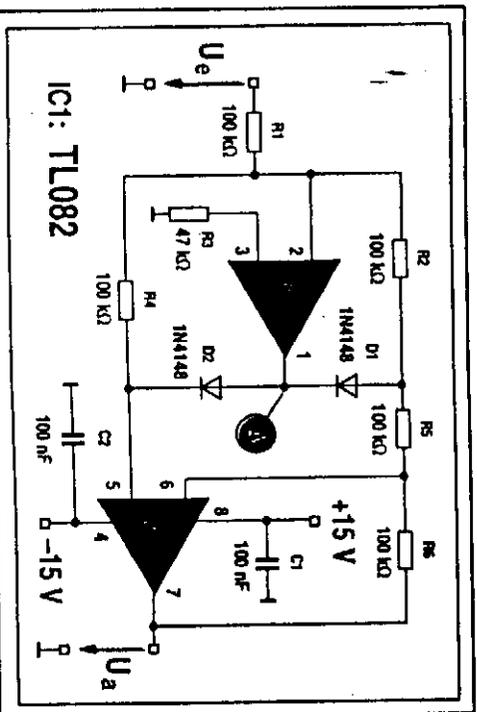
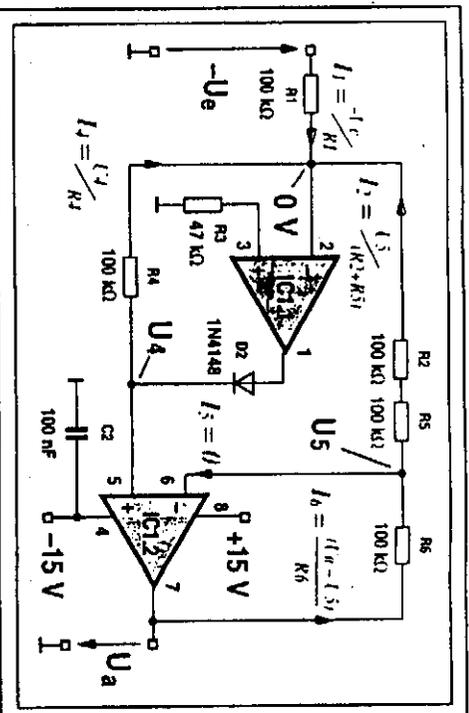


Bild 104: Ein Doppel-OpAmp bildet hier einen Präzisions-Zweiweg-Gleichrichter, der die Dioden-Durchlaßspannungen eliminiert.

Bild 105: Funktionsbild der Zweiweg-Gleichrichter von Bild 104 so aus, wenn die Eingangsspannung negativ ist.



Da auch IC1.2 mit  $-1$  verstärkt ( $R5 = R6$ , Ansteuerung des Minus-Eingangs von R2/D1 aus und Plus-Eingang über  $R4 = 0$ ), wird die negative Halbwelle vom Punkt A wieder nach Plus „geklappt“ und erscheint so am Ausgang der Schaltung.

■ Während der *negativen* Ue-Halbwelle sehen die Verhältnisse so aus wie im Bild 105 dargestellt: IC1.1 invertiert wieder, so daß Punkt A nach Plus ausschlägt; diesmal leitet D2, und D1 existiert funktionell nicht. Solange man die Eingangsströme und Offsetspannungen vernachlässigt, ist die Summe der Ströme am Pin 2 gleich:  $I_1 = I_4 + I_5$ ; da auch  $I_2$  und  $I_6$  gleich groß sind ( $I_5$  ist ja Null), gilt bei gleich großen Widerständen:  $-U_e = U_A + (U_A - U_5)$ ; weil  $U_4 = U_5$  ist, folgt als Ergebnis:  $-U_e = +U_A$ .

Es ist also egal, mit welcher Polarität die Eingangsspannung ankommt, solange alle Widerstände gleich groß sind (mit Ausnahme von  $R_3$ , der halb so groß sein soll, vgl. Bild 51), erscheint am Ausgang immer die volle Amplitude von Ue, aber im positiven Bereich; bei Wechselspannungsansteuerung besteht Ua aus aneneinandergehenden Sinus-Halbwellen.

Kritisch wird es immer nur beim Vorzeichenwechsel an A, wenn die zuvor gesperrte Diode leitend wird und umgekehrt: In diesem Augenblick muß der OpAmp-Ausgang IC1.1 zwei Dioden-Spannungen „überspringen“, damit der Ausgangsverstärker seine definierte Ansteuerung behält. Wenn die Grenzfrequenz bzw. Anstiegsrate von IC1.1 nicht mehr ausreicht, kommt es an diesen „Nahstellen“ zu Verzerrungen.

### Auf die Spitze treiben

Auch beim Spitzenwertdetektor sorgen OpAmps dafür, daß die Durchlaßspannung der gleichrichtenden Diode eliminiert wird (Bild 106). Der Ausgang von IC1.1 folgt der schwankenden Eingangsspannung Ue mit gleichem Vorzeichen, so daß sich der Kondensator C auf den (positiven) Spitzenwert aufladen kann. Da die Rückführung auf den Minus-Eingang von IC1.1 hinter der Diode abgenommen wird, steigt Ausgang I um die Durchlaßspannung mehr an. Nur so ist das Gleichgewicht an  $+I_n$  und  $-I_n$  von IC1.1 herzustellen, und am RC-Glied liegt der Ue-Spitzenwert in seiner vollen Größe an.

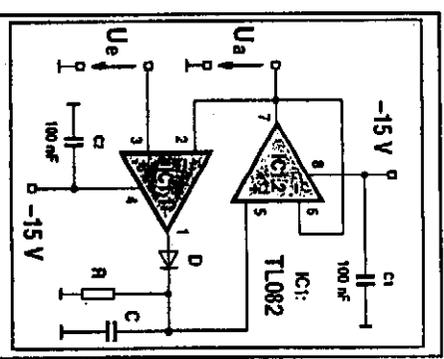


Bild 106: Ein Spitzenwertdetektor hält das Spannungsmaximum fest; das RC-Glied bestimmt die Abfallrate.

■ Da auch über die Gleichrichterdiode ein Leckstrom abfließt, führt dies längerfristig zur Entladung des Speicherkondensators C3; diesen Leckstrom von D1 kompensiert der Rückführungszweig mit R2, an dem der D1-Resistor einen Spannungsabfall hervorruft. An D2 liegt damit nur noch der R2-Spannungsabfall plus die Offset-Spannung von IC1.2 an (insgesamt nur einige mV), so daß der D2-Leckstrom um Größenordnungen kleiner ist als der ohnehin schon winzigen D1-Leckstrom. Mit diesen Maßnahmen und einem Filtertyp für C3 ( $= 1\mu F$ ) erreicht man für Ua eine Konstanz bis auf wenige Millivolt pro Minute!



### Vorsichtig herantasten

In diesem abschließenden Teil unserer OpAmp-Grundlagenreihe geht es noch einmal um spezielle Einsatzfälle, in denen Operationsverstärker die maßgebliche Rolle spielen. Das führt sogar bis an die Nahtstelle, an der sich Analog- und Digitaltechnik unmitteibar treffen, und das sind die AD- bzw. D/A-Umsetzer. Zuvor aber wollen wir auf eine Grundschaltung zurückkommen, die wir bereits im Teil 4 gestreift haben, die sogenannte **Abtast- und Halte-Schaltung** (engl. *Sample and Hold*, abgek. S&H oder A&H; vgl. LF398 auf Seite 22, dort allerdings als integrierter Schaltkreis und hier als diskreter Aufbau).

■ So eine Schaltung findet überall dort Anwendung, wo eine sich ändernde Spannung vorübergehend „eingefroren“ werden muß. Das kann beispielsweise dann erforderlich sein, wenn man eine Analogspannung digitalisieren will; dann muß der Analogwert natürlich so lange konstant bleiben, bis diese Umsetzung abgeschlossen ist. Oder es geht darum, bei einer Änderung die *Tendenz* zu erkennen; Man hält einen Zeitwert der Spannung fest und vergleicht ihn später mit einer neuen „Spannungsprobe“ (Sample ist nämlich ein Probe-stück). Ein Komparator liefert dann ohne viel Umschweife das Ergebnis „größer“ oder „kleiner“, aus dem der Trend gegenüber dem vorigen Meßwert erkennbar ist.

Elektrisch funktioniert das nach dem Prinzip von Bild 108. Zum Abtasten wird der Schalter geschlossen, so daß sich der Kondensator auf die Eingangsspannung  $U_e$  aufladen kann. Nach dem Öffnen des Schalters kann sich  $U_e$  ändern, ohne daß sich das auf die Ausgangsspannung  $U_a$  auswirkt; der OpAmp puffert den Kondensator, der durch die hochohmigen Eingänge nicht nennenswert entladen wird. Elektrisch wird man den Schalter natürlich mit einem hochsolitrenden Feldeffekttransistor aufbauen, um auch zum Eingang hin keine Entladung zuzulassen (Bild 109). Ein Logiksignal an dessen Gate (Steuer-eingang) bestimmt, ob ein neuer Wert abgetastet oder der alte weiter festgehalten werden soll.

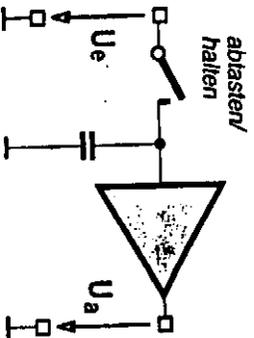


Bild 108: Prinzipschaltung einer *Sample-and-Hold*-Schaltung.

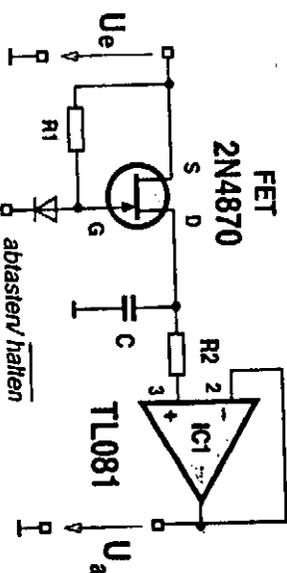


Bild 109: Die *Sample-and-Hold*-Schaltung hält einen Zwischenwert der schwankenden Eingangsspannung fest.

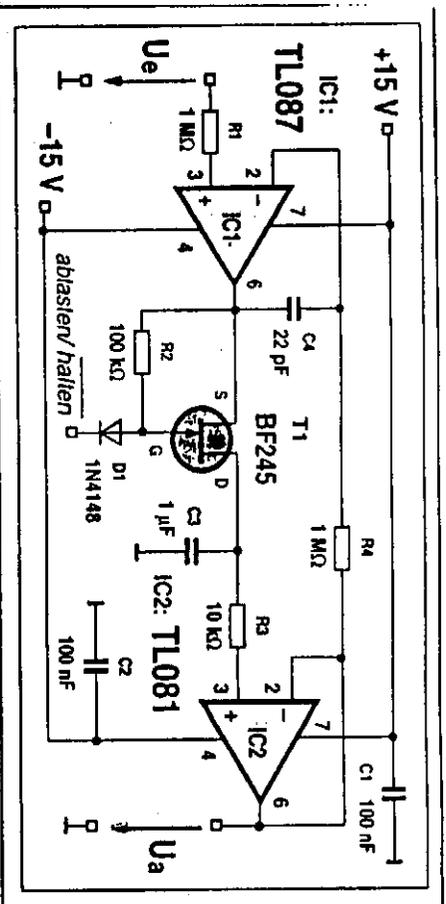


Bild 110: In dieser Ablast- und Halteschaltung wirkt sich nur die Offset-Spannung von IC1 fehlerhaft aus.

Wenn die Steuerungleitung auf HIGH liegt (d.h. größer ist als  $U_e$ ), dann leitet der FET und schaltet die Eingangsspannung an den Kondensator durch, geht das Logiksignal auf LOW (d.h. unter die Abschlußspannung), dann sperrt der FET und isoliert den Kondensator vom Eingang. Solange keine größeren Leckströme auftreten, bleibt die Spannung am Ausgang konstant auf dem abgenommenen Augenblickswert.

Der Widerstand vor dem Ausgangstreiber IC2 hat funktionell keinen Einfluß auf die Schaltung, schützt aber den +In-Eingang des OpAmps: Sollte nämlich bei vollem C keine Versorgungsspannung mehr anliegen, dann entlädt sich dieser Kondensator über den OpAmp-Eingang. Bei Kapazitäten ab 1  $\mu\text{F}$  kann das ohne Vorwiderstand Schäden verursachen.

■ In der erweiterten Schaltung von Bild 110 erkennen Sie wieder den altbekannten Trick der Rückführung: dadurch weichen Aus- und Eingangsspannung nur noch um die IC1-Offset-Spannung voneinander ab, d.h. der OpAmp-2-Offset wird auf diese Weise eliminiert (daher wurde im Eingang der TL087 mit einer besonders niedrigen Offset-Spannung von nur 0,5 mV verwendet).

Kritisch sind bei einer solchen Schaltung zwei Dinge: Erstens die Einstellzeit (Acquisition Time), wo sich der Halbleiterkondensator über den FET-On-Widerstand aufladen muß; entsprechend lange muß das Ablassen dauern, was die obere Grenzfrequenz entscheidend bestimmt.

■ Zweitens entlädt sich der Kondensator mit der Zeit doch, allein schon durch die eigenen dielektrischen Verluste, aber auch über die FET- und OpAmp-Leckströme. Setzt man für beide zusammen ca. 100 pA an, dann führt das zu einer Drift von 0,1 mV pro Sekunde, um die die Ausgangsspannung ungewollt abnimmt. Das ist zwar fächerlich wenig, steigt aber mit der Umgebungstemperatur stark an und bedeutet, daß man hin und wieder erneut ablasten muß.

Um die Stabilität in diesem geschlossenen Kreis zu gewährleisten, wurde das RC-Glied  $R4/C4$  in die Rückkopplung eingefügt. Seine Zeitkonstante soll in derselben Größenordnung liegen wie  $R5 \cdot C3$ .

## Die Instrumente stimmen

Einer der ganz großen Vorteile von OpAmps ist deren hohe Gleichriktigkeit: unterdrückt: Signale, die an beiden Eingängen gleichzeitig wirken, bleiben (fast) ohne Einfluß, während unterschiedliche Ansteuerungen voll verstärkt werden. Genau das ist ja der Sinn des Differenzverstärkers, den wir in jedem OpAmp-Eingang wiederfinden (vgl. Bild 3 in Teil 1). In der Medizin könnte man die winzigen, vom restigen Brumm überlagerten Körperspannungen niemals ohne dieses Prinzip erfassen.

Wenn in einem solchen Fall nur massereife Differenzsignale interessieren, aus denen eine massebezogene Ausgangsspannung erzeugt werden soll, dann spricht man vom Instrumentenverstärker (Bild 111):

$$U_a = U_{\text{diff}} \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot \left( 1 + \frac{R_1 + R_3}{R_2} \right)$$

Grundsätzlich ist der eng verwandt mit dem Subtrahierer (vgl. Bild 93), nur hatte der unterschiedliche Eingangsimpedanzen für beide Eingänge. Um das zu vermeiden und ein gutes Wechselspannungsverhalten zu bekommen, ohne die Gleichaktunterschiede zu verschlechtern, müssen in dieser verbesserten Schaltung die Bauteile sehr exakt übereinstimmen ( $R4 = R5$  und  $R6 = R7$ ).

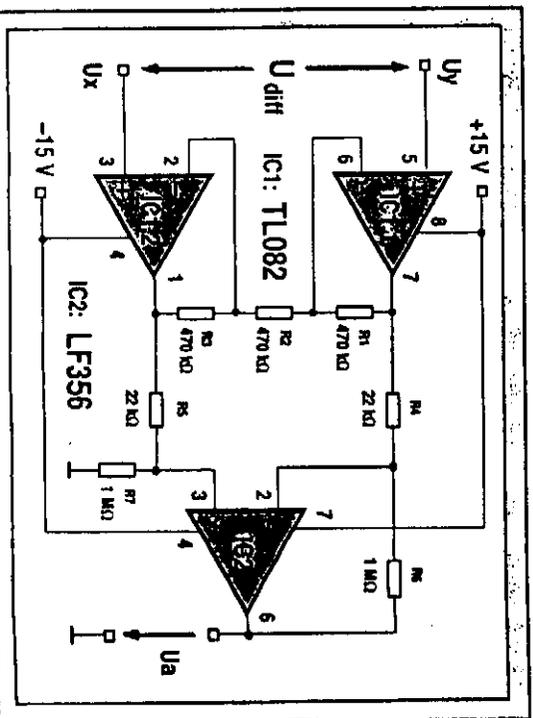


Bild 111: Ein Instrumentenverstärker setzt die massefreie Eingangs-Differenzspannung in eine massebezogene Ausgangsspannung um.

Der Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß sich die Verstärkung durch Ändern der Widerstandswerte relativ einfach an die Bedürfnisse anpassen läßt. Im Beispiel sind die Werte so gewählt worden, daß sich eine Spannungsverstärkung von  $v = 150$  ergibt.

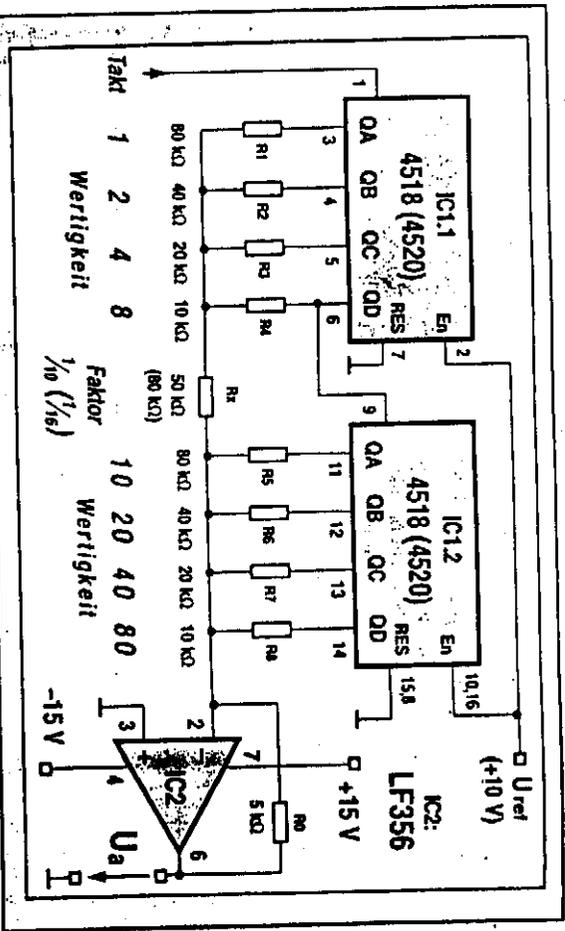
### Keine gegen-sätzlichen Welten

Der gelegentlich hochgespielte Streit zwischen Analog- und Digitaltechnik ist müßig: Keiner kann ohne den anderen existieren, das belegen der analoge Sensor in der digitalen Datenverarbeitung ebenso wie das Digital-Multimeter zum Messen von Analogsignalen. Wie sehr beide Domänen aufeinander angewiesen sind, wird bei der Umsetzung unterschiedlicher Signalformen deutlich. Anschauliches Beispiel ist der Analog/Digital-Umsetzer (ADU), der sich an die verschiedenen Wandler aus dem vorigen Abschnitt anschließt (Bild 112).

Wie in jedem anderen Zahlensystem auch, haben die Stellen (Bits) in einer Binärzahl unterschiedliche Wertigkeiten; sie nehmen in aufsteigender Reihenfolge um den Faktor Zwei zu ( $1 - 2 - 4 - 8$  usw.), so wie sie sich im Zehnersystem stets um den Faktor Zehn unterscheiden ( $10 - 100 - 1000$  usw.). Um für eine binäre Digitalzahl das analoge Äquivalent zu erzeugen, muß man die Wertigkeit aller auf HIGH liegenden Bits zusammenzählen und daraus eine Spannung entsprechender Größe formen.

■ Sehen wir uns dazu einmal eine achsstellige Binärzahl (ein 8-Bit-*Datenwort*) an, das im Bild rechts von den acht Ausgängen eines Zählers stammt (der CD4518 enthält in dem zwei 4-Bit-Dezimalzähler, beim CD4520 sind es zwei Binärzähler); links wird ein Taktsignal für diese Zählertakte zugeführt. Der besseren Verständlichkeit wegen haben wir dieses Zählerbeispiel gewählt, man könnte auch die Ausgänge eines Schieberegisters oder Speichers nehmen.

Wir unterstellen hierbei, daß die CMOS-Ausgänge verlustlos nach  $U_{ref} = +10$  V (bei HIGH) oder nach Masse (bei LOW) durchschalten.



■ Kunststoff bleibt wieder einmal ein (invertierender) OpAmp, der die Aufgabe der eigentlichen Analogumsetzung übernimmt. Seine Ausgangsspannung wird vom Verhältnis der Rückkopplungswiderstände bestimmt, von denen wir  $R0 = 5$  k $\Omega$  gesetzt haben. Da der Minus-Eingang –In dasselbe (Masse-)Potential einnimmt wie +In, bleiben diejenigen Widerstände ohne Einfluß, von den CMOS-Ausgängen nach Masse geschaltet werden.

Angenommen, das höchstwertige Bit ganz rechts liegt auf HIGH, dann wird  $U_{ref}$  um den Faktor  $R0/R8 = 1/2$  verstärkt; käme das zweit höchste Bit dazu, würde sich ein Anteil von  $R0/R7 = 1/4$   $U_{ref}$  addieren. Insgesamt „scharft“ die rechte 4-Bit-Hälfte maximal  $13/16$  von  $U_{ref}$  vorausgesetzt, alle Bits sind HIGH. Für den fehlenden Kleinkram von knapp  $1/16$  (genau sind es  $1/256$ ) ist die linke Hälfte zuständig, die die Auflösung verbessert (feinere Abstufung).

Ihrer Wertigkeit im Zahlenwort entsprechend liefert die Bits (sofern sie an  $U_{ref}$  geschaltet werden) einen Beitrag zur analogen Ausgangsspannung. Die Gesetzmäßigkeit haben Sie längst durchschaut, d.h.  $R8$  ist 2mal so groß wie  $R0$ ,  $R7$  dann 4mal,  $R6$  schließlich 8mal usw. Im Prinzip ist das eine Addierer-Schaltung, diesmal bloß mit ein paar Hintergedanken aufgebaut (vgl. Bild 91).

Wenn die linke Vierer-Kette von Widerständen mit denselben Werten besückt ist wie die rechte (um Beschaltungsprobleme zu vermeiden), dann muß zwischen durch ein Korrekturglied eingebaut werden. Das ist mit  $R_x$  passiert, der alles, was von links kommt um  $1/10$  (bei BCD-Ansteuerung) bzw. um  $1/16$  (bei rein binärer Ansteuerung) abschwächt. Alternativ dazu könnte man auch die Widerstände mit diesem Faktor multiplizieren (d.h.  $R4 = 20 \cdot R0$  [bzw.  $32 \cdot R0$ ]), was aber für  $R1$  schon über 1 M $\Omega$  bedeuten würde. Beim kontinuierlichen Takten erzeugt diese Schaltung einen sehr schon linearen Sägezahn. Mit geringem Aufwand läßt sich hieraus ein Analog/Digital-Umsetzer machen:

Man führt den Takt über ein UND-Gatter zu, das von einem Komparator-Ausgang freigegeben wird. An den Komparator-Eingängen liegen die zu digitalisierende Spannung  $U_x$  und die Ausgangsspannung  $U_a$ . Nachdem Rücksetzen der Zählertakte sorgt der Takt so lange für das Hochzählen, bis  $U_a$  gerade ein winziges Bißchen größer ist als  $U_x$ ; der erreichte Zählerstand ist dann das Binärwort für die analoge Eingangsspannung!

■ Sie sehen, daß man auch hochkompliziert klingende Schaltungen auf einfache Grundelemente zurückführen kann, und die bilden ein wesentliches Fundament der Elektronik!

Bild 112: Hier treffen sich digitale und analoge Welten! Der OpAmp wird zum D/A-Umsetzer.

## Grundversorgung

Abschließend wollen wir noch einmal auf die Stromversorgung zurückkommen, die uns im Teil 5 dieser Reihe beschäftigt hat: dort ging es um ein kleines Netzteil, das die doppelte Versorgungsspannung von  $\pm 15\text{ V}$  bereitstellt, wie sie für OpAmp-Anwendungen benötigt wird. Eine solche Doppel-Spannung bedeutet aber immer erhöhten Schaltungsaufwand, der in vielen Fällen gar nicht erforderlich ist; meistens kommt man nämlich auch bei OpAmps mit einer einfachen Versorgungsspannung aus.

■ Es gibt sogar Schaltkreise, die speziell für den Betrieb an einfacher Spannung gebaut werden, z.B. die OpAmp-Familie TL090 von Texas oder der Komparator TCA321 von Siemens (vgl. Teil 3). Problematisch ist es hier, besonders bei sehr kleinen Versorgungsspannungen von 3...5 V, die Eingänge über den gesamten Spannungsbereich ansteuern zu können.

Es geht also bei diesen Typen vorrangig darum, die Eingangsstufen entsprechend auszuliegen, um hier keine Einschränkungen hinnehmen zu müssen. Wenn man bei  $\pm 15\text{ V}$  die Eingänge bis auf 1,5 V an die Versorgungsspannung „heranfahren“ kann, dann fehlen „oben“ und „unten“ je 10%; bei einfacher 5-V-Versorgung macht derselbe Beitrag aber schon 60% Dynamik-Einbuße aus!

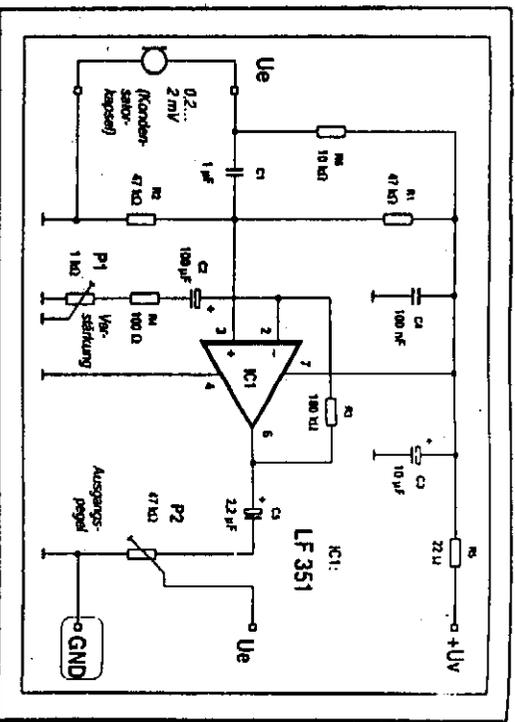


Bild 113: In vielen Fällen ist es möglich, die doppelte Versorgungsspannung für OpAmps durch eine einzelne zu ersetzen; Teller erzeugen die Versorgung.

■ Um die Eingänge bei einfacher Versorgung mit der nötigen Vorspannung zu versehen, kann man sie über Spannungsteiler auf einen mittleren Pegel anheben (Bild 113). Das ist umso einfacher möglich, je hoch ohmiger die Eingänge sind; da kein Querstrom aus dem Widerstandsteiler abfließt, bleiben die eingestellten Verhältnisse erhalten, unabhängig von der Ansteuerung und Belastung. Im Bild oben liegt der Plus-Eingang über  $R1/R2$  bei 50% der Versorgungsspannung; der Minus-Eingang hängt gleichspannungsmäßig mit am Rück-

Daß dieser Trick mit der „Halbierung“ der Spannung auch unter verschärften Bedingungen funktioniert, macht die Gleichrichter-Schaltung von Bild 114 deutlich: Hier erzeugt der Spannungssteiler R8/R9 sogar eine künstliche Masse, die als Bezugspegel vom Eingang zum Ausgang durchgeschleift wird.

■ Wichtig ist in derartigen Fällen eine saubere Entkopplung durch Parallelkondensatoren, für die man am besten Tantalperlen plus 100-nF-Keramik-Cs einsetzt (C3 bzw. C4)(C5). Dadurch werden die beiden Halbspannungen niederohmig und bleiben auch unter Belastung sehr stabil. -

Wir sind damit am Ende unserer Reihe angelangt, die Ihnen einen umfassenden Überblick über diese Thematik gebracht hat. Sicher haben wir Ihnen nicht zu viel versprochen, wenn in diesem Zusammenhang die Rede war von einem der faszinierendsten Gebiete der Elektronik: Wenn in Zukunft eine OpAmp-Schaltung vor Ihnen liegt, dann sind deren Hintergründe zumindest kein Geheimnis mehr für Sie!

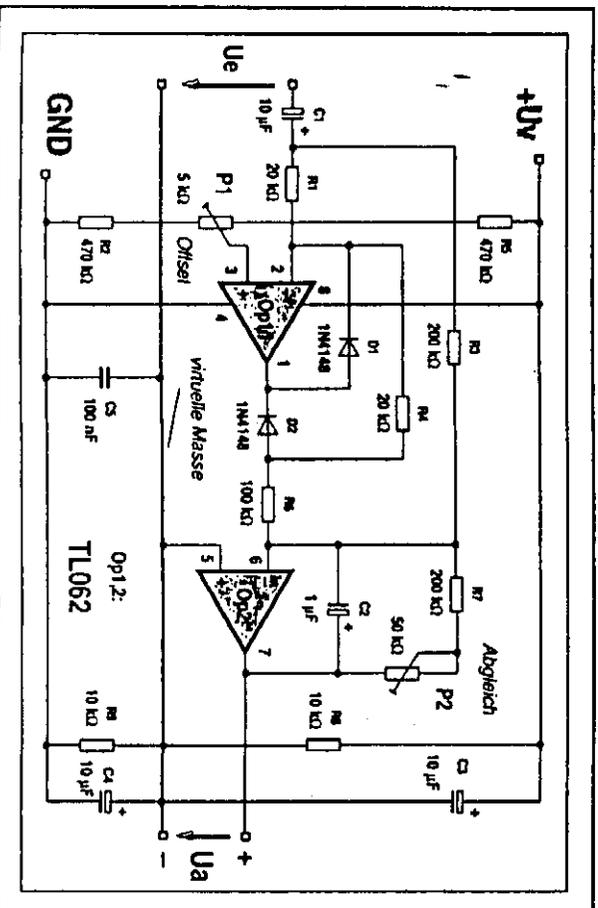
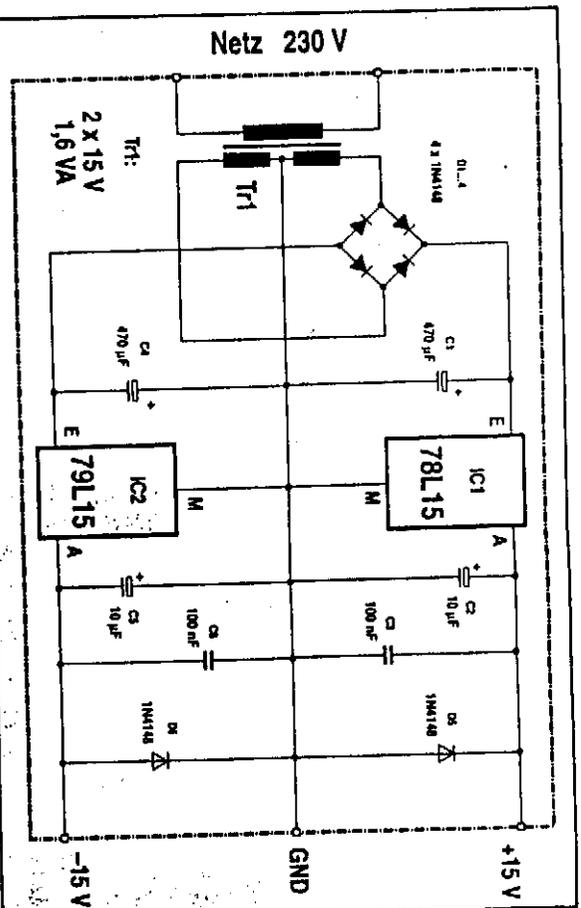


Bild 114: Trotz einfacher Versorgungsspannung arbeitet diese Schaltung mit einer „künstlichen“ Masse.



strom von 100 mA, dann ergibt sich bereits eine Verlustleistung von 170 mW, also mehr als das IC verträgt. Sofern man keinen zusätzlichen Aufwand an Kühlung stecken will, läßt sich also der maximale Strom gar nicht ausschöpfen.

■ Da wir für die geplanten Belange der Operationsverstärker-Speisung ohnehin mit weit geringeren Strömen auskommen, kann die Schaltung entsprechend einfach ausgelegt werden. Das betrifft in erster Linie die Bemessung des Trafos, dessen Baugröße von der übertragenen Leistung abhängt. Und da unsere Schaltung in einem handelsüblichen Steckergehäuse Platz finden soll, sieht die sorgfältige Auswahl des Übertragers an erster Stelle (Bild 1).

Die gewählte Bauform mit Abmessungen von 27 x 32 x 28 mm<sup>3</sup> liefert 1,6 VA. Wie Ihnen sicherlich geläufig ist, gibt man bei Trafos die Leistung nicht in Watt [W] an, sondern in Volt-Ampere [VA], beides errechnet sich als Produkt von Ausgangsspannung mal maximaler Laststrom, nur bringt die Einheit 'VA' zum Ausdruck, daß durch die Trafotransformationsinduktivität ein Blindanteil enthalten ist (geringe Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung).

■ Bei einer Ausgangsspannung von 2 x 15 V ergibt sich ein maximaler Laststrom von 53 mA (1,6 VA geteilt durch 30 V). Da viele der auf dem Markt befindlichen Netztrafos noch für die alte Netzspannung von 220 V ausgelegt sind, wir mittlerweile aber fast überall schon 230 V angeboten bekommen, reduziert sich der maximale Ausgangsstrom im Verhältnis  $220/230 = 0,96$ . Das liegt daran, daß

## Abwägen und anpassen

Bild 1: Anstelle der 15-V-Stabis sind auch 12-V-Typen verwendbar.



Das Mini-Poster im Heft 1/91 hat Ihnen detailliert die Dimensionierung eines einfachen Netzzeils erläutert, das mit einem Festspannungsregler bestückt ist und für kleine Leistungen ausgelegt ist. Hier folgt nun die Praxis in Form einer Bauanleitung mit passendem Bausatz, wobei Sie sich jederzeit auf die Grundlagen des angesprochenen Mini-Posters beziehen können. Wo es Abweichungen gibt, weisen wir darauf hin und gehen auf die Unterschiede ein. Die bestehen in erster Linie darin, daß wir es hier mit einer „doppelten“ Ausgangsspannung zu tun haben (nullsymmetrisch), die anstelle der +5 V des Rechenbeispiels ±15 V liefert.

■ So ein Kleinleistungs-Netzteil mit symmetrischen Ausgangsspannungen ist ideal geeignet, um die Experimentierschaltungen mit Operationsverstärkern zu versorgen. Wer unsere entsprechende Beispiele aus diesem Heft hautnah nachvollziehen will, ist also gut beraten, sich dieses kleine Gerät zur Stromversorgung zuzulegen. Es stellt die beiden Spannungen von +15 V und -15 V bereit, die zur klassischen OpAmp-Speisung verwendet werden. Davon unberührt bleibt die Tatsache, daß OpAmps auch an anderen Spannungen betrieben werden können (bis hin zur Versorgung mit einfacher Spannung von 5 V und weniger).

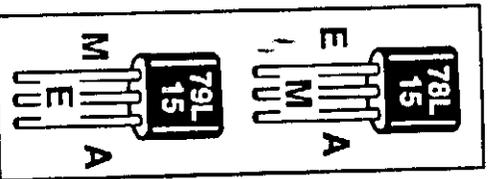


Bild 3: Die 78er- und 79er-Typen haben unterschiedliche Anschlußbelegungen.

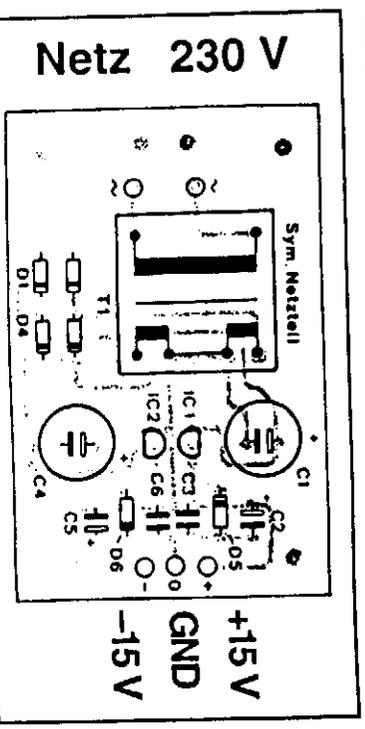


Bild 2: Verwechseln Sie beim Einlöten nicht die beiden ICs; wegen der unterschiedlichen Anschlußbelegung bekommen Sie sonst keine Ausgangsspannung.