

# **Elektronikbasteln**

---

## **Kurze Anleitung für Lötanfänger**

**Jürgen Plate, 2. August 2017**

---



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einstieg in die Elektronik</b>	<b>5</b>
1.1	Passive Bauelemente . . . . .	5
1.2	Aktive Bauelemente . . . . .	8
1.3	MOSFET-Grundlagen . . . . .	15
1.4	Operationsverstärker-Grundlagen . . . . .	20
1.4.1	Operationsverstärker-Grundsaltungen . . . . .	20
1.4.2	Operationsverstärker-Kenngrößen . . . . .	22
1.4.3	Differenzverstärker . . . . .	23
1.4.4	Schmitt-Trigger . . . . .	25
<b>2</b>	<b>Spannungsversorgung von Schaltungen</b>	<b>27</b>
2.1	Netzteil-Grundlagen . . . . .	27
2.2	Netzteilauslegung . . . . .	29
2.3	Sicherungen und Sicherungshalter . . . . .	31
2.4	Spannungsregler . . . . .	31
2.5	Abwärtswandler . . . . .	34
2.6	Stromstabilisierung (Konstantstromquelle) . . . . .	35
<b>3</b>	<b>Zeitverzögerung</b>	<b>39</b>
<b>4</b>	<b>Schaltungsaufbau</b>	<b>41</b>
4.1	Löten . . . . .	41
4.2	Fehlersuche . . . . .	42
4.3	Leistungshalbleiter kühlen . . . . .	42
4.4	HF-Spulen herstellen . . . . .	43
<b>5</b>	<b>Sicherheitshinweise</b>	<b>45</b>
<b>A</b>	<b>Literatur</b>	<b>47</b>
	<b>Stichwortverzeichnis</b>	<b>49</b>



# Einstieg in die Elektronik

Manche fürchten jeglichen Kontakt mit der Hardware. Sie sollten aber keine Angst vor der Elektronik haben, es sei denn, es handelt sich um 230-V-Netzspannung. Auch Profis haben schon reihenweise elektronische Bauelemente zur Strecke gebracht<sup>1</sup>. In diesem Kapitel erhalten Sie auch keine umfassende Einführung in die Elektronik, sondern nur eine kleine Auffrischung Ihres Wissens mit Fokus auf die Anwendung der Bauteile beim Bauen von Interface-Schaltungen. Es geht an dieser Stelle nur um ein grundlegendes Minimalwissen. Wenn Sie mehr lernen wollen, schnappen Sie sich eines der im Anhang genannten Fachbücher. Auch die Website des Elektronik-Kompends hilft Wissenslücken zu füllen, ebenso die Wikipedia-Seiten.

## 1.1 Passive Bauelemente

Passive Bauelemente zeigen keine Verstärkerwirkung und besitzen keine Steuerungsfunktion. Passive Bauelemente sind gekennzeichnet durch konstante und idealerweise betriebsunabhängige elektrische Eigenschaften. Die wichtigsten passiven Bauelemente sind der Ohm'sche Widerstand  $R$ , der Kondensator  $C$  und die Induktivität  $L$ .

1. **Widerstände:** Werte sind in  $\Omega$  angegeben,  $1\text{ k}\Omega = 1000\ \Omega$ . Widerstände dienen der Begrenzung von Strömen, zum Vernichten von Spannungen und zur Erzeugung von Wärme. Ist die Wärmeerzeugung nur ein unbeabsichtigter Nebeneffekt, spricht man von Verlustleistung, die abgeführt werden muss. Verlustleistung = Spannung mal Strom ( $P = U * I$ ). Der Spannungsabfall am Widerstand = Strom mal Widerstand ( $U = I * R$ , Ohmsches Gesetz).

Bei der Verwendung und Bestellung von Widerständen ist auch deren Verlustleistung von Interesse, d. h. die maximale Wärmeableitfähigkeit bei Zimmertemperatur, bis der Widerstand aufbrennt. Fängt ein eingebauter Widerstand zu rauchen an oder verbreitet sich ein typischer Lackgeruch, so ist ein Widerstand falsch dimensioniert, die Schaltung (Anordnung) falsch verdrahtet (zusammengefügt), oder ein Halbleiter (Diode, Transistor) hat einen Kurzschluss. Nur ruhig, das sind Ausnahmefälle. Wenn Sie Widerstände kaufen, dann müssen Sie diese auch unterscheiden können. Ist der Widerstandswert nicht aufgedruckt, so gilt folgender Farbcode, der auch bei Kondensatoren und mehradrigen Kabeln zur Nummerierung häufig verwendet wird. Die ersten beiden Farben bezeichnen den Wert, die dritte den Faktor  $10^{\text{Wert}}$ . Der vierte Ring bezeichnet die Toleranz (silber = 10%, gold = 5%). Beispiel: gelb-lila-rot =  $4700\ \Omega$ :

Widerstände (und auch Kondensatoren etc.) gibt es nicht in jedem beliebigen Wert zu kaufen. Für unsere Zwecke reicht die E12-Reihe, die so heißt, weil sie innerhalb einer Dekade zwölf Werte aufweist. Die Werte sind so gewählt, dass bei der üblichen Toleranz von zehn Prozent gerade noch keine Überschneidung der Toleranzbereiche zweier benachbarter Werte auftritt. Für eine Toleranz von fünf Prozent greift man zur E24-Reihe (Bild 1.1).

<sup>1</sup>Und mal ehrlich – macht es was aus, wenn ein 5-Cent-Transistor in Gras beißt?

**Tabelle 1.1:** Beispiel einer Wertetabelle

Wert	Farbe	Wert	Farbe
0	schwarz	5	grün
1	braun	6	blau
2	rot	7	lila
3	orange	8	grau
4	gelb	9	weiß

Reihe E12 $\pm 10 \%$					
1	1,2	1,5	1,8	2,2	2,7
3,3	3,9	4,7	5,6	6,8	8,2

Reihe E24 $\pm 5 \%$					
1	1,1	1,2	1,3	1,5	1,6
1,8	2	2,2	2,4	2,7	3
3,3	3,6	3,9	4,3	4,7	5,1
5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	9,1

**Bild 1.1:** Die Widerstandsreihen E12 und E24

Lediglich bei Widerständen für Spannungsteiler, Messbrücken usw. müssen wir eine feinere Unterteilung verwenden. Das wird dann in der Schaltugsbeschreibung eigens angemerkt.

Potenzimeter sind Widerstände mit einem verstellbaren Abgriff. Meist verwendet man eine kreisförmige Widerstandsbahn und einen Schleifer aus Metall oder Graphit. Man setzt sie z. B. als Lautstärkeregeler ein. Jedes Poti stellt einen variablen Spannungsteiler dar. Poenziometer ohne Achse, die sich mit einem Schraubendreher verstellen lassen, bezeichnet man auch als Trimmer.

Lineare Festwiderstände werden in Abhängigkeit von ihrem Widerstandsmaterial aufgeteilt in Schicht-, Folien-, Masse- und Drahtwiderstände, wobei sich die Schichtwiderstände noch zusätzlich in Kohle-, Metall- und Dickschichttypen unterscheiden. Wenn man nach den Verkaufszahlen geht, gehören Metall- und Dickschichtwiderstände zu den am weitesten verbreiteten Typen. Kohleschichtwiderstände spielen nur noch eine Rolle, wo es auf hohe Impulsfestigkeit ankommt. Kennzeichnend für Schichtwiderstände ist eine auf einen Keramikkörper aufgetragene Widerstandsschicht. Das Innenleben eines Drahtwiderstandes besteht aus einem Keramik- oder Glasfaserträger, der seinem Wert entsprechend mit Widerstandsdraht bewickelt ist. Herausragendes Merkmal ist die sehr hohe Belastbarkeit (Oberflächentemperatur von bis zu 450 °C), hingegen sind die HF-Eigenschaften mäßig. In den Analogschaltungen kommen in der Regel Schichtwiderstände zum Einsatz.

Leider ändert sich der Widerstandswert geringfügig nichtlinear mit der Temperatur. Der Temperaturkoeffizient ist die relative Änderung des Widerstandswertes in einem gegebenen Temperaturintervall:

$$TK = \frac{(R_{\vartheta} - R_{20}) / R_{20}}{\vartheta - 20} \quad (1.1)$$

$R_{\vartheta}$ : Widerstandswert bei der Temperatur  $\vartheta$

$R_{20}$ : Widerstandswert bei 20 °C

$\vartheta$ : Betriebstemperatur in °C

Der TK ist somit die mittlere Steigung der Temperatur-Widerstandskurve und gilt immer nur in dem jeweils angegebenen Temperaturbereich. Üblicherweise werden in Normen empfohlene Tem-

peraturbereiche verwendet, z. B.  $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$  bis  $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Der Temperaturkoeffizient ist in den Datenblättern enthalten.

Der Widerstandswert kann sich unter thermischer, elektrischer oder mechanischer Beanspruchung ändern. Daher werden für die Widerstände Stabilitätsklassen definiert, welche die maximal zulässige Änderung angeben. Geprüft werden unter anderem Überlast, mechanische Widerstandsfähigkeit der Anschlüsse, rasche Temperaturänderung, Schwingen und Klimaeinflüsse. Für präzise Messanwendungen eignen sich besonders die Metallfilm- oder Metallfolienwiderstände, die sich durch hohe Stabilität, geringes Rauschen, einen geringen Temperaturkoeffizienten und geringe Toleranz auszeichnen.

2. **Kondensatoren** dienen der Speicherung von Ladungen. Ihre Werte werden in Picofarad (pF,  $10^{-12}$  F), Nanofarad (nF,  $10^{-9}$  F) oder in Mikrofara (μF,  $10^{-6}$  F) angegeben. Sie geben die Kapazität (Fassungsvermögen an Ladung) für einen Kondensator an. Daneben ist die zulässige Betriebsspannung (Durchschlagspannung) bzw. die maximale Sperrspannung mit angegeben. Bei maximal 24 V Betriebsspannung in unseren Anwendungen gibt es kaum Probleme, nur wenige Kondensatortypen haben eine Sperrspannung kleiner als 50 V.

Kondensatoren dienen auch der Ankopplung von Impulsen (plötzliche Spannungsänderungen) oder zum kurzzeitigen Speichern von Spannung (Ladungsmengen). Sie lassen keine Gleichspannung bzw. Gleichstrom durch, weil sie eine Isolierschicht besitzen, aber Wechselspannungen (Signale, Impulse) können weitergegeben werden; dabei wird mit höherer Frequenz das Übertragen besser. Der scheinbare Innenwiderstand (Scheinwiderstand) bei Wechselstrom ist zur Frequenz umgekehrt proportional:

$$Z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot f} \quad (1.2)$$

Kondensatoren erhält man in verschiedenen Bauformen, die sich hauptsächlich in der verwendeten Isolationsschicht (Dielektrikum) unterscheiden. Keramische Kondensatoren werden mit Kapazitäten von ca. 1 pF bis 100 nF hergestellt. Folienkondensatoren bis ca. 10 μF verwenden Kunststofffolien und können Spannungen bis zu einigen Kilovolt aushalten.

Bei der Wertangabe findet man verschiedene Formen der Bezeichnung. So kann ein Kondensator von 10 nF mit dem Wert „10 nF“ bedruckt sein, aber auch mit „0,01 μF“ oder, bei Folienkondensatoren mit „103“. Hier ist die Angabe in pF, wobei die ersten beiden Ziffern den Wert darstellen und die dritte Ziffer die Anzahl der noch hinzuzufügenden Nullen (also 10 000 pF). Schliesslich gibt es auch bei Kondensatoren noch einen Farbcodeaufdruck.

Drehkondensatoren und Kondensator-Trimmer können in ihrer Kapazität verändert werden. Durch Drehen der Achse verändert man die Fläche der sich gegenüberstehenden Kondensatorplatten.

Bei den Kondensatoren haben wir es in der Regel mit Kunststofffolien- oder Keramikkondensatoren zu tun. Es gibt zahlreiche verschiedene Arten von Kunststoff-Dielektrika mit verschiedenen Eigenschaften. Unterschiede gibt es hauptsächlich bei der Temperaturabhängigkeit, dem Langzeitverhalten, der Durchschlagfestigkeit, dem Isolationswiderstand und den dielektrischen Verlusten. Tabelle 1.2 listet Vor- und Nachteile gängiger Materialien auf:

Bei Keramikkondensatoren kommt als Dielektrikum eine spezielle Keramik zum Einsatz. Ihre Kapazität ist, gemessen an der Größe, relativ gering. Als Ausgleich besitzen sie gute Hochfrequenzeigenschaften. Keramische Dielektrika der Gruppe I besitzen einen sehr hohen Isolationswiderstand und beste Hochfrequenzeigenschaften. Allerdings sind sie nur mit Kapazitätswerten bis zu ca. 100 pF erhältlich.

Keramikkondensatoren mit Dielektrika der Gruppe II besitzen eine deutlich höhere dielektrische Absorption. Sie sind für HF-Anwendungen weniger gut geeignet, aber ideal für Sieb- und Entkopplungszwecke. Die Temperaturabhängigkeit nimmt mit größer werdender Dielektrizitätskonstante zu.

3. **Elektrolytkondensatoren** sind Kondensatoren mit größeren Kapazitätswerten, typische Werte sind 0,5 ... 10 000 μF. Die Sperrspannung muss hier beachtet werden. Sie liegt mit 6 V, 10 V, 16 V, 25 V oder 35 V manchmal sehr niedrig, darf nicht überschritten werden und muss etwas höher als notwendig gewählt werden. Elektrolytkondensatoren (Elkos genannt) sind gepolt und dürfen

Tabelle 1.2: Eigenschaften von Kondensatoren

Dielektrikum	Kürzel	Aufbau	Eigenschaften
Polyester	MKT	MK	verlustarm, großer Temperaturbereich, hoher Isolationswiderstand, selbstheilend
Polyester	KT	Film/Folie	verlustarm, großer Temperaturbereich, hoher Isolationswiderstand, hohe Impulsbelastbarkeit
Polypropylen	MKP	MK	verlustarm, großer Temperaturbereich, geringe Temperaturabhängigkeit, geringe Frequenzabhängigkeit, sehr hoher Isolationswiderstand, selbstheilend
Polypropylen	KP	Film/Folie	verlustarm, großer Temperaturbereich, geringe Temperaturabhängigkeit, geringe Frequenzabhängigkeit, sehr hoher Isolationswiderstand, hohe Impulsbelastbarkeit
Polystyrol	KS	Film/Folie	sehr verlustarm, sehr geringe Temperaturabhängigkeit, geringe Frequenzabhängigkeit, sehr hoher Isolationswiderstand, mittlerer Temperaturbereich
Polycarbonat	MKC	MK	sehr geringe Temperaturabhängigkeit, sehr hoher Isolationswiderstand, selbstheilend
Polycarbonat	FKC	Film/Folie	sehr geringe Temperaturabhängigkeit, sehr hoher Isolationswiderstand, hohe Impulsbelastbarkeit

nicht falsch herum betrieben werden, sonst explodieren sie oder lassen „Dampf“ ab. Sie dienen zum Speichern von größeren elektrischen Ladungen, dem Aussieben von Wechselspannungen (Brummspannungen) und zum Ankoppeln langsamer Spannungssprünge. Die perlenförmigen Tantal-Elkos erlauben kleinere Bauformen und sind für unsere Schaltungen fast immer geeignet. Noch höhere Kapazitäten bei noch kleinerer Bauform haben die sogenannten Gold-Caps oder Supers-Caps.

4. **Induktivitäten** sind Spulen oder Transformatoren. Sie werden aus Draht gewickelt und sind kaum miniaturisier- und integrierbar, insbesondere, wenn zusätzlich ein Ferrit- oder Eisenkern vorzusehen ist. Neben einer maßgeblichen Rolle in der HF-Technik als frequenzbestimmende und entstörende Bauteile findet man sie in Spannungswandlern, Netzgeräten und Entstörfiltern.

## 1.2 Aktive Bauelemente

Aktive Bauelemente sind in der Regel Halbleiter, die je nach Ansteuerung Schalter- oder Verstärkerfunktionen wahrnehmen können und steuerbar sind, z. B. Dioden, Transistoren, Thyristoren, Operationsverstärker etc. Nahezu alle aktiven Bauelemente basieren auf physikalischen Effekten in sogenannten Halbleitern. Bis auf wenige Ausnahmen in der Sensorik, Optoelektronik und Hochfrequenztechnik wird Silizium als halbleitendes Grundmaterial verwendet.

1. **Dioden und Gleichrichter** sind Halbleiter, gewöhnlich aus Silizium, und dürfen nicht heißer als 150 Grad werden (in der Sperrschicht). Dioden lassen nur Ströme und Spannungen in eine Richtung, in Pfeilrichtung des Schatzeichens durch (Durchlassrichtung). In umgekehrter Richtung sperren sie bis zur Höhe der maximalen Sperrspannung, bei noch höherer Spannung gehen sie kaputt. Auch die maximal möglichen Ströme sind unbedingt einzuhalten, Gleichrichter und Dioden (ebenso Transistoren) dürfen nur mit strombegrenzenden Widerständen in Reihe an eine Speisepannung gelegt werden.
2. **Z-Dioden** sind Dioden mit einer Durchlassspannung von ca. 0,7 V, die aber in diesem Fall nicht besonders interessiert. In Sperrrichtung betrieben, gibt es eine Durchbruch-Spannung, die Z-Spannung (der Strom fließt gegen Pfeilrichtung), welche über einen größeren Strombereich nahezu konstant bleibt. Z-Dioden werden zum Erzeugen einer lastunabhängigen Spannung (Referenzspannung) verwendet. Auch Z-Dioden dürfen nicht ohne strombegrenzenden Widerstand betrieben werden, sonst wird die Sperrschicht zu heiß.
3. **Leuchtdioden:** Diese Dioden werden aus bestimmten Halbleitermaterialien hergestellt, die bei Stromfluss durch die Leuchtdiode (LED, light emitting diode) an der Sperrschicht Licht abstrahlen.



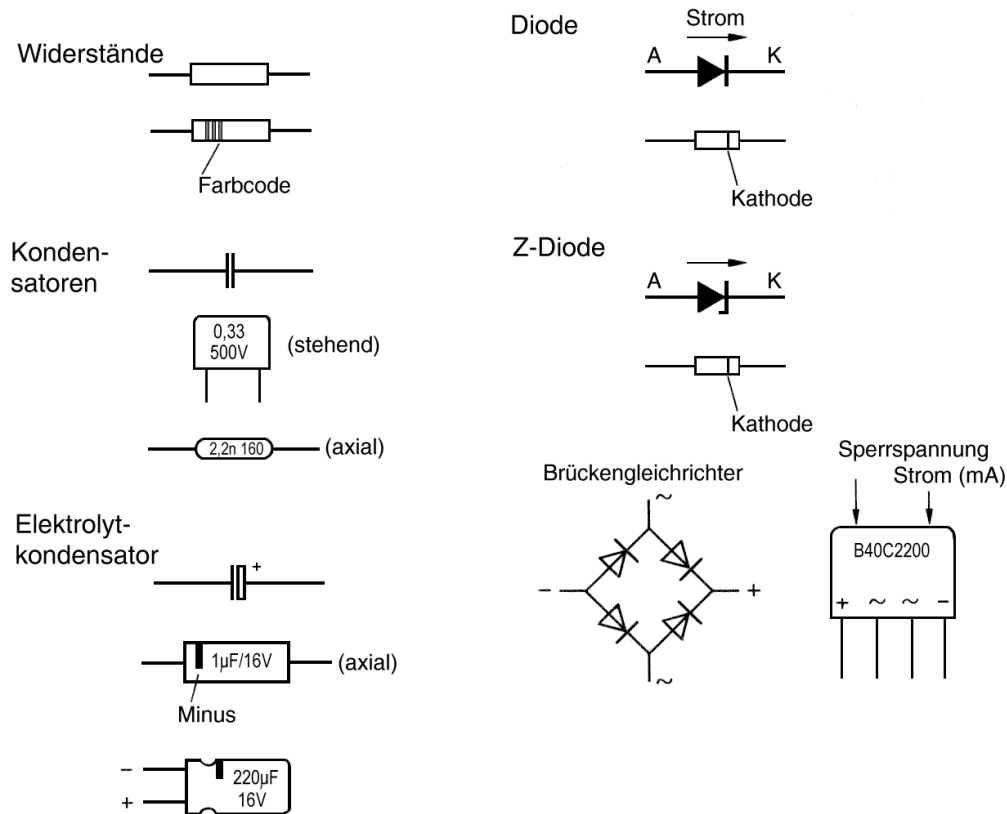


Bild 1.2: Elektronische Bauelemente (Aussehen und Schaltzeichen)

Je nach Material können die Farben Rot, Gelb, Grün, Blau sowie Infrarot und Ultraviolett erzeugt werden. Die Kathode der LED wird durch eine Abflachung am Gehäuse und durch einen kürzeren Anschlussdraht gekennzeichnet (Merkregel „kurz“ = „Kathode“). Sie werden für vielfältige Aufgaben eingesetzt, beispielsweise als Anzeige- oder Kontrollleuchte, aber auch innerhalb sogenannter Optokoppler. Bei diesen ist in geringem Abstand zur LED ein Fotohalbleiter angebracht, der durchschaltet, wenn die LED leuchtet. Auf diese Weise kann eine galvanische Trennung zwischen zwei Schaltungen erreicht werden.

In der Regel muss der Strom durch eine LED begrenzt werden. Dies geschieht normalerweise durch einen passenden Vorwiderstand. Leuchtdioden haben je nach Farbe eine unterschiedliche Durchlass-Spannung  $U_d$ , was bei der Berechnung der Vorwiderstandes eine Rolle spielt (siehe Tabelle 1.3). Der Vorwiderstand berechnet sich bei einer Betriebsspannung von  $U_c$  als

$$R = \frac{U_c - U_d}{I_{LED}} \quad (1.3)$$

Korrekterweise müsste man noch die Kollektor-Emitter-Spannung des schaltenden Transistors abziehen. Da man für den Vorwiderstand aber meist den am nächsten gelegenen Wert der E12-Reihe verwendet, ist das nicht nötig. Werden mehrere LEDs hintereinander geschaltet, addieren sich natürlich auch die Durchlass-Spannungen.

Tabelle 1.3: Durchlass-Spannungen verschiedener LEDs

infrarot	1,5 V	rot	1,6 V	gelb	2,2 V
grün	2,1 V	blau/uv	2,9 V	weiß	4,0 V

Für eine Betriebsspannung von beispielsweise 5 V und einem LED-Strom von 20 mA ist bei einer roten LED ein Widerstand von 170  $\Omega$  nötig, bei einer blauen LED nur 105  $\Omega$ .

4. **Transistoren** dienen der Verstärkung von Gleichströmen und Wechselströmen (Signalen). Zusammen mit Widerständen können sie auch Spannungen verstärken. Die drei Anschlüsse des Transistors werden mit B = Basis (für den Steuerstrom), C = Kollektor (für den verstärkten Strom) und E = Emmitter (Steuerstrom und verstärkter Strom) benannt.

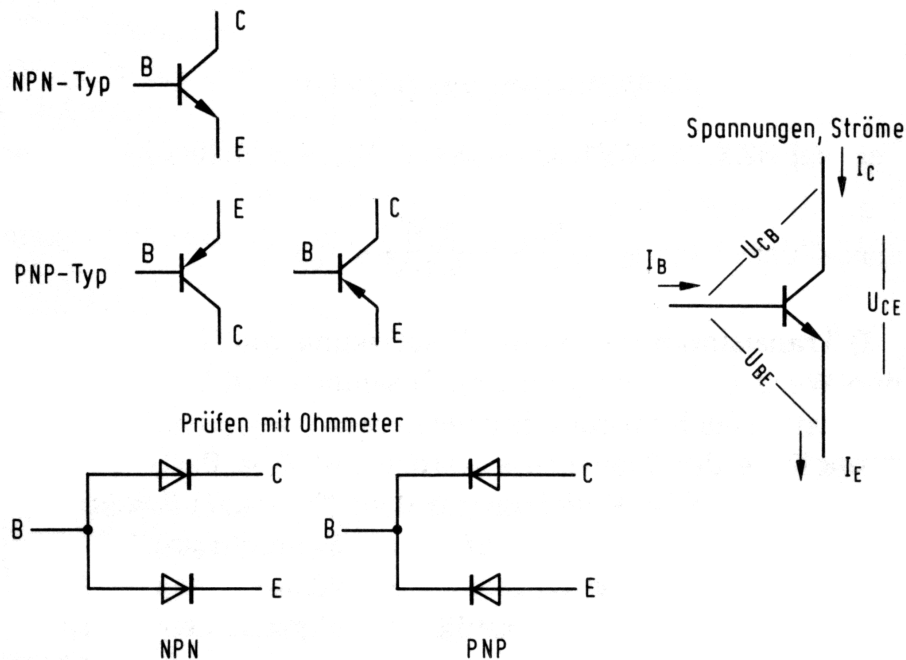


Bild 1.3: Schaltzeichen und Ersatzdarstellung des Transistors

Grundsätzlich gibt es NPN- und PNP-Transistoren, die sich durch die Polarität der Einzeldioden unterscheiden (Bild 1.3). Die Betrachtung eines Transistors als Gebilde aus zwei Dioden (Abbildung 1.3) kommt uns entgegen, wenn man Transistoren mit einem Ohmmeter prüfen will. Auch hier dürfen die einzelnen Dioden nicht ohne strombegrenzende Widerstände an einer Spannungsquelle betrieben werden. Zwischen B und E fließt der Basisstrom (Steuerstrom) in Pfeilrichtung, zwischen C und E fließt der Kollektorstrom in Pfeilrichtung der Emmitterdiode und gegen die Pfeilrichtung der gedachten Kollektordiode (Sperrschichtbetrieb). Ein NPN-Transistor beginnt durchzuschalten, wenn die Basisspannung ca. 0,7 V höher ist als die Emitterspannung, wobei der Stromfluss am Kollektor wesentlich größer als der Basisstrom ist (Stromverstärkungsfaktor des Transistors mal Basisstrom). Bei Anwendung als Schalter muss dafür gesorgt werden, dass der Transistor entweder komplett sperrt oder voll durchschaltet. Der lineare Teil der Kennlinie, der bei analogen Anwendungen eine Rolle spielt, ist für uns uninteressant. Der Basisstrom darf aber auch nicht zu groß werden, sonst nimmt der Transistor Schaden. Deshalb werden Sie in den Schaltungen fast immer einen strombegrenzenden Basiswiderstand finden.

Die Spannungen zwischen den Anschlüssen des Transistors werden durch Indizes angegeben, z. B. Spannung zwischen Kollektor und Emmitter mit  $U_{CE}$  oder zwischen Emmitter und Basis mit  $U_{EB}$ . Die Durchlassspannung an der Emmitterdiode  $U_{BE}$  beträgt wie bei Gleichrichtern ca. 0,7 V. Die Spannung  $U_{CE}$  hängt vom Basisstrom und der Basisspannung gegen Masse ab, deshalb kann die Verlustleistung recht unterschiedliche Werte annehmen ( $P = U_{CE} \cdot I_C$ ). Für Transistoren gilt ganz besonders die Regel, in jeder Beziehung immer eine Nummer größer auszuwählen, z. B. für 20 V Betriebsspannung mindestens einen 30-V-Typ oder für einen maximalen Strom von 1 A einen 2-A-Typ. Sie ersparen sich auf diese Weise Ärger und Zeit. Wichtig ist, dass die Sperrspannung der Emmitterdiode  $U_{EB}$  nicht überschritten wird (gewöhnlich max. 5 V), sonst wird der Transistor zerstört.

Je nach Leistung werden Transistoren in unterschiedlichen Gehäuseformen angeboten (Bild 1.4). Anwendungen von Transistoren für Hochfrequenz und Tonsignale sollen hier nicht berücksichtigt werden, es verbleiben die Anwendungen als Gleichstromverstärker und Schalttransistor. Der schon erwähnte Verstärkungsfaktor B gibt an, um wie viel mal größer der Kollektorstrom gegenüber dem Basisstrom ist (Leistungstransistoren:  $B = 20 \dots 100$ , Kleinsignaltransistoren:  $B =$

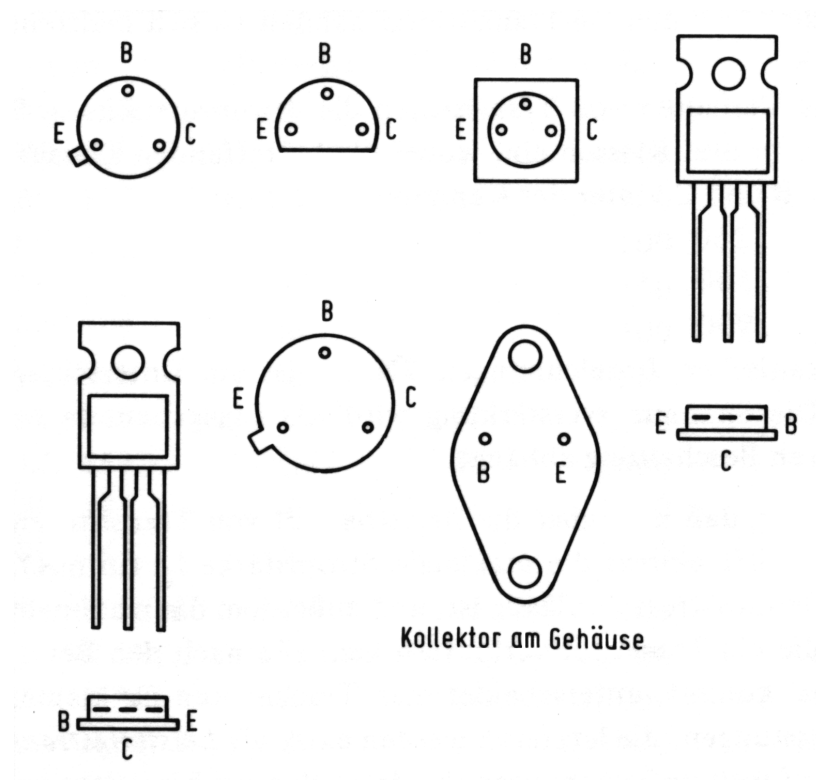


Bild 1.4: Gehäuseformen von Transistoren

100 bis 800). Für überschlägige Berechnungen muss mit dem Minimalwert der Verstärkung  $B$  gerechnet werden. Angenommen, ein Digitalausgang kann max. 2 mA Strom liefern. Bei einem Verstärkungsfaktor von 200 ist der Transistor in der Lage, einen Kollektorstrom von maximal  $I_C = 0.002A * 200 = 0.4A$  zu liefern. Wird ein höherer Strom gebraucht, muss eine weitere Verstärkerstufe hinzugefügt werden.

Das europäische Transistorenangebot ist unterteilt in verschiedene Familien, die durch die beiden ersten Buchstaben bestimmt werden. Der erste Buchstabe gibt an, aus welchem Material der Transistor besteht. Dabei gilt:

- A = Germanium
- B = Silizium

Heutzutage findet man fast nur noch Typen aus der B-Gruppe. Der zweite Buchstabe zeigt den Einsatzbereich an. Dieser wird wie folgt aufgeteilt:

- C = Allgemeine und Kleinsignalanwendungen
- D = Leistungstransistor und Darlingtontypen
- F = Hochfrequenz und Feldeffekt-Transistoren
- L = Leistungs-Hochfrequenztransistoren
- S = Kleinleistungs-Schalttypen
- U = Leistungs-Schalttransistoren

Nach der Typenbezeichnung wird oft auch noch ein Buchstabe oder eine Zahl angehängt. Diese gibt an, welchen Verstärkungsfaktor der entsprechende Typ besitzt. Bei Buchstaben stehen die Werte im entsprechenden Datenblatt. Bei Zahlenangaben ergibt die Zahl mit zehn multipliziert den Verstärkungsfaktor.

5. Für den Einsatz in der Digitaltechnik ist vor allem die Verwendung des Transistors als Schalter interessant. Sehr vereinfacht gesagt, lässt sich mit einem kleinen Strom an der Basis, ein größerer Strom an der Kollektor-Emmitter-Strecke schalten (Bild 1.5).

**Berechnung des Basiswiderstandes  $R_B$ :** Dazu benötigen wir folgende Größen aus dem Datenblatt des Transistors:

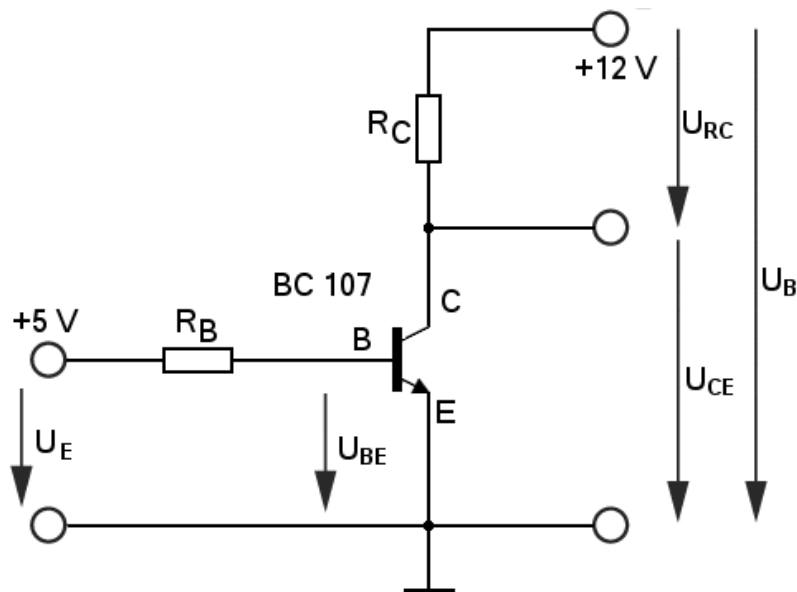


Bild 1.5: Transistor als Schalter

- Stromverstärkung in Sättigung
- Benötigter Strom des Verbrauchers
- Spannungsfall an der Basis-Emitter-Strecke

Den benötigten Basisstrom ( $I_B$ ) berechnet man durch dividieren des Verbraucherstroms ( $I_C$ ) durch den Stromverstärkungsfaktor ( $I_B = I_C / h_{fe}$ ). Beträgt z. B. der Kollektorstrom 100 mA, ergibt sich beim Transistor BC 107 ( $h_{fe}$  ist typisch 120 – siehe Bild 1.6) ca. 8 mA.

$V_{CE(sat)}^*$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10 \text{ mA}$ $I_C = 100 \text{ mA}$	$I_B = 0.5 \text{ mA}$ $I_B = 5 \text{ mA}$		70 200	250 600	mV mV
$V_{BE(sat)}^*$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10 \text{ mA}$ $I_C = 100 \text{ mA}$	$I_B = 0.5 \text{ mA}$ $I_B = 5 \text{ mA}$		750 950		mV mV
$V_{BE(on)}^*$	Base-Emitter On Voltage	$I_C = 2 \text{ mA}$ $I_C = 10 \text{ mA}$	$V_{CE} = 5 \text{ V}$ $V_{CE} = 5 \text{ V}$	550	650 700	700 770	mV mV
$h_{FE}^*$	DC Current Gain	$I_C = 2 \text{ mA}$ for BC107 $I_C = 10 \mu A$ for BC107B $I_C = 10 \mu A$ for BC107 $I_C = 10 \mu A$ for BC107B	$V_{CE} = 5 \text{ V}$ $V_{CE} = 5 \text{ V}$	110 200 40		450 450	

Bild 1.6: Ausschnitt des Datenblatts BC107

Der Basiswiderstand ( $R_B$ ) lässt sich einfach mit Hilfe des Ohmschen Gesetzes berechnen. Dazu wird von der Schaltspannung an der Basis ( $U_E$ ) der Spannungsfall der Basis-Emitter-Strecke ( $U_{BE}$ ) abgezogen und durch den Basisstrom ( $I_B$ ) dividiert:  $R_B = (U_E - U_{BE}) / I_B$ . Beim Beispiel von oben ergibt sich dann  $R_B = (5 - 0,7) / 0,008 = 537,5 \Omega$ . Es wird dann der nächstgelegene Standardwert verwendet, z. B.  $560 \Omega$ .

6. **Thyristoren** sind Halbleiter mit Schaltercharakteristik. Sie besitzen drei Anschlüsse – Anode, Kathode und Gate (Zündelektrode) – und haben drei pn-Übergänge in der Folge pnpn (also einen mehr als der Transistor). Betrachten Sie dazu Bild 1.7: Legt man bei offenem Gateanschluss an Anode und Kathode eine Spannung wie links im Bild an (Anode negativ gegen Kathode), ist der Thyristor gesperrt. Die pn-Übergänge D1 und D3 sind in Sperrrichtung geschaltet. Ist die Anode positiv gegenüber der Kathode, sind die Dioden D1 und D3 zwar in Durchlassrichtung geschaltet, aber der pn-Übergang D2 ist gesperrt und die Diode leitet noch nicht (Bild mitte). Rechts im Bild ist das Schaltzeichen abgebildet. Im englischen Sprachraum ist auch die Bezeichnung SCR (Silicon Controlled Rectifier) gebräuchlich.

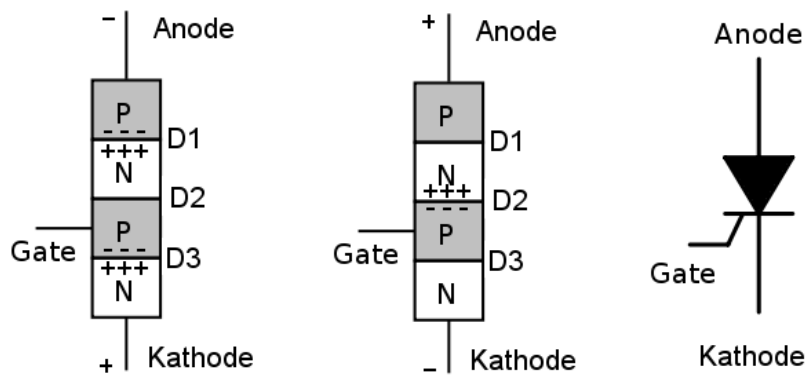


Bild 1.7: Prinzipieller Aufbau eines Thyristors

Thyristoren werden also mit positiver Anodenspannung betrieben und sperren im Ruhezustand. In Sperrrichtung sperren sie den Strom wie eine normale Diode. In Durchlassrichtung sperrt ein Thyristor dabei nur bis zu einer Durchbruchspannung. Er verhält sich wie eine Vierschichtdiode und wird beim Erreichen der Durchbruchspannung niederohmig. In Durchlassrichtung kann er durch einen positiven Stromimpuls am Gate in einen leitenden Zustand geschaltet werden. Der Stromimpuls am Gate muss eine bestimmte Zeit anliegen, damit der Thyristor aufgesteuert wird. Die Arbeitsweise wird klar, wenn man sich den Thyristor aus zwei Transistoren zusammengesetzt vorstellt, wie es in Bild 1.8 skizziert ist.

Steigt nun die Spannung an der Basis von T1 über ca. 0.7 V, beginnt dieser zu leiten. Dadurch erhält die Basis von T2 Massepotenzial, weshalb auch T2 zu leiten beginnt, wodurch T1 weiter aufgeseuert wird usw. Die Schaltung „schauelt“ sich selbst weiter auf, bis T1 und T2 voll durchgeschaltet sind.

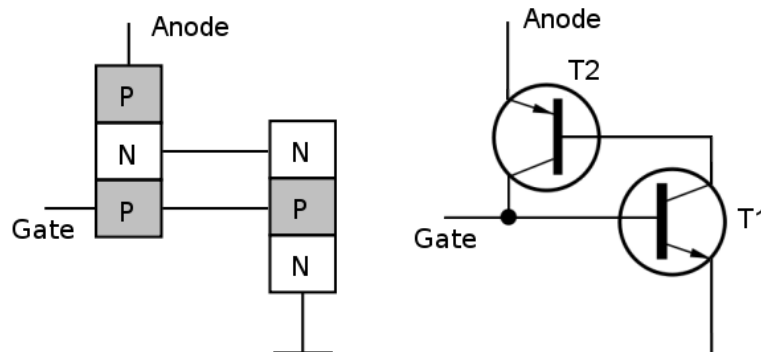


Bild 1.8: Thyristor-Ersatzdarstellung mit zwei Transistoren

Daneben gibt es noch unerwünschte Möglichkeiten einen Thyristor zu zünden: das Überschreiten der Nullkippspannung (Überkopfzündung bzw. Breakover), das Überschreiten der zulässigen Spannungsanstiegsgeschwindigkeit oder zu hohe Temperatur.

Gelöscht (in den Sperrzustand versetzt) wird der Thyristor durch Unterschreiten des Haltestroms. Dies geschieht normalerweise durch Abschalten oder Umpolen der Spannung im Laststromkreis oder im Stromnulldurchgang des Lastkreises (z. B. bei pulsierender Gleichspannung bei einem vorgeschalteten Gleichrichter). Die Geschwindigkeit dieses Vorgangs wird durch die Freiwerdezeit  $t_q$  begrenzt. Innerhalb dieser Zeit erlangt der Thyristor nach Beendigung der Stromleitungsphase wieder seine volle Steuer- und Sperrfähigkeit. Man kann einen Thyristor aber auch durch einen (Leistungs-)Transistor kurzzeitig „überbrücken“ – er wird dann ebenfalls stromlos und sperrt.

Betrieibt man den Thyristor mit Wechselspannung, kann er nur bei der positiven Halbwelle zünden. Der Verbraucher ist nur eingeschaltet, wenn eine positive Gatespannung vorliegt und nur während der positiven Halbwelle. Bei der negativen Halbwelle sperrt der Thyristor, und die Schaltung löscht automatisch (Bild 1.9).

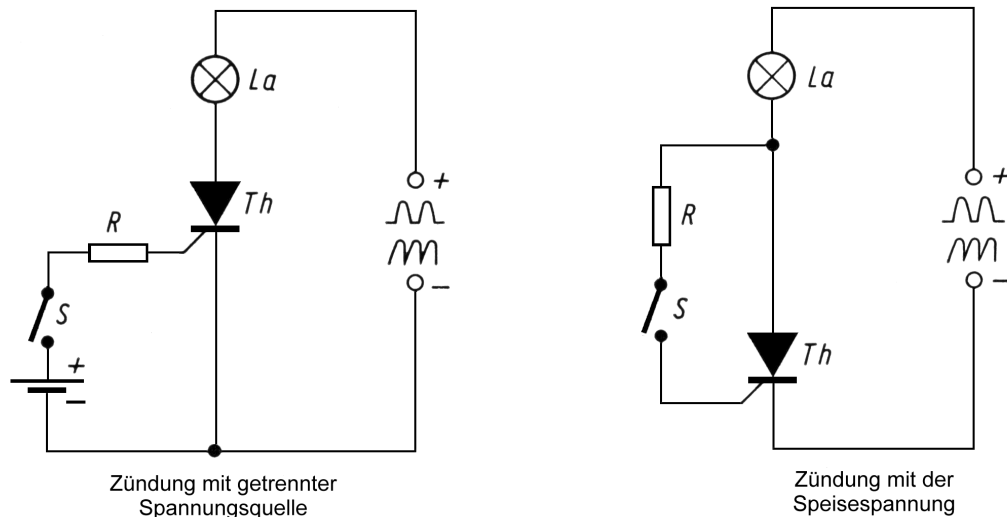


Bild 1.9: Thyristor-Betrieb an pulsierender Gleichspannung

Thyristoren werden für große Ströme bis über 100 Megaampere gebaut. Problematisch ist die Stromdichte in der Gateschicht beim Zündvorgang. Beim Injizieren der Elektronen wird die Schicht an der Eintrittsstelle leitend. Bis die gesamte Siliziumfläche leitend ist, konzentriert sich der Strom auf den schon leitenden Bereich, in dem die gesamte Verlustleistung umgesetzt wird. Deshalb ist es besonders wichtig, dass der Zündstrom möglichst steil ansteigt. Übliche Thyristoren haben eine obere Grenzfrequenz von ca. 200 Hz.

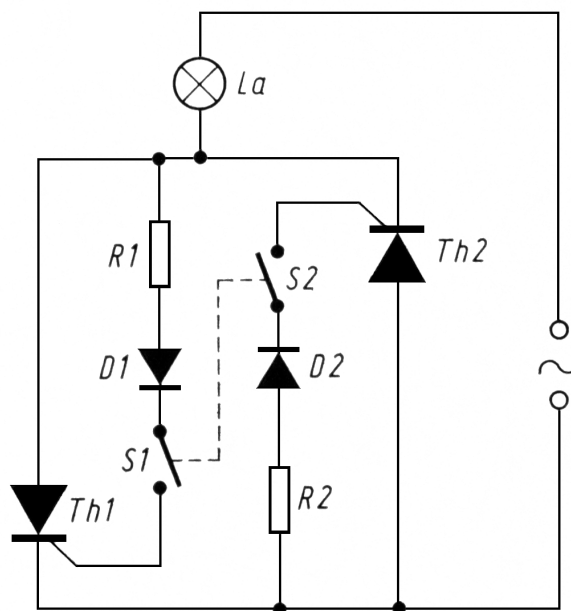


Bild 1.10: Wechselspannungs-Vollwegbetrieb mit zwei Thyristoren

Man kann durch Verwenden eines Gleichrichters beide Halbwellen nutzen, das automatische Löschen nach jeder Halbwellen bleibt erhalten. Thyristoren eignen sich vorzüglich zum Schalten von Wechselspannungen. Eine Weiterentwicklung ist der **Triac**, der einen Vollwegbetrieb erlaubt (wie zwei antiparallel geschaltete Thyristoren, siehe Bild 1.10). Oft reicht aber auch die Kombination eines Thyristors wie in Bild 1.9 und eines Brückengleichrichters, um Wechselstromverbraucher zu schalten. Für alle unsere Anwendungsfälle ist der Typ TIC 106 brauchbar.

7. Die **Thyristortetrode** besitzt an der zweiten und an der dritten Schicht eine Gate-Elektrode. Sie kann an beiden Gates oder an jeder einzeln gezündet und gelöscht werden, jeweils mit einem

positiven oder negativen Impuls. Ein **Fotothyristor** wird nicht durch einen elektrischen Impuls, sondern mit Hilfe von Licht gezündet. Fotothyristoren kleiner Leistung finden Anwendung als integrierte Bauteile in Optokopplern.

8. **Triac** ist eine englische Abkürzung für „Triode for Alternating Current“. Es handelt sich um ein Halbleiterbauelement, das vom Prinzip her eine Antiparallelschaltung von zwei Thyristoren darstellt (Bild 1.11) und so in der Lage ist, Wechselstrom zu schalten. Ein Triac hat eine Steuerelektrode G (Gate) und zwei Hauptelektroden A1 und A2, wobei eine davon in der Regel eine direkte Verbindung mit dem Gehäuse hat. Damit für die beiden Thyristoren ein Steueranschluss ausreicht, sind in Triacs zwei Zündstrecken integriert, damit er mit positivem und negativem Steuerimpuls in den niederohmigen Zustand geschaltet werden kann.

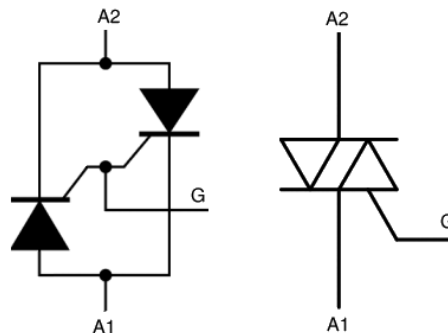


Bild 1.11: Prinzipschaltung und Schaltzeichen eines Triac

Zwar suggeriert die Analogie der antiparallelen Thyristoren, dass A1 und A2 gleichwertig sind; der interne Aufbau ist jedoch asymmetrisch, so dass A1 eine direkte Verbindung zum Gate hat. Daher bezieht sich die Steuerspannung immer auf A1. Ein Triac kann mit positivem und negativem Gatestrom getriggert werden.

Die Einsatzgebiete des Triac liegen vor allem im Bereich der Phasenanschnittsteuerungen, z. B. Dimmer oder Drehzahlstellung von Universalmotoren. Opto-Triacs finden in Halbleiter-Relais Anwendung, wo sie zum galvanisch getrennten Schalten des eigentlichen Schaltelements (Leistungsthyristoren oder -triac) verwendet werden.

Neben den Standardtypen gibt es noch spezielle Dioden, Transistoren und andere Halbleiter (z. B. Fotodioden und -transistoren, Sensoren etc.), auf die hier nicht eingegangen wird.

## 1.3 MOSFET-Grundlagen

Die Abkürzung „MOSFET“ steht für „Metal Oxide Field Effect Transistor“, eine spezielle Bauform des Feldeffekttransistors. Anstelle der bipolaren Transistoren lassen sich auch Feldeffekt-Transistoren (FET, field effect transistors), genauer MOSFET (siehe unten), einsetzen. Da hier keine Stromsteuerung wie beim bipolaren Transistor, sondern eine Spannungssteuerung stattfindet, lassen sich direkt recht hohe Lasten schalten. Bei den FETs unterscheidet man

**Junction Field Effect Transistor (JFET)** , Übergangszonen FET: der steuerbare Kanal wird durch einen PN-Übergang wie bei einer Diode gebildet. JFETs werden hauptsächlich für hochohmige Eingänge bei Operationsverstärkern, in Verstärker- und HF-Schaltungen eingesetzt. Für geringe Ströme bis zu einigen 10 mA können sie auch als Stromquelle dienen.

**Metall Oxide Semiconductor FET (MOSFET)** , Metalloxidschicht-FET, größte Teilgruppe der FETs mit isoliertem Gate. Für den vorgesehenen Zweck als Leistungsschalter kommt der Anreicherungstyp des MOSFET zum Einsatz.

Die drei Anschlüsse eines FETs werden Gate, Drain und Source genannt. Unter Umständen ist ein vierter Anschluss vorhanden, der so genannte Bulk. Er ist in der Regel intern oder extern mit Source verbunden. Wie bei den bipolaren Transistoren in NPN- und PNP-Typen unterschieden wird, teilt man FETs in N-Kanal und P-Kanal-Typen ein. Im Schaltsymbol werden die MOSFETs durch den Pfeil

in der Mitte des Symbols unterschieden. Zeigt der Pfeil zum Gate hin, handelt es sich um einen N-Kanal-FET, zeigt der Pfeil vom Gate weg ist es ein P-Kanal-FET. Der N-Kanal-FET (Elektronenleitung) ist immer niederohmiger als ein äquivalenter P-Kanal-FET (Löcherleitung). Bei beiden wird weiter unterschieden in (Bild 1.12 zeigt alle Typen):

**Verarmungstyp („selbst leitend“, depletion type)** Der selbstleitenden FET ist bei 0 V Gate-Source-Spannung maximal leitend (durchgesteuert) und wird durch Anlegen einer Spannung ans Gate gesperrt. Im Schaltzeichen ist die Linie zwischen Drain und Source durchgezogen. JFETs gibt es nur als Verarmungstyp.

**Anreicherungstyp („selbstsperrend“, enhancement type)** Der selbstsperrenden FET bildet die größte Gruppe. Er ist 0 V Gate-Source-Spannung gesperrt und wird durch Anlegen einer Spannung ans Gate leitend. Im Schaltzeichen ist die Linie zwischen Drain und Source unterbrochen. Im weiteren wird nur noch der Anreicherungs-MOSFET betrachtet.

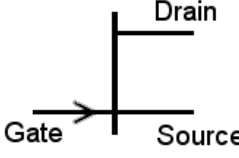
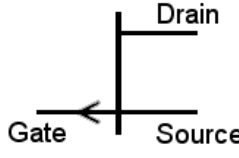
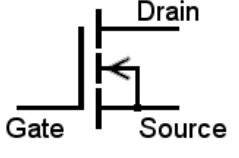
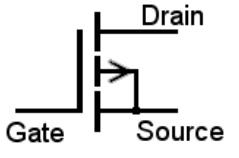
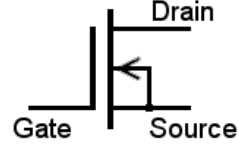
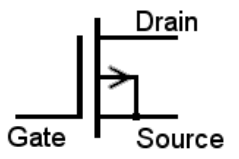
N-Kanal	P-Kanal
<b>JFET</b> Eingangsstufen von Verstärkern 	<b>JFET</b> selten 
<b>MOSFET</b> Anreicherungstyp 	<b>MOSFET</b> Anreicherungstyp 
<b>MOSFET</b> Verarmungstyp selten 	<b>MOSFET</b> Verarmungstyp selten 

Bild 1.12: Übersicht alle FET-Typen

MOSFETs haben meist niedrigere Verluste als bipolare Transistoren. Sie ermöglichen sehr schnelles Schalten und sind daher für hohe Frequenzen geeignet (keine Sättigung). Die Ansteuerung erfolgt zwar leistungslos, es gibt jedoch hohe Umladeverluste am Gate. Im Schalterbetrieb lassen sich mehrere MOSFETs parallelschalten. Unterschiede beim inneren Widerstand zwischen Source und Drain ( $R_{DS}$ ) gleichen sich durch den positiven Temperaturkoeffizienten aus.

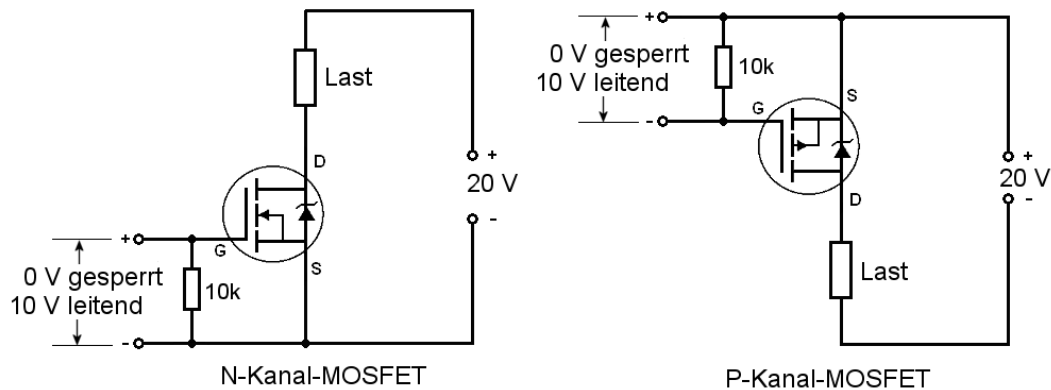
MOSFETs sind nicht unbedingt für hohe Spannungen geeignet (Verlustleistung). Es existiert auch immer eine parasitäre Diode parallel zur Drain-Source-Strecke, deren Schaltverhalten meist schlechter ist als bei handelsüblichen Dioden, was zu unerwünschten Schwingungen führen kann. Wegen des hohen Eingangswiderstandes sind FETs auch empfindlicher gegenüber ESD am Gate als bipolare Transistoren. Ein Leistungs-MOSFET (Power MOSFET) ist ein auf Anwendungen mit hohen Strömen und Spannungen optimierter MOSFET. Je nach Typ kann er hundert Ampere und mehr schalten.

Die Annahme, dass Transistoren mit isolierter Gate-Elektrode wie MOSFETs leistungslos oder zumindest stromlos angesteuert werden können, ist nicht ganz richtig. Grundsätzlich benötigen MOSFETs zwar keinen ständig fließenden Steuerstrom, solange ihr Schaltzustand nicht geändert werden soll (wie es bei Bipolartransistoren der Fall ist). Die isolierte Gate-Elektrode stellen jedoch eine Kapazität dar (Gate-Kapazität), welcher bei jedem Schaltvorgang des Transistors umgeladen werden muss. Da der MOSFET zum Durchschalten eine bestimmte Spannung am Gate benötigt, muss die Gate-Kapazität auf die Schaltspannung aufgeladen bzw. entladen werden. Zu beachten ist auch, dass MOSFETs spannungsangesteuert sind (bipolare Transistoren sind dagegen stromgesteuert). Ein Abschalten der Gatespannung sorgt also nicht automatisch dafür, dass der MOSFET sperrt. Vielmehr kann er



durch die Ladung der Gatekapazität weiter durchgesteuert bleiben. Es muss also aktiv für eine Entladung der Gatekapazität gesorgt werden. Im einfachsten Fall kann dies ein Pulldown-Widerstand sein. Bild 1.13 zeigt zwei Inverterschaltungen, links mit einem N-Kanal-MOSFET und rechts einem P-Kanal-MOSFET.

Ein bipolarer Transistor wird, wie gesagt, durch einen Strom gesteuert. Bei einem Laststrom von 100 mA muss beispielsweise der Basisstrom für einen BC547 etwa 1 mA betragen. Der Transistor hat also einen Stromverstärkungsfaktor von 100 oder mehr. Über den Basisstrom und teilweise auch über die Bauteileauswahl kann die Verstärkung im Transistor beeinflusst werden. Ein MOSFET ist dagegen spannungsgesteuert und der Strom zwischen Source und Drain hängt nur von seinem physikalischen Aufbau ab. Sie können diesen Parameter nicht ändern.

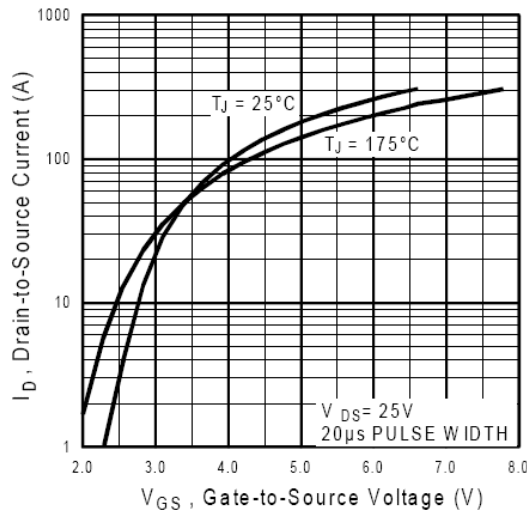


**Bild 1.13:** Prinzipsaltung für N-Kanal- und P-Kanal-MOSFET

Man kann einen MOSFET auch als schaltbaren Widerstand ansehen, der bei  $U_{GS} = 0$  sehr hochohmig ist. Ab einer bestimmten Spannung  $U_{GS}$  (Pinch-off- oder Abschnür-Spannung) beginnt der Widerstand dann rapide zu sinken – im durchgeschalteten Zustand je nach MOSFET-Typ bis zu wenigen Milliohm. Für digitale Anwendungen ist es wichtig, MOSFETs zu verwenden, die schon bei geringer Spannung  $U_{GS}$  voll durchgeschaltet sind. Das Bild 1.14 zeigt die typische Kennlinie der Gate to Source-Spannung eines N-Kanal-MOSFETs (für Logik-Level). Steuert er voll durch, liegt die Gate-Spannung über der Sourcespannung. MOSFETs werden für verschiedene Anwendungen entworfen, und haben entsprechende technische Parameter. Der MOSFET eines Schaltnetzteils muss eine Spannung von mehr als 400 V verkraften, hat es aber nur mit Strömen im einstelligen Ampere-Bereich zu tun. Andere Power-MOSFETs sind dagegen auf hohe Ströme optimiert. Um 100 A von Drain nach Source fließen zu lassen, muss der Drain-Source-Widerstand im Milliohm-Bereich liegen. Solche MOSFETs bestehen aus einigen tausend kleinen MOSFETs, die alle gemeinsam auf einem Chip sitzen und parallel geschaltet sind. Diese Strukturen sind allerdings nicht mehr sehr spannungsfest (maximale Drain-Source-Spannung 30 V bis 60 V).

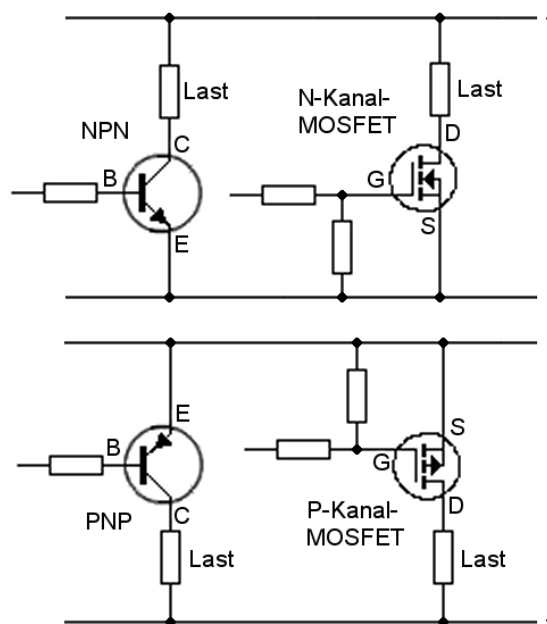
Ein N-Kanal-MOSFET lässt sich im Prinzip mit einem NPN-Transistor vergleichen, wenn man das Gate (G), Drain (D) und Source (S) mit Basis, Kollektor und Emitter vergleicht. Wie schon erwähnt, wird der interne Widerstand der Drain-Source-Strecke mit der Spannung am Gate gesteuert. Ist die Spannung am Gate identisch mit der Spannung am Source, dann sperrt der Transistor. Zwischen Drain und Source kann (abgesehen von einem Leckstrom von einigen Mikroampere) kein Strom fließen. Legt man am Gate aber eine Spannung an, die 10 Volt höher ist als die Spannung am Source, dann leitet der Transistor, Drain und Source sind nun verbunden. Die Kennlinie gibt darüber Auskunft, bei welcher Spannung dies geschieht (Bild 1.14). Eine positive Spannung am Gate schaltet den MOSFET als durch. Trennt man nun die Gate-Leitung auf, ist das Gate vom Rest der Schaltung isoliert und hat weiterhin die bis dahin existierende Ladung. Der MOSFET bleibt als durchgeschaltet (dies ist anders als beim bipolaren Transistor). Um den MOSFET zu sperren, muss aktiv das Gate mit 0 V verbunden werden, damit sich die Gate-Kapazität entladen kann. Um solchen Problemen aus dem Wege zu gehen, kann man zwischen Gate und Source einen hochohmigen Widerstand (einige 10 kΩ) einsetzen. Dieser entlädt dann das offene Gate. Achten Sie beim Lesen des Datenblatts auch auf die maximale Gatespannung. Gegebenenfalls muss eine Z-Diode parallel zum Gatewiderstand geschaltet werden, wenn die Gate-Spannung von höher als der zulässige Wert sein könnte.

Weiter oben wurde schon kurz die Analogie zwischen MOSFET und Bipolartransistor gestreift. In Bild 1.15 wird die Analogie bei beiden Typen, N-Kanal- und P-Kanal-MOSFET noch einmal ge-



**Bild 1.14:** Kennlinie der Gate to Source-Spannung eines N-Kanal-MOSFETs

genüber gestellt. Beim Schaltzeichen des N-Kanal-Typs zeigt der Pfeil in Richtung Gate. Die integrierte Schutzdiode ist jeweils in Sperrrichtung geschaltet. Beim P-Kanal-Typ zeigt der Pfeil dagegen vom Gate weg. Beide Pfeile verhalten sich also „umgekehrt“ zu den Bipolartransistoren, was den Anfänger manchmal irritiert.



**Bild 1.15:** Analogie zwischen MOSFETs und Bipolartransistoren

Bei der Pinbelegung der MOSFETs im TO220- und TO262-Gehäuse sind sich die Hersteller weitgehend einig: von links nach rechts sind es Gate, Drain und Source. Das gilt unabhängig davon, ob es ein N-Kanal oder P-Kanal-Typ ist.

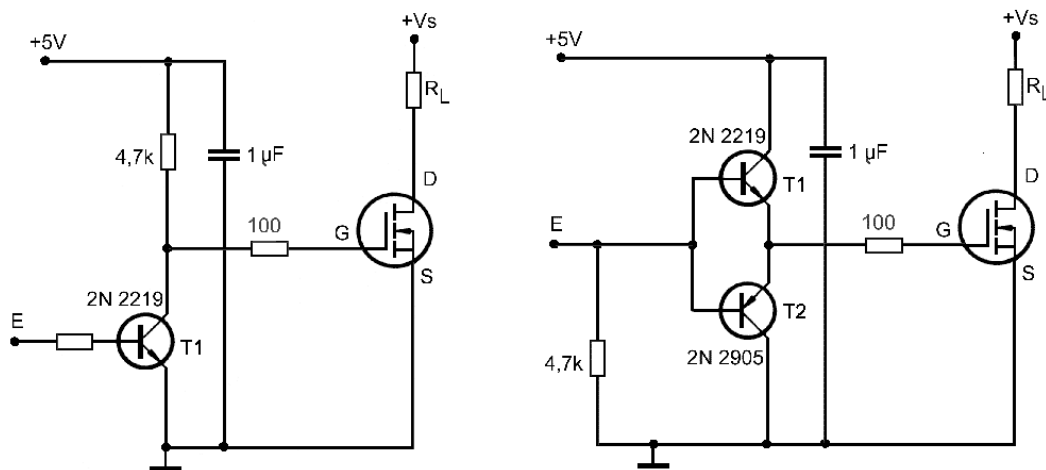
Wird ein MOSFET umgeschaltet, geht er nicht schlagartig vom nichtleitenden in den leitenden Zustand über (bzw. umgekehrt), sondern durchläuft je nach Ladespannung der Gate-Kapazität die gesamte Kennlinie. Daher wird beim Umschalten eine mehr oder weniger große Leistung im MOSFET umgesetzt, die zur Erwärmung führt (Schaltverluste). Der Umschaltvorgang sollte daher so kurz wie möglich sein. Der Ladestrom ergibt sich aus der Formel  $I = C \cdot dU/dt$ . Da der Spannungshub  $dU$  und die Gate-Kapazität  $C$  durch den MOSFET-Typ vorgegeben sind, ist die Umschaltzeit  $dt$  umso kleiner, je größer der Gate-Strom  $I$  ist. Die Höhe dieses Umladestromes ist durch die Bauart des Gate-Strompfades begrenzt. Die Ansteuerelektronik des MOSFETs muss diese Umladeströme liefern

können. Da die Gate-Kapazität teilweise wieder von der anliegenden Gate-Spannung abhängt, gibt das Datenblatt meist das Produkt aus Gate-Kapazität und Gate-Spannung an, also die Gate-Ladung  $Q$  an. Typische Werte der Gateladung für Leistungs-MOSFETs liegen in der Größenordnung von 100 nC.

MOSFET benötigen am Eingang des Gates keinen Vorwiderstand, weil sie spannungsgesteuert und eingangsseitig extremst hochohmig sind. Trotzdem sieht man in Schaltbildern vor den Gates oft einen Vorwiderstand. Dieser Widerstand am MOSFET-Gate hat eine völlig andere Aufgabe. Im Augenblick des Umschaltens wird die ziemlich steile Kennlinie durchfahren. Ohne  $R_G$  neigen manche MOSFETs während der Ein- und Ausschaltflanken kurzzeitig zum hochfrequenten Oszillieren. Dies wird durch  $R_G$  verhindert. Oft genügen Widerstandswerte von einigen 10 Ohm. Mit 100  $\Omega$  liegen Sie in der Regel richtig. Trotz des hohem Eingangswiderstandes sollten Sie keine höhere Widerstandswerte einsetzen, denn die Kapazitäten zwischen Gate und Source und ebenso zwischen Gate und Drain müssen beim Schalten umgeladen werden, was eine signifikante Reduktion der Flankensteilheit bewirkt.

Ist es grundsätzlich sinnvoll, am Ausgang eines Controllerchips direkt einen Leistungs-MOSFET anzuschließen? Man darf dabei nicht vergessen, dass die Kapazitäten zwischen Gate und Source sowie zwischen Gate und Drain gerade bei MOSFETs für hohe Ströme etliche nF betragen können. Dies führt gegebenenfalls zu hohen Umschalt-Stromimpulsen am Ausgangspin des Controllers, die bis zur Zerstörung des Controllerausgangs führen können. Man könnte den oben erwähnten Gate-Widerstand zur Dämpfung dieser Stromimpulse erhöhen, jedoch reduziert dies die Steilheit der Schaltflanken. Damit verweilt der MOSFET beim Umschalten länger im linearen Bereich der Kennlinie und es erhöht sich kurzzeitig die Verlustleistung des MOSFETs. Man beachte dazu auch das zum verwendeten MOSFET zugehörige Diagramm „Maximum Safe Operating Area“.

Bild 1.16 zeigt links, wie sich mit einem zusätzlichen kleinen bipolaren Transistor der Controller-Ausgang schützen lässt und dessen Ausgangsstrom auf unter 1 mA reduziert wird. Die Vorstufe mit dem 2N2219 hat einen Kollektorkreiswiderstand von 4,7 kOhm, der für schnelle Umladezeiten der Gate-Kapazität sorgt. Noch besser ist jedoch eine Gegentaktansteuerung mit komplementären Transistoren, bei der sowohl das Durchschalten als auch das Sperren dynamisch erfolgt (Bild 1.16 rechts).



**Bild 1.16:** Ansteuerung von MOSFETs über Bipolartransistoren

Beim Entwurf einer MOSFET-Schaltung sollte Ihnen bewusst sein, dass anstelle einer Kollektor-Emitterspannung von ca. 0,7 V bis 1,5 V des Bipolartransistors ein voll gesättigter MOSFET als niederohmiger, linearer Widerstand wirkt. Wenn Sie zum Beispiel 8 A bei 12 V schalten möchten, würde bei einem bipolaren Leistungstransistor mit beispielsweise 1,1 V Sättigungsspannung zwischen Kollektor und Emitter eine Leistung von  $8 \cdot 1,1 = 8,8 \text{ W}$  im Halbleiter verbraten. Der MOSFET IRLB3034PbF hat beispielsweise im durchgeschalteten Zustand einen Widerstand von 1,7 Milliohm zwischen Source und Drain, hier beträgt die Verlustleistung nur  $8 \cdot 8 \cdot 0,0017 = 0,11 \text{ W}$ . Bei einem IRL540 wären es  $8 \cdot 8 \cdot 0,08 = 5,1 \text{ W}$ . Der IRL540 bräuchte also schon einen angemessenen Kühlkörper.

## 1.4 Operationsverstärker-Grundlagen

Heutzutage stellt man zahllose Verstärkerschaltungen in integrierter Technik her. Diese Verstärker werden Operationsverstärker (operational amplifier, OPV) genannt. In diesem Abschnitt kann dieser häufig verwendete Verstärkertyp schon aus Platzgründen nicht in allen Einzelheiten besprochen werden – vielmehr soll eine knappe Zusammenfassung in Hinblick auf die Anwendung als Messverstärker gegeben werden. Vom Prinzip her stellt der Operationsverstärker ein aktives Netzwerk dar, das Tiefpasscharakter besitzt und mit seinem hohen Eingangswiderstand, dem geringen Ausgangswiderstand und seiner großen Spannungsverstärkung einem idealen Verstärker nahekommt. Seine Bezeichnung verdankt er den Gleichspannungsverstärkern, die in Analogrechnern zur Durchführung von Rechenoperationen benutzt wurden. In der Praxis verwendet man diese hochverstärkenden Bauelemente im stark gegengekoppelten Betrieb, was dazu führt, dass die Übertragungseigenschaften lediglich durch ein passives Rückkopplungsnetzwerk bestimmt werden.

Im Wesentlichen ist der Operationsverstärker aus drei integrierten Haupt-Schaltungsgruppen aufgebaut: einer Differenzverstärker-Eingangsstufe mit hohem Eingangswiderstand, einem Zwischenverstärker mit hoher Spannungsverstärkung und einer Leistungs-Ausgangsstufe mit kleinem Ausgangswiderstand.

Der Differenzverstärker-Eingangsstufe kommt dabei die wichtigste Bedeutung zu, da Störeinflüsse in diesem Teil die Gesamteigenschaften des Verstärkers überproportional beeinflussen und weil sich nur mit dieser Schaltungskonzeption galvanisch gekoppelte Gleichspannungsverstärker mit kleinen Driftwerten realisieren lassen. Das Schaltzeichen eines Operationsverstärkers zeigt Bild 1.17.

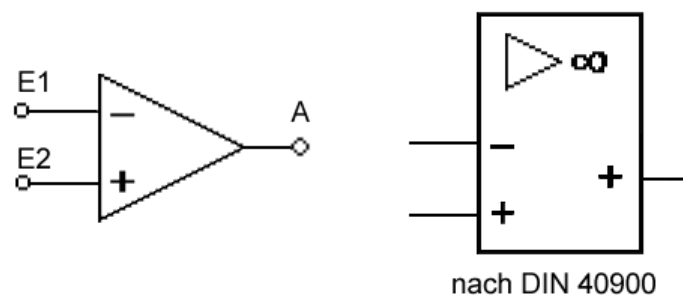


Bild 1.17: Schaltzeichen des Operationsverstärkers

Der Verstärker besitzt einen nichtinvertierenden Eingang E1 (+) und einen invertierenden Eingang E2 (−) mit den zugehörigen Eingangsspannungen  $U_{E1}$  und  $U_{E2}$  gegen Masse. Wichtig für den praktischen Betrieb ist die Tatsache, dass der Operationsverstärker im Prinzip nur die zwischen seinen beiden Eingängen anliegende Differenzspannung  $U_D = U_{E1} - U_{E2}$  um einen Faktor  $V$  verstärkt am Ausgang wieder abgibt. Sämtliche Spannungswerte werden auf einen gemeinsamen Schaltungsmassepunkt bezogen. Dies gilt ebenso für die Betriebsspannung, die symmetrisch als negative und positive Versorgung anzulegen ist. Weitere Anschlüsse des Operationsverstärkers (nicht bei jedem Typ vorhanden) betreffen die Offsetkompensation mit Hilfe eines Trimpotentiometers.

### 1.4.1 Operationsverstärker-Grundsaltungen

Am Ausgang liefert der Verstärker eine Spannung von  $U_0 = V_0 * U_D$ .  $V_0$  ist hierbei die Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers, die Werte von weit über  $10^6$  annehmen kann, die aber in der Praxis wegen der damit verbundenen hohen Störspannungsverstärkung und anderer nachteiliger Effekte nicht verwertbar ist. Bereits eine kleine Änderung der Eingangsspannung im mV-Bereich führt zu einer Übersteuerung des Verstärkers und damit in die Begrenzung. Deswegen kann ein OPV ohne Rückkopplung oder mit Mitkopplung immer nur als Schalter bzw. Komparator verwendet werden. Um ihn als Verstärker einsetzen zu können, muss man ihn mit Gegenkopplung betreiben. Genau darin liegt der besondere Vorteil des Operationsverstärkers. Durch eine äußere Beschaltung kann der Verstärkungsfaktor auf jeden gewünschten Wert herabgesetzt werden. Dies geschieht durch die erwähnte Gegenkopplung, bei der ein Teil der Ausgangsspannung gegenphasig auf die Eingangsspannung zurückgeführt wird.

Die Gegenkopplung hat die Aufgabe,

- die Linearität des gesamten Verstärkers zu verbessern,
- die Verstärkung unabhängig von der Exemplar-Streuung des Bauelements einzustellen,
- den ausgangsseitigen Innenwiderstand zu senken und damit Lastschwankungen auszugleichen und
- die Bandbreite zu erhöhen.

Da der Operationsverstärker zwei Eingänge besitzt, ergeben sich bei einer Gegenkopplung zwei verschiedene Grundschaltungen, die als „invertierender“ und „nicht invertierender“ Verstärker bezeichnet werden. Auf diese beiden Grundschaltungen lassen sich alle in der Praxis eingesetzten Verstärkerschaltungen zurückführen.

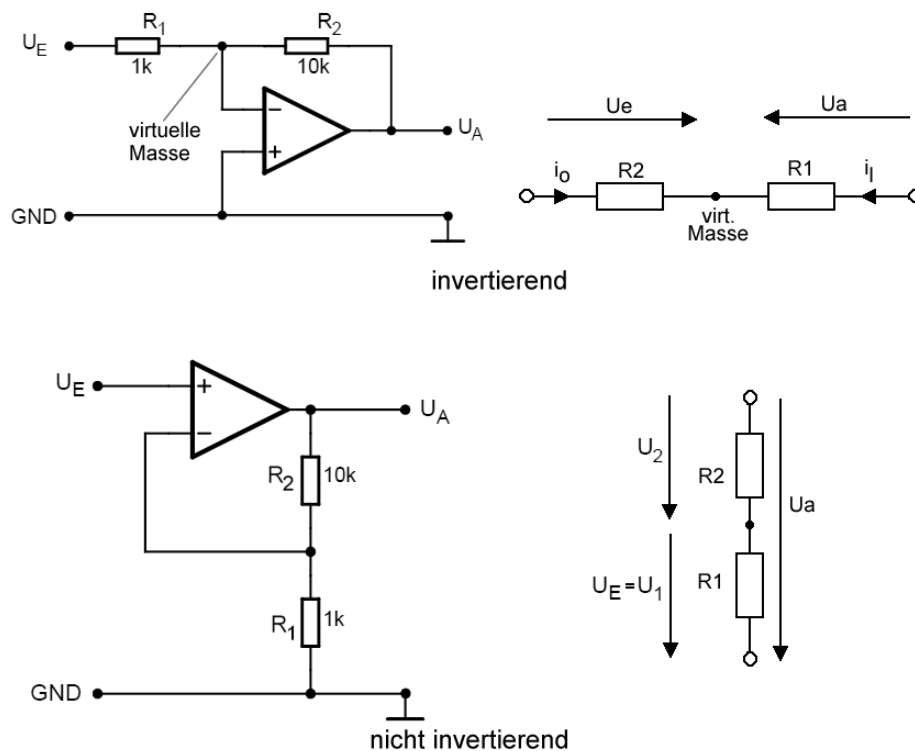


Bild 1.18: Die beiden Grundschaltungen des Operationsverstärkers

Bild 1.18 zeigt den Operationsverstärker in seinen Grundschaltungen als invertierender und nicht invertierender Verstärker. Wie allgemein in der Praxis üblich, sind nur die Eingänge und der Ausgang im Schaltbild wiedergegeben (Spannungsversorgung usw. ergeben sich aus dem Datenblatt).

Beim invertierenden Verstärker im Bild oben wird das Ausgangssignal zum Eingangssignal um  $180^\circ$  phasenverschoben („invertiert“). Nimmt man für die Berechnung der Verstärkung an, dass wegen des sehr hochohmigen Verstärkereinganges kein Eingangsstrom fließt, so gilt  $U_A/R_2 + U_E/R_1 = 0$ , und es ergibt sich:

$$U_A = -U_E \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (1.4)$$

Das Minuszeichen kommt daher, dass die beiden Ströme  $I_E$  und  $I_A$  in entgegengesetzter Richtung gemessen werden, jeweils vom positiven Pol zur zuvor festgelegten gemeinsamen Masse. Daher gilt  $I_E = -I_A$ . Die Verstärkung des Operationsverstärkers lässt sich also durch eine geeignet gewählte Widerstandskombination präzise festlegen. Mit den im Bild angegebenen Werten ergibt sich ein Verstärkungsfaktor von 10.

Analoge Beziehungen gelten für die Beschaltung als nicht invertierender Verstärker (Bild 1.18 unten). Bei der nichtinvertierenden Grundschaltung handelt es sich um eine Verstärkerschaltung, bei der das Ausgangssignal die gleiche Polarität wie das Eingangssignal aufweist.

Die Verstärkung kann folgendermaßen hergeleitet werden: Die Verstärkung eines (idealen) OPV ist unendlich, folglich muss die Spannungsdifferenz der Eingänge Null sein. Ausgehend von dieser Voraussetzung lässt sich die Ausgangsspannung abhängig von der Eingangsspannung berechnen. Am Spannungsteiler (rechts unten im Bild) fallen die Spannungen entsprechend dem Verhältnis der Widerstände ab:  $U_2/U_1 = R_2/R_1$ . Für die Gesamtspannung gilt  $U_a = U_1 + U_2$ . Daraus ergibt sich (erweitern um 1):

$$\frac{U_1}{U_1} + \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_1 + U_2}{U_1} = \frac{U_a}{U_1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (1.5)$$

Für die Verstärkung mit  $U_1 = U_e$  gilt daher:

$$U_a = U_e * \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (1.6)$$

Setzt man die Widerstandswerte  $R_1 = 1\text{k}$  und  $R_2 = 10\text{k}$  ein, so erhält man eine Verstärkung von 11.

Setzt man  $R_2 = 0$  (dann kann  $R_1$  entfallen), erhält man den sogenannten Spannungsfolger (Impedanzwandler) mit hoher Eingangsimpedanz und niedriger Ausgangsimpedanz, wobei annähernd  $U_a = U_e$  gilt.

### 1.4.2 Operationsverstärker-Kenngrößen

Dieser Abschnitt behandelt einige wichtige Begriffe und Kenngrößen von Operationsverstärkern, auf die es bei der Auswahl des geeigneten Typs ankommt. Diese Kenngrößen sind auch im jeweiligen Datenblatt aufgeführt.

- Der **Eingangsruhestrom** (Input bias current) ist der arithmetische Mittelwert  $I_E = (I_{E1} + I_{E2})/2$  der Arbeitspunkt-Basisströme des Differenzverstärkers, der den Eingang des Operationsverstärkers bildet. Als Arbeitspunkt-Basisströme bezeichnet man diejenigen Basisströme, die zu einer Ausgangsspannung von Null führen.
- Der **Eingangs-Offsetstrom** (Input off set current) ist der Eingangsstrom, der die Ausgangsspannung exakt 0 werden lässt. Da er durch die Differenz zweier Basisströme gegeben ist, haben Operationsverstärker, die einen geringen Eingangsruhestrom aufweisen, auch sehr kleine Eingangs-Offsetströme.
- Die **Eingangs-Offsetspannung** (Input offset voltage) ist die Differenzspannung am Eingang, die die Ausgangsspannung 0 werden lässt. Sie ist mit dem Eingangs-Offsetstrom über den Eingangswiderstand rechnerisch gekoppelt.
- Die **Gleichtakt-Spannungsverstärkung** (Common mode voltage gain) gibt an, wie hoch die Verstärkung des ohne Gegenkopplung betriebenen Bauelements für eine Spannung ist, die gleichzeitig an beiden Eingängen anliegt (die Differenzspannung ist hierbei immer 0).
- Die **Gleichtakt-Unterdrückung** (Common mode rejection ratio) ist der bei niedrigen Frequenzen gemessene Quotient von Differenz- und Gleichtakt-Spannungsverstärkung:  $K_{er} = V'/V_{gl}$ .
- Der **Gleichtakt-Eingangsspannungsbereich** (Common mode input voltage range) wird durch einen positiven und negativen Grenzwert angegeben, der einige Volt kleiner als der Versorgungsspannungsbereich ist.
- Der **Differenz-Eingangs-Spannungsbereich** (Differential input voltage range) ist durch den Maximalwert der Differenz-Eingangsspannung bestimmt, die ohne Schaden für den Verstärker zwischen den beiden Eingängen anliegen darf.
- **Bandbreite, Transitfrequenz, Frequenzkompensation:** Die Eckfrequenz  $f_o$  des Übertragungsgebietes ist diejenige Frequenz, bei der die Leerlauf-Spannungsverstärkung um 3 dB gegenüber dem bei niedrigen Frequenzen gemessenen Wert gefallen ist. Diese Kenngröße selbst sagt nicht viel aus, denn die so angegebene Grenzfrequenz ist lediglich für die Stufe mit der kleinsten Grenzfrequenz des im Allgemeinen mehrstufigen Operationsverstärkers kennzeichnend. Da der Frequenzgang des Verstärkers wegen der Frequenzabhängigkeit der übrigen Stufen bei höheren Frequenzen mit einer Steilheit abfällt, die größer als 20 dB/Dekade ist, muss im gegengekoppelten Betrieb die Frequenzkennlinie kompensiert werden, um ein Schwingen des Verstärkers zu verhindern. Infolge

dieser Maßnahme sinkt jedoch der Betriebs-Frequenzbereich beträchtlich. Die Angabe der Eckfrequenz  $f_0$  ist daher nur bei kompensiertem Betrieb von Aussagekraft. Die Transitfrequenz  $f_T$  (Unity gain frequency) ist die Frequenz, bei der der Absolutwert der Leerlauf-Spannungsverstärkung den Wert 1 annimmt. Diese Angabe kennzeichnet die Frequenzabhängigkeit des Operationsverstärkers besser, da sich bei der Frequenzkompensation mittels innerer oder äußerer Elemente der Wert von  $f_T$  im Allgemeinen nicht ändert.

- Innerhalb des Frequenzbereiches, in dem die Verstärkung mit 20 dB/Dekade abnimmt, ist das rechnerische **Bandbreite-Verstärkungs-Produkt** (Gain-bandwidth product) konstant. Wird beispielsweise auf eine Verstärkung von  $V$  gegengekoppelt, so ergibt sich für diesen Fall eine Eckfrequenz  $f_0$ . Das Bandbreite-Verstärkungs-Produkt ist  $V * f_0$  und für alle Frequenz-Verstärkungs-Kombinationen gleich.
- Die **Flankensteilheit der Ausgangsspannung** (Slew rate) hängt von der Größe, von der Technologie und der Kompensation des Verstärkers ab. Hat das an den Verstärkereingang angelegte Einheits-Sprungsignal eine solche Größe, dass es den gegengekoppelten Verstärker noch nicht, den nicht gegengekoppelten Verstärker jedoch bereits übersteuert, dann wirkt dieses Signal in einem gewissen Übergangsbereich übersteuernd. Dadurch stellt sich die Ausgangsspannung mit einer typischen Änderungsgeschwindigkeit  $S = \Delta U_A / \Delta t$  auf den durch Gegenkopplung festgelegten Endwert ein. Die Slew rate  $S$  wird in  $V/\mu s$  in den Datenblättern angegeben.
- Steuert man einen im Sättigungsbereich der Ausgangsspannung arbeitenden Verstärker sprunghaft in den linearen Arbeitsbereich, so verharrt die Ausgangsspannung noch eine bestimmte Zeit in der Sättigung, und erst nach der **Erholzeit**  $t_s$  (settling time) beginnt sie, dem Eingangssignal bzw. der größten Flankensteilheit  $S$  folgend, sich auf den durch Eingangsspannung und Verstärkung vorgegebenen Wert einzustellen.

Operationsverstärker sind primär für den Betrieb mit einer positiven und einer negativen Betriebsspannungsquelle vorgesehen. Nur damit lässt sich eine bipolare Gleichtakt- und Ausgangsaussteuerbarkeit erreichen. Oft steht aber nur eine einzige (positive) Betriebsspannung zur Verfügung. Man kann auch in solchen Fällen mit Operationsverstärkern arbeiten, wenn man sich auf einen unipolaren Aussteuerbereich beschränkt, wobei es wünschenswert ist, dass der vorhandene positive Aussteuerbereich das Nullpotential mit einschließt. Bei einem Standard-OPV bleibt die Gleichtakt- und Ausgangsaussteuerbarkeit einige Volt unterhalb der Betriebsspannungen. Bei der unipolaren Betriebsart müssen daher die Eingangs- und Ausgangssignale mindestens etwa 2 V über dem Nullpotential liegen. Diese Einschränkung kann man durch die Wahl eines geeigneten Operationsverstärkers umgehen. Dessen Gleichtaktaussteuerbarkeit muss bis zur negativen Betriebsspannung reichen (z. B. LM324).

Die Auswahl eines bestimmten Operationsverstärkers erfolgt immer nach den benötigten Eigenschaften. Man unterscheidet Universaltypen (z. B. der Klassiker 741), Präzisionstypen, Typen mit niedriger Offsetspannung, niedrigem Rauschen, niedrigem Eingangsstrom oder geringer Stromaufnahme. Andere Typen liefern eine hohe Ausgangsspannung oder einen hohen Ausgangsstrom. Für Experimente reichen meist die Typen 741, LM358, LM324 oder TLC271, TLC272 und TLC274 aus. Bei manchen Schaltungen werden die von den Herstellerapplikationen vorgegebenen Typen angegeben, die sich aber meist durch entsprechende Vergleichstypen ersetzen lassen.

### 1.4.3 Differenzverstärker

Eine in der Messtechnik oft benötigte Variante der Operationsverstärkerschaltung ist der Differenzverstärker. Bei diesem Verstärker liegt am Ausgang die Differenz der Eingangsspannungen, multipliziert mit dem Verstärkungsfaktor an (Schaltung in Bild 1.19). Ein Differenzverstärker entsteht durch Kombination eines invertierenden mit einem nichtinvertierenden Verstärker. Ist in beiden Fällen die Verstärkung gleich, spricht man von einem Subtrahierer.

Da die Spannungen an den beiden Eingängen des Verstärkers ( $U_{Ip}$  und  $U_{In}$ ) annähernd gleich sind, gilt  $U_{Ip} = U_2 * R_4 / (R_2 + R_4)$  sowie  $U_{In} = U_1 * R_3 / (R_1 + R_3) + U_Q * R_1 / (R_1 + R_3)$ .

Mit dieser Information lässt sich  $U_Q$  berechnen:

$$U_Q \approx U_2 * \frac{R_1 + R_3}{R_2 + R_4} * \frac{R_4}{R_1} - U_1 * \frac{R_3}{R_1} \quad (1.7)$$

Im Normalfall (Subtrahierer) wird  $R_1 = R_2 = R_a$  und  $R_3 = R_4 = R_b$  gesetzt. Die Formel vereinfacht sich dann zu:

$$U_Q \approx (U_2 - U_1) \cdot \frac{R_b}{R_a} \quad (1.8)$$

Eine den beiden Eingängen gleichermaßen überlagerte Spannung (Gleichtaktspannung oder common mode voltage) darf nur einen sehr geringen Beitrag zur Ausgangsspannung liefern. Für eine optimale Unterdrückung der Gleichtaktspannung ist es wichtig, dass die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  und die Widerstände  $R_3$  und  $R_4$  genau gleiche Werte besitzen.

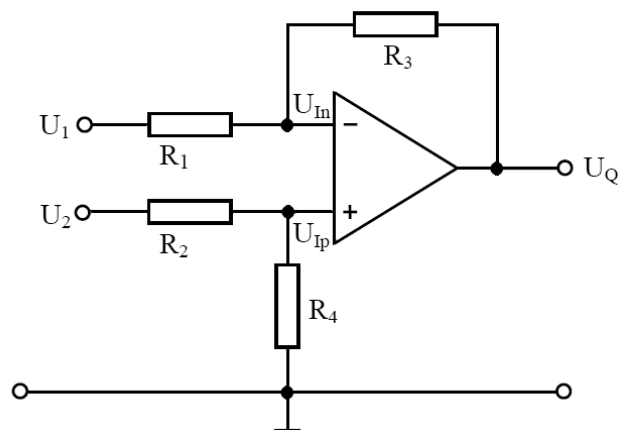


Bild 1.19: Schaltung des Operationsverstärkers als Differenzverstärker

Ein wesentlicher Nachteil der gezeigten Schaltung ist der niedrige Eingangswiderstand bei größerem Verstärkungsfaktor. Eine nur kleine Abweichung der Innenwiderstände der Signalquellen führt zu einer starken Verschlechterung der Gleichtaktunterdrückung. Diesen Effekt kann man unterdrücken, indem man den Eingängen des Differenzverstärkers je einen Spannungsfolger als Impedanzwandler vorschaltet. Diese Schaltung wird auch als „Instrumenten-Verstärker“ (instrumentation amplifier) bezeichnet. Man kann alternativ anstelle der Impedanzwandler zwei nichtinvertierende Verstärker vorschalten, wodurch sich der Verstärkungsfaktor des eigentlichen Differenzverstärkers reduziert. Ein solcher Verstärker zeichnet sich dann aus durch:

- sehr hohe Eingangsimpedanz und damit keine Verfälschung des Messergebnisses durch die Belastung der Signalquelle
- sehr niedrige Ausgangsimpedanz (Belastungsunabhängigkeit)
- sehr hohe Gleichtaktunterdrückung (keine Verfälschung des Messergebnisses durch eingestreute Störsignale, die in der Regel als Gleichtaktsignale auftreten)
- konstante, einstellbare Verstärkungsfaktoren

Die Schaltung in Bild 1.20 hat den zusätzlichen Vorteil, dass man durch Variation des Widerstandes  $R_1$  den Verstärkungsfaktor einstellen kann. Die verstärkte Differenzspannung zwischen den Ausgängen von OP1 und OP2 wird mit Hilfe des Differenzverstärkers OP3 auf den Ausgang übertragen.

Bei einer reinen Gleichtaktspannung – wenn also beide Eingangs-Spannungswerte gleich groß sind und die gleiche Polarität besitzen – hat die Eingangsstufe nur die Verstärkung 1, gleichgültig, ob sie mit noch so hoher Differenzverstärkung dimensioniert ist. Beide Eingangsverstärker erzeugen an den invertierenden Eingängen exakt dieselbe Spannung, weil im eingeschwungenen Zustand die Differenzspannung der Eingänge bei jedem der beiden Operationsverstärker 0 V sein muss. Dies bedeutet aber, dass durch  $R_1$  kein Strom fließen kann. Jeder der beiden Operationsverstärker arbeitet in diesem speziellen Fall als reiner Impedanzwandler. Diese Eigenschaft macht den Instrumentenverstärker besonders interessant zur Unterdrückung von Gleichtaktsignalen.

Für die Berechnung des Eingangs-Ausgangs-Verhaltens werden wieder ideale OPV angenommen. Sind  $U_{o1}$  und  $U_{o2}$  die Ausgangsspannungen von OP1 und OP2, gilt für die Ausgangsspannung  $U_o$



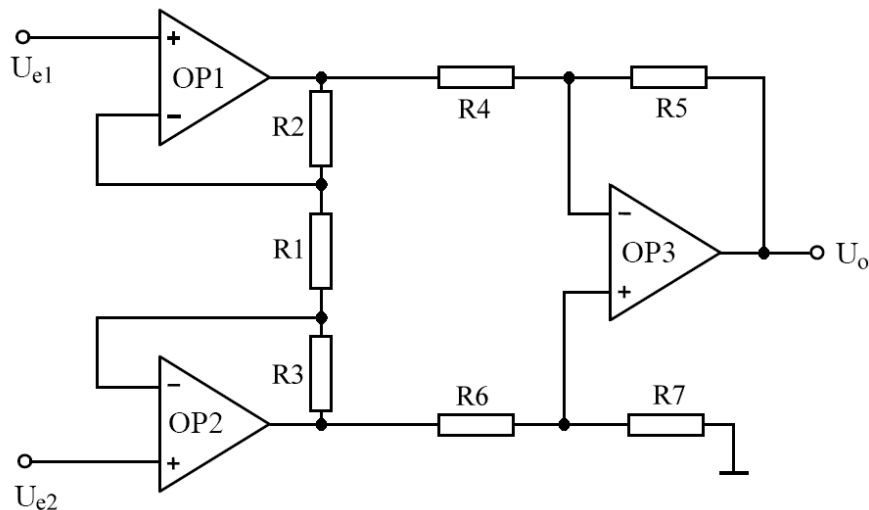


Bild 1.20: Schaltung des Instrumenten-Verstärkers

von OP3:

$$U_o = \frac{R5}{R4} * \left( \frac{1 + R4/R5}{1 + R6/R7} * U_{o2} - U_{o1} \right) \quad (1.9)$$

Setzt man  $R6 = R4$  und  $R7 = R5$ , folgt daraus

$$U_o = \frac{R5}{R4} * (U_{o2} - U_{o1}) \quad (1.10)$$

Untersucht man nun den Zusammenhang zwischen den Eingangsspannungen  $U_{e1}$  und  $U_{e2}$  und der Ausgangsspannung  $U_o$ , erhält man wegen  $U_{o2} - U_{o1} = (1 + (R2 + R3)/R1)(U_{e2} - U_{e1})$

$$U_o = \frac{R5}{R4} * \left( 1 + \frac{R2 + R3}{R1} \right) * (U_{e2} - U_{e1}) \quad (1.11)$$

Aus Gründen der Symmetrie wird man  $R3 = R2$  wählen. Es versteht sich, dass überall nur eng tolerierte Metallschichtwiderstände in Frage kommen.

Will man die Verstärkung variieren, dürfen die Widerstände  $R4 \dots R7$  nicht dafür verwendet werden, sondern man stellt den Verstärkungsfaktor mit  $R1 \dots R3$  ein. Ohne Störung der Balance kann somit nur  $R1$  variabel gehalten werden, was gleichzeitig bedeutet, dass man die Gesamtverstärkung mit nur einem Widerstand einstellen kann. Um Bauteiletoleranzen auszugleichen, kann auch  $R7$  variabel gemacht werden. An diesem Widerstand wird dann auf maximale Gleichtaktunterdrückung eingestellt.

Etliche Hersteller bieten integrierte Instrumentenverstärker mit festem oder einstellbarem Verstärkungsfaktor an. Beim AD620 sind beispielsweise die Anschlüsse für den verstärkungsbestimmenden Widerstand ( $R1$  im vorigen Beispiel) herausgeführt. Die mit der äußeren Beschaltung verbundenen Genauigkeitsprobleme fallen dann natürlich unter den Tisch. Auch gibt es Verstärker, bei denen einzelne Verstärkungsstufen digital geschaltet werden können.

#### 1.4.4 Schmitt-Trigger

Ein Schmitt-Trigger hat einen Eingang und einen Ausgang und liefert abhängig von der Eingangsspannung immer eine wohl definierte Ausgangsspannung. Dabei gilt stets:

- Am Ausgang liegt HIGH an, wenn der Pegel am Eingang eine Spannung  $U_H$  **überschreitet**.
- Am Ausgang liegt LOW an, wenn der Pegel am Eingang eine Spannung  $U_L$  **unterschreitet**.
- Es wird die bisherige Ausgangsspannung aufrechterhalten, wenn sich die Eingangsspannung zwischen  $U_L$  und  $U_H$  befindet (Hysterese)

- Der Übergang von LOW auf HIGH oder umgekehrt erfolgt stets mit einer steilen Flanke.

Ein Schmitt-Trigger lässt sich mit Hilfe eines Operationsverstärkers aufbauen (Bild 1.21). Über den Spannungsteiler (R1, R2) lässt sich der Schaltpunkt einstellen, im Beispiel auf  $V_{cc}/2 = 2,5V$ . R3 bestimmt die Mitkopplung und damit die Hysterese. Über das Verhältnis von R3 zu R1/R2 wird die Hysteresebreite festgelegt. Bei dieser Schaltung ist das Ausgangssignal invertiert. Wird also UH am Eingang überschritten, geht der Operationsverstärker in die negative Sättigung, wird UL unterschritten, geht er in die positive Sättigung.

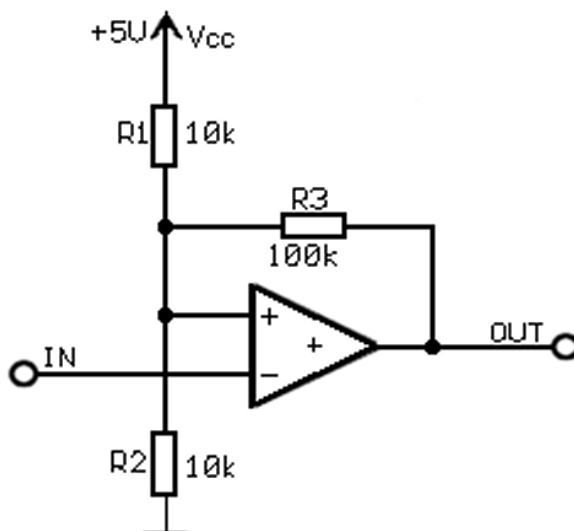


Bild 1.21: Schaltung des Schmitt-Triggers

Um die Werte der Widerstände R1 bis R3 auszurechnen verwendet man folgende Formeln, wobei R1 gegeben sein muss:

$$R2 = \frac{R1 * U_L}{V_{cc} - U_H} \quad (1.12)$$

$$R3 = \frac{R1 * U_L}{U_H - U_L} \quad (1.13)$$

Für  $V_{cc} = 5V$ ,  $U_H = 2,7V$  und  $U_L = 2,3V$  sowie  $R1 = 10k$  ergeben sich folgende Werte:

$$R2 = \frac{10000 * 2,3}{5 - 2,7} = 10k \quad (1.14)$$

$$R3 = \frac{10000 * 2,3}{2,7 - 2,3} = 57,5k \quad (1.15)$$

# Spannungsversorgung von Schaltungen

## 2.1 Netzteil-Grundlagen

Ein Netzteil (Bild / refnetzteil) besteht aus mehreren Komponenten, die sich in folgende Funktionsgruppen unterteilen lassen, wobei der HF-Filter entfallen kann:

- der Netztransformator transformiert die Netzspannung von 230 V in eine niedrige und ungefährliche Wechselspannung. Diese Spannung muss jedoch höher sein, als die gewünschte geregelte Gleichspannung (siehe Abschnitt 2.2).
- Gleichrichtung und Siebung. Mit einem Brückengleichrichter (oder vier Dioden) wird eine pulsierende Gleichspannung erzeugt, die im nachfolgenden Kondensator geglättet wird (siehe Abschnitt 2.2).
- Der nachfolgende diskret aufgebaute oder integrierte, lineare Spannungsregler sorgt für eine konstante Gleichspannung am Ausgang, wobei der Spannungsfall zwischen reglerein- und ausgang zur Erwärmung des Reglers führt. Die Verlustleistung errechnet sich aus  $(U_{ein} - U_{aus}) * I$ .
- Hochfrequente Anteile in der Ausgangsspannung können fallweise dann noch gefiltert werden.

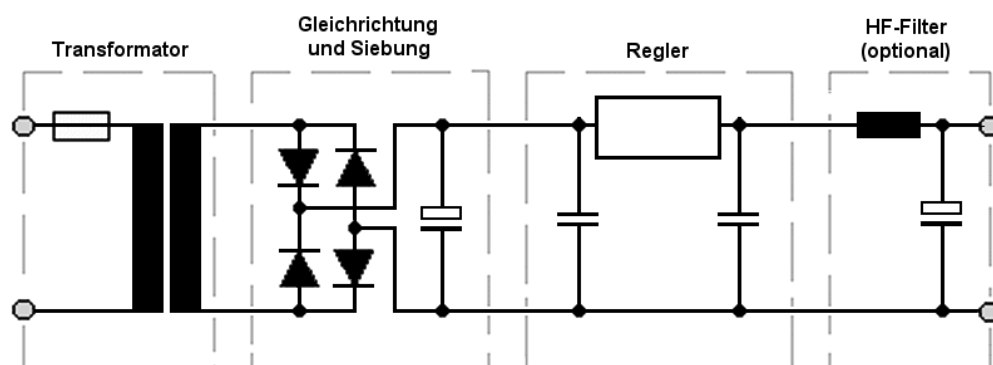


Bild 2.1: Prinzip eines Netzteils

Zur Spannungsstabilisierung oder zur Erzeugung einer definierten Referenzspannung werden oft Z-Dioden verwendet. Als Z-Diode (oder Zener-Diode) bezeichnet man eine Siliziumdiode, deren Sperrkennlinie einen definierten und steilen Durchbruch hat. Die Kennlinie in Bild 2.2 kann in einen Durchlass-, Sperr-, Knick- und Stabilisierungsbereich aufgeteilt werden. Der Übergang vom Knick-

in den Stabilisierungsbereich liegt bei Dioden mit einer Zenerspannung größer 8 V zwischen 0,05 mA und 0,1 mA. Bei Dioden mit kleiner Zenerspannung sind die Stromwerte für den Übergang größer.

Wie fast alle Halbleiterbauelemente weisen auch Z-Dioden einen Temperaturkoeffizienten auf; er erreicht bei Z-Dioden mit Zenerspannungen um etwa 6 V ein Minimum und nimmt bei Zenerspannungen über 7 V einen positiven Wert an; darunter ist er negativ. Da Z-Dioden mit  $U_z$  von 6 bis 7 V gleichzeitig den kleinsten Zenerwiderstand (steile Kennlinie) haben, wird dieser Typ mit leichtem, positiven Temperaturkoeffizienten am häufigsten verwendet.

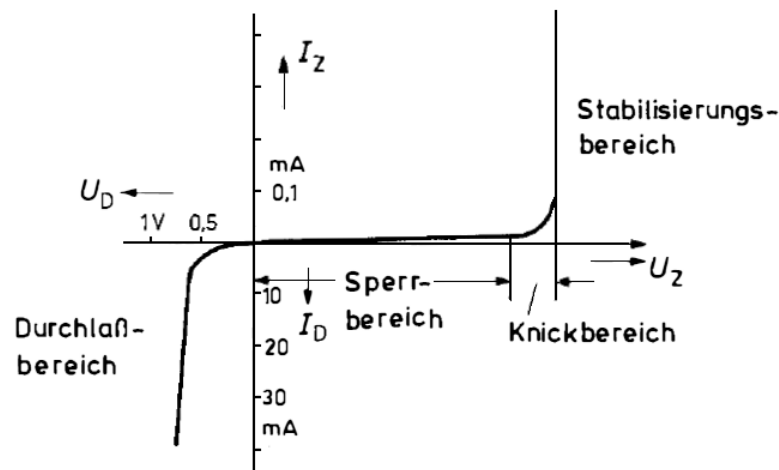


Bild 2.2: Kennlinie einer Z-Diode

Normalerweise werden heutzutage integrierte Spannungsregler eingesetzt. Für das Verständnis der Regelung kann es jedoch nützlich sein, ein Netzteil diskret aufzubauen, wie es in seiner einfachsten Form in Bild 2.3 gezeigt ist. Es soll eine Ausgangsspannung zwischen 9 und 18 V liefern.

Ein NPN-Transistor leitet bekanntlich, wenn seine Basisspannung ca. 0,6 V über seiner Emitterspannung liegt. In Bild 2.3 dient eine Z-Diode als Spannungsreferenz, mit z. B.  $U_z = 5,6$  V. Als minimal mögliche Ausgangsspannung ergibt sich dann  $U_{amin} = U_z + U_{ceT1} - U_{beT2} = 5,6 + 2 - 0,6 = 7$  V. Übersteigt die am Spannungsteiler eingestellte Basisspannung  $U_z + U_{beT2}$ , beginnt T2 zu leiten und verringert so die Steuerspannung von T1. T2 bildet zusammen mit R1 einen variablen Spannungsteiler. Steigt die Ausgangsspannung, wird er aufgesteuert und damit T1 zugesteuert, wodurch die Ausgangsspannung wieder sinkt. Sinkt dagegen die Ausgangsspannung, sperrt T2 stärker und T1 wird weiter aufgesteuert.

R4 ist dabei so gewählt, dass auch bei der niedrigsten Ausgangsspannung die Z-Diode im steilen Bereich der Kennlinie betrieben wird:  $R4 = (U_{amin} - U_z) / I_{zmin}$ . Für einen typischen Fall,  $I_{zmin} = 5$  mA ergibt sich  $R4 = (9,0 - 5,6) / 0,005 \approx 680 \Omega$ .

Der Widerstand R1 muss so bemessen werden, dass bei kleinster Spannung an R1 noch genügend Strom fließen kann, um T1 anzusteuern. Nehmen wir an, das Netzteil solle einen maximalen Strom von 0,5 A liefern. Bei einem Stromverstärkungsfaktor von 100 würde T2 5 mA Steuerstrom benötigen. Die kleinste Spannung am R1 erhält man aus der Beziehung  $U_{R1min} = U_e - U_{amax} + U_{beT1}$ . Wenn man davon ausgeht, dass die Eingangsspannung ca. 3 V über der maximalen Ausgangsspannung liegt, ergeben sich etwa 2 V für  $U_{R1min}$ , woraus folgt:  $R1_{max} = 2 / 0,005 \approx 390 \Omega$ .

Bleiben noch P1, R2 und R3. Um die Widerstände zu bestimmen, benötigt man den Querstrom durch alle drei. Dieser hängt vom minimal nötigen Eingangsstrom von T2 ab. Zur Sicherheit wird dafür ca. das fünfzigfache des minimalen Basisstroms (aus dem Datenblatt) gewählt. Für den Strom ergibt sich dann 5 mA bei 9 V Ausgangsspannung und 10 mA bei 18 V. Der Gesamtwiderstand von R2, R3 und P1 ergibt sich dann zu  $9 / 0,005 = 1800 \Omega$ .

R3 bestimmt die maximale Ausgangsspannung, es liegen also ca. 6,2 V an R3 an. Daraus ergibt sich ein Widerstand von  $6,2 / 0,01 = 620 \Omega$ .

Für die Berechnung vom P1 wird der Schleifer ganz oben bei R2 angenommen. Die minimale Ausgangsspannung beträgt dann 9 V. Es ergibt sich:  $R3 + P1 = 6,2 / 0,05 = 1240 \Omega$ . Nun noch R3 subtrahieren:  $P1 = 620 \Omega$ . Um R2 zu berechnen, müssen nur R3 und P1 vom Gesamtwiderstand subtrahiert werden:  $R2 = 1800 - 620 - 620 = 560 \Omega$ .

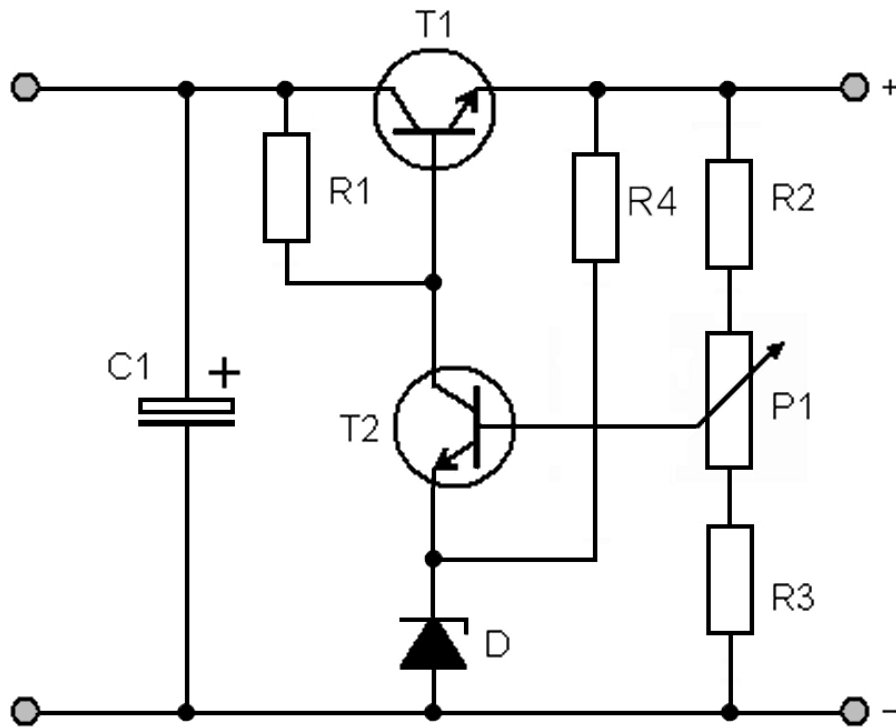


Bild 2.3: Prinzip der Spannungsregelung

**Tipp**

Sowohl bei TTL als auch bei CMOS treten bei Schaltvorgängen Spitzen in der Stromaufnahme auf. Diese Lastspitzen sind steilflankig und bewegen sich zeitlich im Nanosekundenbereich. Unter solchen Verhältnissen stellen die Versorgungsleitungen zum einzelnen Gatter oder zu sonstigen Bausteinen bereits nennenswerte Induktivitäten dar – mit dem Resultat, dass die Versorgung des ICs kurzzeitig einbricht (Dip). Nach einigen Nanosekunden erfolgt ein Überschwingen in der Gegenrichtung (Spike). Beides kann zu Störungen im Ablauf des Schaltnetzes oder des Schaltwerks führen. Daher muss jedes IC mit einem Abblock-Kondensator versehen werden (20 bis 100 nF), der durch möglichst kurze Leitungen oder Leiterbahnen mit den beiden Versorgungsanschlüssen (+Vcc und Masse) verbunden ist. Es kann auch nicht schaden, für die gesamte Schaltung einen Elko mit 47 bis 100 µF vorzusehen.

## 2.2 Netzteilauslegung

Normalerweise sind Transformator und Ladekondensator beim Steckernetzteil auf die maximal zu entnehmende Leistung abgestimmt. Für diejenigen, die das Netzteil komplett selbst bauen wollen, hier ein paar Tipps. Bild 2.4 zeigt nochmals die Schaltung von Ladeelko und Gleichrichter.

Aus der Eingangswechselspannung mit dem Effektivwert  $U_t$  entsteht nach der Brückengleichrichtung eine Gleichspannung, deren Effektivwert  $U_b$  maximal  $U_t - (2 \cdot 0,7)$  V beträgt. Dies liegt am Spannungsfall der jeweils zwei Durchlassdioden, die an der Gleichrichtung beteiligt sind. Der nachfolgende Glättungskondensator lädt sich nicht auf den normalerweise genannten Effektivwert  $U_b$  auf, sondern auf die Spitzenspannung der pulsierenden Gleichspannung. Das muss bei seiner Dimensionierung berücksichtigt werden.

Bild 2.5 zeigt den Verlauf der Spannung am Ladeelko bei Belastung. Unter Strombelastung sinkt die Spannung am Glättungskondensator während der abfallenden Sinusspannung ab, da nun der Kondensator den Strom liefern muss. Der unterste Wert der Spannung am Glättungskondensator bildet die minimale Eingangsspannung des Reglers.

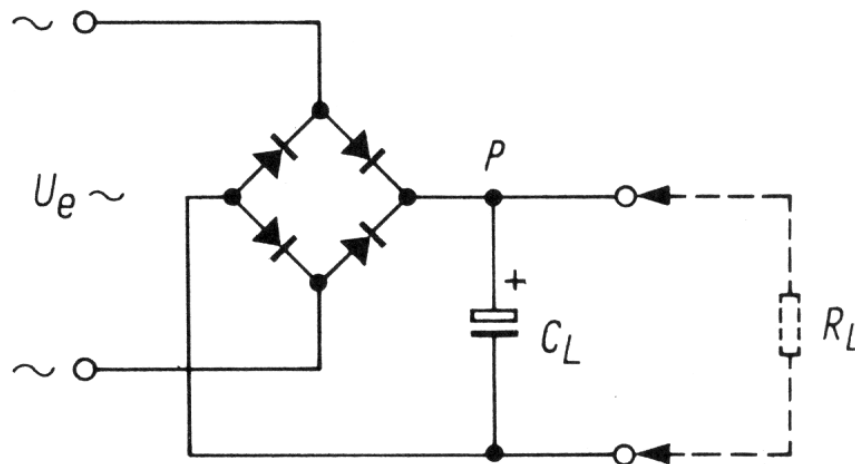


Bild 2.4: Trafo und Ladeleko

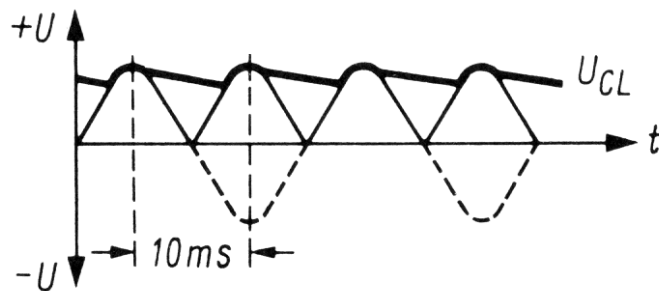


Bild 2.5: Spannungsverlauf am Ladeleko

Zur Ermittlung der maximal erlaubten Leerlaufspannung des Transformators für eine Eingangsspannung des Reglers  $U_b$  geht man von folgender Beziehung aus:

$$U_0 = \frac{U_b + 1,5}{\sqrt{2}} \quad (2.1)$$

Der Ladeleko sollte so dimensioniert werden, dass Amplitude der Brummspannung am Ladekondensator  $C_L$  möglichst klein bleibt. Seine Kapazität hängt von der Ausgangsspannung und dem Ausgangsstrom ab. Bei steigendem Strom steigt auch die Amplitude der Brummspannung (die man ja möglichst niedrig haben will). Die (Näherungs-)Formel für die Berechnung der Brummspannung lautet:

$$U_{bss} = \frac{0,75 * I_a}{f * C_L} \quad (2.2)$$

$U_{bss}$  = Amplitude der Brummspannung,

$I_a$  = max. Ausgangsstrom,

$f$  = Frequenz der Brummspannung (bei Zweiweggleichrichtung 100 Hz)

Alle Angaben in der Grundeinheit (also Farad und Ampere) vornehmen.

Beispiel: 3300 Mikrofarad, 9 Volt, 1 Ampere

$$U_{bss} = (0,75 * 1) / (100 * 0,0033) = 0,75 / 0,33 = ca. 2,3V \quad (2.3)$$

Beispiel: 4700 Mikrofarad, 9 Volt, 1 Ampere

$$U_{bss} = (0,75 * 1) / (100 * 0,0047) = 0,75 / 0,47 = ca. 1,6V \quad (2.4)$$

Die Brummspannung muss so gering sein, dass der Regler immer noch genügend „Luft“ zum Ausregeln seiner Ausgangsspannung hat. Da beim Spannungsregler die Eingangsspannung immer 2 – 3 Volt über der Ausgangsspannung liegen sollte, wäre für einen 5-V-Regler der größere Kondensator die bessere Wahl. Eine weitere Vergrößerung von  $C_1$  würde aber nur noch die Verlustleistung im Regler erhöhen.

Günstiger sieht die Energiebilanz mit einem Abwärtswandler aus, allerdings ist hier der Schaltungsaufwand größer.

## 2.3 Sicherungen und Sicherungshalter

In der Regel setzt man eine Sicherung auf der Primärseite ein, die das Gesamtsystem im Falle eines Kurzschlusses schützt. Den Nennstrom der Sicherung kann man leicht aus den Anforderungen der Sekundärseite ableiten. Wird beispielsweise eine Spannung von  $U = 5\text{ V}$  bei einem Strom von  $I = \text{max. } 2\text{ A}$  benötigt, berechnet sich die Leistung zu

$$P = U * I = 5 * 2 = 10\text{ W} \quad (2.5)$$

Diese 10 Watt habe auf der Primärseite des Trafos bei 230 V einen Strom von

$$I = 10/230 = 0,44\text{ A} \quad (2.6)$$

zur Folge, wobei eventuelle Übertragungsverluste nicht berücksichtigt wurden. Hier kann man in der Regel mit einem Faktor von 1,2 arbeiten. Das ergäbe im Beispiel einen Wert von  $0,44 * 1,2 = 0,53$ . Also würde man die nächstgrößere Sicherung, in diesem Beispiel für 0,8 A Nennstrom verwenden.

Es gibt viele Arten von Sicherheitsstandards, denen man beim Schaltungsdesign folgen wird. Nun möchte man meinen, dass man beim Anschluss eines Sicherungshalters wie den im Bild 2.6 abgebildeten nicht falsch machen kann. Die Gefahr bei der linken Anordnung ist, dass die Netzspannung am vorderen Sicherungskontakt anliegt, den man versehentlich mit den Fingerspitzen noch berühren kann, wenn man die Feinsicherung auswechselt. Bei der Anschlussvariante rechts im Bild ist die Gefahr gebannt, da das „heiße“ Ende der Sicherung tief im Halter liegt. Nur darf man jetzt nicht den Fehler machen, statt die Sicherung in den Schraubanschluss zu stecken und dann einzuschrauben, diese mit den Fingern reinzufummeln.



Bild 2.6: Anschluss des Sicherungshalters, links droht Gefahr, rechts ist es richtig

## 2.4 Spannungsregler

Für fast alle Anwendungen wird eine stabilisierte Gleichspannung benötigt, für die meistens integrierte Festspannungsregler zum Einsatz gelangen. Sie enthalten eine interne Regelstufe für eine bestimmte Spannung (daher der Name). Zusätzlich haben sie eine interne Strombegrenzung, die bei Überlastung und Kurzschluss einsetzt. Bei einem Kurzschluss regelt der Festspannungsregler seine Ausgangsspannung automatisch herunter. Wird der Kurzschluss aufgehoben, stabilisiert sich die Ausgangsspannung wieder auf ihren festen Wert. Eine thermische Schutzschaltung verhindert die Zerstörung des Bausteins durch Überhitzung.

Entsprechend dem maximal erforderlichen Strom  $I_{max}$  und der gewünschten Gleichspannung  $U$  wird der Regler ausgesucht. Die an ihm auftretende Verlustleistung muss im Zweifelsfall über einen Kühlkörper abgeleitet werden. Sie hängt vom Unterschied zwischen Eingangsspannung und Ausgangsspannung des Reglers ab. Bei sogenannten Low-Drop-Reglern kann er bis auf 0,5 V reduziert

werden. Bei Standardreglern muss der Unterschied zwischen Ein- und Ausgangsspannung immer noch ca. 2 V betragen.

Integrierte Spannungsregler vertragen Eingangsspannungen bis 37 V. Bei einer Ausgangsspannung von 5 V und einem Strom von 1 A würde die Verlustleistung des Reglers dann 22 W betragen, was der Leistung eines kleinen Lötkolbens entspricht. Die maximal als Wärme auftretende Verlustleistung ergibt sich allgemein als Produkt des Spannungsfalls über dem Regler  $U_R$  und dem maximalen Strom  $I_{max}$ :

$$P_v = U_R * I_{max} \quad (2.7)$$

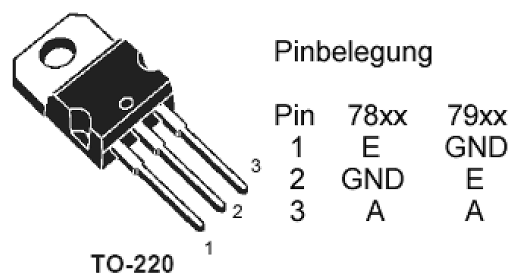
Die bekanntesten Festspannungsregler sind die 78xx-Serie für positive und die 79xx-Serie für negative Spannungen. Die Ausgangsspannungen dieser Bausteine können 5, 6, 8, 9, 12, 15, 18 oder 24 Volt betragen. Damit die Spannungsregler einwandfrei arbeiten, sollte die Eingangsspannung mindestens zwei bis drei Volt über der gewünschten Ausgangsspannung liegen. Die Eingangsspannung darf niemals mehr als 36 Volt betragen. Die Differenz der Eingangsspannung zur Ausgangsspannung sollte jedoch nicht zu hoch sein, da sonst die Verlustleistung am Festspannungsregler zu groß wird (Wärmeentwicklung). Wenn zum Beispiel beim 1-A-Regler die Eingangsspannung 12 V und die Ausgangsspannung 5 V beträgt, müssen 7 W Verlustleistung über einen passenden Kühlkörper abgeführt werden. Als Faustregel für die Trafospaltung gilt: Ausgangsspannung +4 Volt. Die Kapazität des Lade-Elkos in  $\mu\text{F}$  kann man mit  $C = 4000 * \text{Ausgangsstrom}$  veranschlagen.

**Tabelle 2.1:** Festspannungsregler

Bezeichnung	Stromentnahme
78Lxx	0,1 A
78Mxx	0,5 A
78xx	1 A
78Sxx	2 A
78Txx	3 A
78Hxx	5 A

Die einzelnen Typen unterscheiden sich nicht nur durch die Ausgangsspannung, sondern auch durch ihren Maximalstrom. In Tabelle 2.1 ist die Stromentnahme bei ausreichender Kühlung durch einen passenden Kühlkörper angegeben. Ohne Kühlung ist nur etwa die Hälfte der Stromentnahme möglich (eher weniger). Das „xx“ bezeichnet den Wert der Ausgangsspannung in zwei Zahlen. „05“ steht demnach für 5 Volt, „15“ für 15 Volt.

In der Regel kann man die 1-A-Version des Spannungsreglers im TO-220-Gehäuse verwenden (Bild 2.7), die Pinbelegung der anderen Varianten lassen sich den Datenblättern der Hersteller entnehmen. Lediglich dort, wo eine Referenzspannung benötigt wird und nur wenige Milliampere Strom fließen, wird die Variante im TO92-Gehäuse eingesetzt.



**Bild 2.7:** Pinbelegung von Festspannungsreglern

Festspannungsregler werden meist mit minimaler äußerer Beschaltung verwendet, da alle notwendigen Funktionen auf dem Chip integriert sind. Einzige notwendige Beschaltung des Festspannungsreglers sind zwei Kondensatoren, die Regelschwingungen verhindern sollen. Jeweils am Eingang und am Ausgang müssen diese möglichst nahe am Baustein zwischen Eingang bzw. Ausgang und Masse liegen. Die Hersteller empfehlen für den eingangsseitigen Kondensator, der das Schwingen des Regelkreises verhindern soll, in der Regel einen Wert von 220 nF. In vielen Schaltungen findet man



hier einen 100-nF-Kondensator, der unter normalen Bedingungen unproblematisch ist. Der Wert kann zwischen 100 nF und 1 µF liegen.

Bild 2.8 zeigt eine typische Schaltung. Faustregel: An den Eingang eines Festspannungsreglers wird stets auf kürzestem Weg ein 100-nF-Kondensator angeschlossen, der andere Kondensator-Anschluss wird auf kürzestem Weg mit dem Masse-Anschluss des Spannungsreglers verbunden. Der Ausgangs-seitige Kondensator (mindestens 100 nF) fängt sehr schnelle, im Mikrosekunden-Bereich liegende Laständerungen auf. Zusätzlich kann der Spannungsregler-Ausgang mit einem Elko beschaltet werden, der langsamere Laständerungen auffängt. Faustregel: Der Ausgang eines Festspannungsreglers wird stets mit einem Kondensator beschaltet, dessen Kapazität mindestens 100 nF beträgt.

Vor der Schaltung von Bild 2.8 befindet sich die Gleichrichterschaltung mit Ladekondensator. Als Block- und Lade-Elektrolytkondensatoren sollten Standard-Typen mit niedrigem ESR verwendet werden. Wenn es unbedingt Tantal-Elkos sein müssen, ist auf gute Spannungs- und Schaltfestigkeit zu achten.

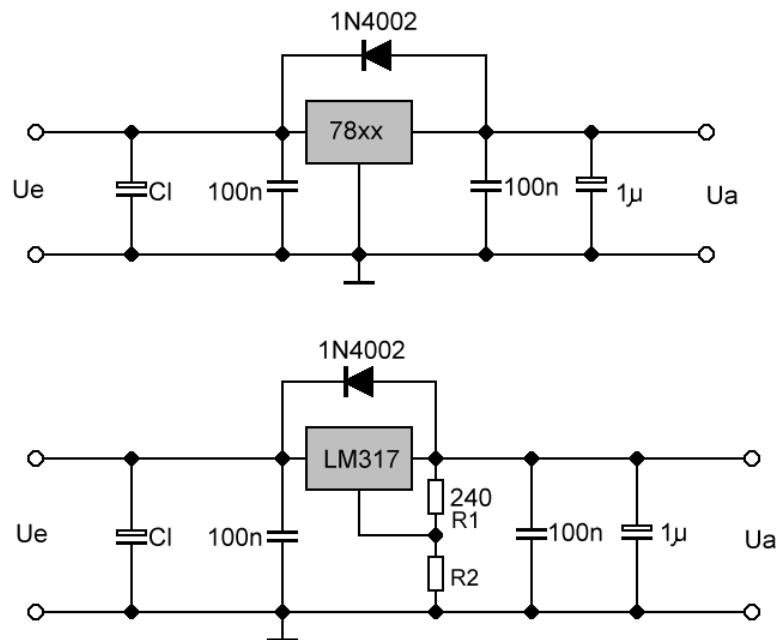


Bild 2.8: Beschaltung von Festspannungsreglern

Bild 2.8 zeigt außerdem die Version des dreibeinigen einstellbaren Spannungsreglers LM317. Die Ausgangsspannung wird mit R1 und R2 dimensioniert. Der Wert von R1 wird im Datenblatt mit maximal 240 Ω vorgegeben. Die Ausgangsspannung ergibt sich dann zu

$$U_a = 1.25 * \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (2.8)$$

Für höhere Leistung kann der LM350 verwendet werden. Mehr zum LM317 inklusive Webformular zur Berechnung der Ausgangsspannung und dem Einsatz als Stromquelle (siehe unten) findet man unter <http://www.netzmafia.de/skripten/hardware/LM317/LM317.html>.

Die Diode D1, welche zwischen Ein- und Ausgang in Sperrrichtung geschaltet ist, schützt den Baustein. Wird die Ausgangsspannung größer als die Eingangsspannung (etwa durch Entladen von Schaltungskapazitäten über den Regler nach dem Abschalten der Versorgungsspannung), gibt es einen Kurzschluss im Spannungsregler. Gleichzeitig gelangt auch die unregelmäßige Versorgungsspannung an den Rest der Schaltung. Die Diode verhindert diesen GAU.

Ein weitere Eigenschaft von analogen Spannungsreglern ihre Wärme-Entwicklung. Für Spannungsregler der 78xx- und 79xx-Reihe ist der Einsatz eines Kühlkörpers ab einer bestimmten Verlustleistung notwendig. Zwar kann der Spannungsregler keinen Schaden durch Überhitzung erleiden, weil er intern gegen thermische Überlastung geschützt ist, die integrierte Sicherheits-Schaltung setzt bei hohen

Temperaturen den Ausgangsstrom herab, sodass die Wärme-Entwicklung gedrosselt wird. Faustregel: Der Spannungsregler bzw. Kühlkörper muss noch problemlos mit dem Finger berührt werden können. Sonst sind Maßnahmen zu einer wirksamen Verbesserung der Kühlung erforderlich.

Für die hier verwendeten Spannungsregler gilt eine minimale Stromlast, ohne die der interne Regler des Chips nicht immer einwandfrei arbeitet. Als typische Minimallast gilt 5, besser 10 mA. Bei den Lowpower-Versionen ist der Minimalstrom noch geringer, dafür liefern sie aber auch weniger Maximalstrom. Gegebenenfalls hilft ein Blick in die Datenblätter.

Neben den typischen Festspannungsreglern werden verschiedene Low-Drop-Typen angeboten, bei denen die Eingangsspannung nur knapp 1 Volt höher als die gewünschte Ausgangsspannung sein muss (beim 78xx sind es ca. 3 Volt). Bei höherem Strombedarf könnte man einen Schaltregler einsetzen, dessen Verlustbilanz wesentlich besser aussieht. Den LM 2576 von National Semiconductor gibt es beispielsweise für 3,3 V, 5 V, 12 V oder 15 V. Er liefert einen Ausgangsstrom von bis zu drei Ampere.

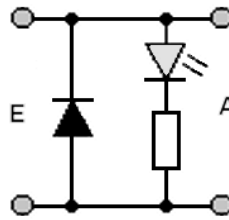


Bild 2.9: Ausgangsbeschaltung des Netzteils

Gegebenenfalls kann man das Netzteil noch um zwei Bauteile, wie in Bild 2.9 gezeigt, erweitern. Die Diode dient als Schutz des Netzteils, wenn an dessen Ausgang eine aktive Spannungsquelle falsch gepolt angeschlossen wird (z. B. ein Akku). Die Diode schließt diese Spannung kurz und sollte daher einen größeren Strom vertragen können, z. B. P 600 A (50V/6A) oder eine Schottky-Diode MBR 2045 (45V/20A). Schließlich lässt sich noch eine LED mit Vorwiderstand als Betriebsanzeige hinzufügen.

## 2.5 Abwärtswandler

Der Abwärtswandler (Tiefsetzsteller, engl. Buck-Converter, Step-Down-Converter) ist ein Gleichspannungswandler, bei dem der Betrag der Ausgangsspannung  $U_a$  stets kleiner als der Betrag der Eingangsspannung  $U_e$  ist. Auch ist der Ausgangsstrom eines Abwärtswandlers stets höher als dessen mittlerer Eingangsstrom ist. Jeweils für kurze Zeit fließt jedoch am Eingang ein Strom, der sogar noch etwas höher als der mittlere Ausgangsstrom ist. Deshalb muss besonders bei Abwärtswandlern mit großem Unterschied zwischen Ein- und Ausgangsspannung eingangsseitig ein Stützkondensator mit besonders geringem äquivalentem Serienwiderstand (engl. low ESR) eingesetzt werden, um externe Leistungsverluste und Störungen der Speisespannung zu vermeiden. Die Schaltung muss entweder genau an die Last angepasst werden oder der Halbleiterschalter über einen Regelkreis angesteuert werden, um die Spannung an der Last zu regeln.

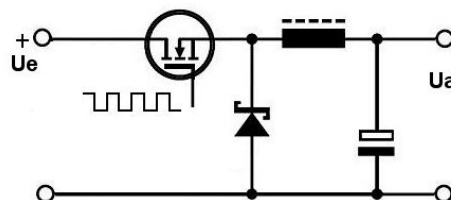


Bild 2.10: Prinzip des Buck-Converters

Für die Funktion der Schaltung in Bild 2.10 ist entscheidend, dass der Strom durch eine Spule beim Einschalten gleichmäßig zunimmt. Während der Einschaltphase wirkt die Spule als magnetischer Speicher, der geladen wird. Die Spulenspannung ( $U_e - U_a$ ) ist näherungsweise konstant, die Diode sperrt. In der darauffolgenden Ausschaltphase liegt die Ausgangsspannung an der Induktivität an. Der Ausgangsstrom nimmt kontinuierlich ab, da die Polarität der Spulenspannung nun gewechselt hat. Danach wiederholt sich der gesamte Vorgang. Durch die Wahl des Verhältnisses von Ein- und Ausschaltzeit kann die Ausgangsspannung eingestellt werden. Abwärtswandler (und ebenso

Aufwärtswandler) sind insofern bemerkenswert, da sie Spannungen transformieren können, ohne dass dafür ein technischer Transformator benötigt wird.

Bei allen Schaltreglern fließt am Eingang ohne zusätzliche Maßnahmen ein rechteckförmiger, gepulster Strom. Zusätzliche Stromspitzen entstehen beim Umladen parasitärer Kapazitäten am Schaltknoten. Am Eingang muss die Rückwirkungen auf die Eingangsspannung verringert werden. Das bedeutet, dass direkt am Eingang des Schaltreglers ein Kondensator mit geringem ESR notwendig ist, um die Pulsströme direkt an der Quelle zu puffern. Die Stromzuführung wird über eine breitbandige Entstördrossel sichergestellt. Grundsätzlich sollten die gepulsten Ströme nur in einem möglichst kleinen Bereich innerhalb des Schaltreglers fließen. Die Speicherdrossel sollte neben einem geringen Innenwiderstand (ESR) auch ein gutes HF-Verhalten aufweisen.

Der gesamte Bereich des DC/DC-Wandlers sollte auf der Platine als Insel ausgeführt werden. Auch die Anbindung der Masse an die restliche Schaltung sollte nur an einem einzigen Punkt erfolgen, um die gepulsten Ströme des Wandlers von der Umgebung abzuschirmen. Normalerweise sind die Verbindungen im Leistungsbereich so kurz und breit wie möglich auszuführen. Insbesondere sollte die Fläche, die durch das von Eingangskondensator, MOSFET und Catchdiode Dreieck gebildet wird, minimiert werden. Wichtig ist auch die Anbindung des Ausgangskondensators. Auch darf die Ausgangsspannung nicht an der Drossel, sondern erst hinter dem Kondensator abgegriffen werden. Alle Masseverbindungen sollten ebenfalls möglichst kurz und breit sein.

Weiterführende Informationen:

[http://www.joretronik.de/Web\\_NT\\_Buch/Vorwort/Vorwort.html](http://www.joretronik.de/Web_NT_Buch/Vorwort/Vorwort.html)

<http://schmidt-walter.eit.h-da.de/smps/smps.html>

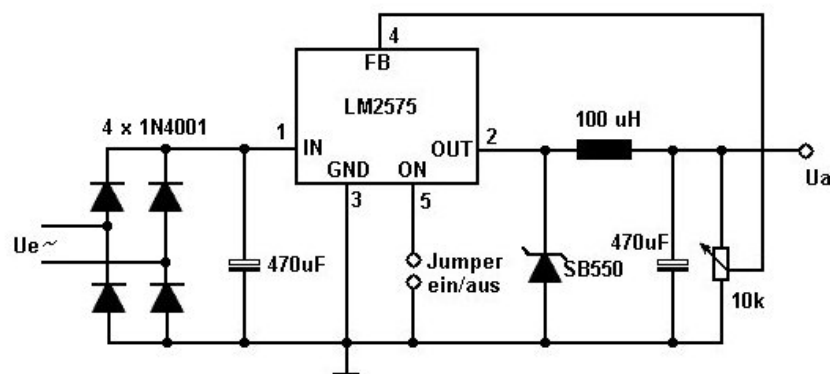


Bild 2.11: Beispiel eines Buck-Converters

Für Buck-Converter gibt es zahllose Schaltungen und Bausteine, die meist für die Stromerzeugung von LEDs gedacht sind. Die Schaltung in Bild 2.11 versteht sich als Beispiel, stellvertretend für viele andere. Der Wandler setzt die Eingangsspannung (Gleich- oder Wechselspannung) auf die gewünschte Gleichspannung herunter. Über das Trimpotentiometer Tr1 wird die Ausgangsspannung eingestellt; sie kann zwischen 1,5 V und 22 V legen (bei 24 V Eingangsspannung). Mit dem Jumper J1 kann der Wandler leistungslos ein- und ausgeschaltet werden, dazu wird nur ein potentialfreier Schalter benötigt. Der Ausgangsstrom kann bis zu 2 A betragen, der Eingangsstrom ist ca. 10 % höher.

**Tipp**

Normalerweise reicht für viele Schaltungen ein Steckernetzteil mit maximal 1 A Ausgangsstrom. Es gibt im Handel recht kleine Schaltnetzteile (Buck-Converter) mit einstellbarer, geregelter Spannung, die zwar etwas mehr kosten als entsprechende Varianten mit Trafo, dafür aber kleiner und leichter sind. Auch ist der Ruhestromverbrauch wesentlich niedriger. Wenn zusätzliche Spannungen benötigt werden, können Sie diese mit Hilfe eines Spannungsreglers aus der Gleichspannung des Netzteils gewinnen.

## 2.6 Stromstabilisierung (Konstantstromquelle)

Für bestimmte Anwendungsfälle sind konstante Ströme erforderlich; man spricht hierbei auch, von eingepprägten Strömen. Die Bereitstellung von konstanten Strömen wird auf eine konstante Span-

nungsquelle zurückgeführt. Für die Stromstabilisierung nach Bild 2.12 gilt:

$$I_C = \frac{U_Z - U_{be}}{R_E} U_Z > 1,5V \quad (2.9)$$

$$R_V = \frac{U_e - U_Z}{I_Z + I_b} \quad (2.10)$$

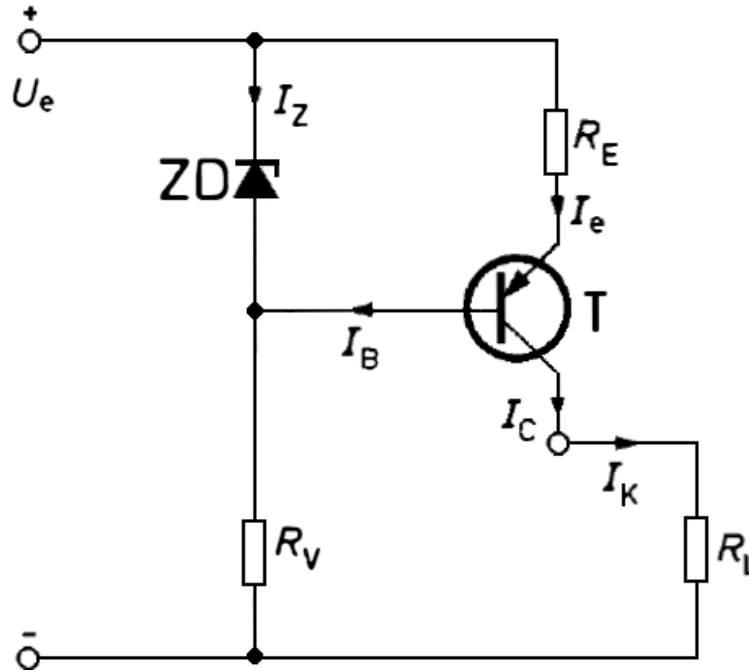


Bild 2.12: Stromquelle mit Z-Diode und Transistor

Anstelle der Z-Diode können auch zwei bis drei seriell geschaltete Dioden in Durchlassrichtung verwendet werden. Auch kann eine LED in Durchlassrichtung verwendet werden, die noch dazu den Vorteil niedrigerer Temperaturdrift besitzt. Bild 2.13 demonstriert diese Schaltung, links für eine Last, die einseitig an Masse liegt, rechts für eine Last, die an  $V_{CC}$  geschaltet ist.  $R_1$  ist so zu dimensionieren, dass genügend Strom durch die LED fließt. Über dem Emittorwiderstand  $R_2$  liegt die Spannung  $U_{LED} - U_{BE}$  des Transistors. Diese Spannung dividiert durch  $R_2$  definiert den Wert des konstanten Stromes.

Bei den oben gezeigten Schaltungen ist die Last in die Schaltung eingebunden. Die folgende Schaltung zeugt eine Stromquelle, die als Zweipol ausgelegt ist. Sie wird einfach zwischen Versorgungsspannung und Last geschaltet. Die Schaltung in Bild 2.14 ist, wie die vorhergehenden, für kleinere Ströme von 10 bis 100 Milliampere geeignet. Die Transistoren sind gegebenenfalls zu kühlen. Fällt am Widerstand  $R_1$  ca. 0,7 Volt ab, so öffnet der Transistor  $T_2$  und sperrt  $T_1$  mehr oder weniger. So wird der Strom durch  $R_L$  begrenzt auf

$$I_C = \frac{0,7}{R_1} [A] \quad (2.11)$$

Der Kondensator 470 Picofarad dient zur Schwingneigungsunterdrückung und kann evtl. entfallen. In Bild 2.14 sind auch verwendbare Transistortypen angegeben, wobei der BD137 bis zu 1,5 A verkraftet.

Mit einem Operationsverstärker lässt sich ebenfalls eine einfache Stromquelle aufbauen. Bild 2.15 zeigt die Standardschaltung mit einem MOSFET. Der Drainstrom fließt auch durch den Widerstand  $R_1$ , wo er einen Spannungsabfall bewirkt. Der Operationsverstärker steuert das Gate des MOSFET so, dass der Spannungsabfall an  $R_1$  identisch mit der Steuerspannung ist, denn beide OPV-Eingänge haben im eingeschwungenen Zustand stets die gleiche Spannung. Damit ergibt sich eine spannungs-gesteuerte Stromquelle. Wird am Eingang eine bestimmte Spannung angelegt, so wird wegen der o. a. Bedingung  $U_{e+} = U_{e-}$  der Ausgang des OPV und damit der MOSFET so aufgesteuert, dass ein

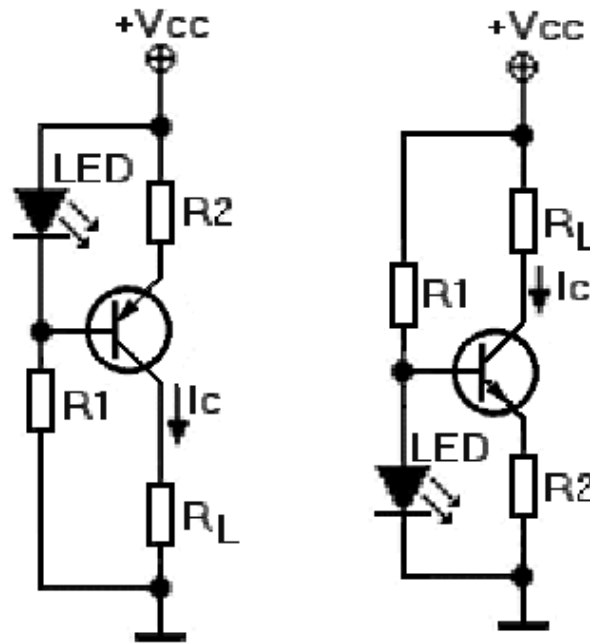


Bild 2.13: Stromquellen mit LEDs und Transistor

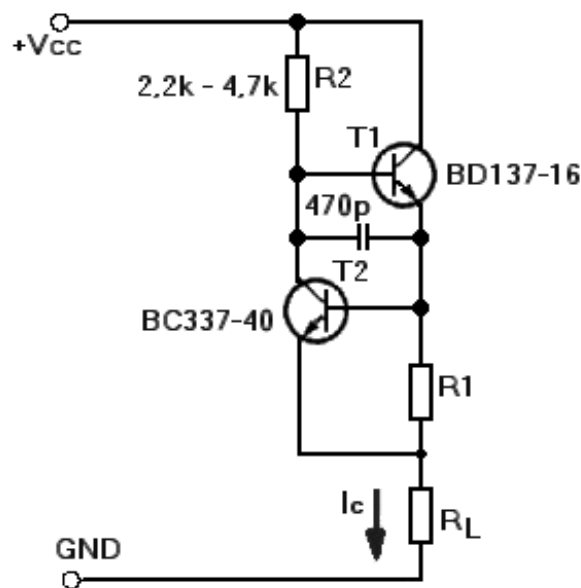


Bild 2.14: Stromquelle als Zweipol mit zwei Transistoren

Strom fließt, der am Widerstand dieselbe Spannung abfallen lässt wie sie am Eingang anliegt.

$$I_c = \frac{U_1}{R_1} U_1 > 0 \quad (2.12)$$

Damit kann man den Strom durch den MOSFET steuern: Es fließt durch  $R_1$  exakt der Ausgangsstrom  $I_c$ . Durch Auswahl eines geeigneten Operationsverstärkers und MOSFETs lassen sich die Stromstärke und die maximale Spannung beliebig an die jeweilige Aufgabe anpassen. Ebenso müssen  $R_2$  und  $R_3$  an die gewünschte Anwendung angepasst werden. Alternativ kann anstelle des Trimpotentiometers auch der Ausgang eines D/A-Wandlers angeschlossen werden. Dann kann der Strom per Software eingestellt werden.

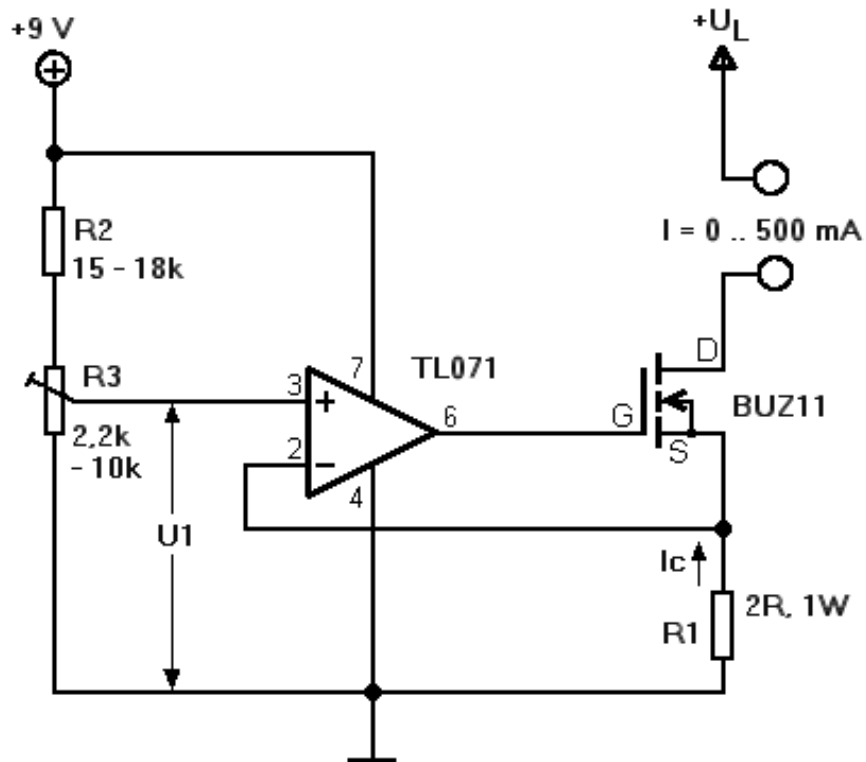


Bild 2.15: Spannungsgesteuerte Stromquelle mit Operationsverstärker

Der Spannungsregler LM317 eignet sich ebenfalls als einfache Konstantstromquelle. Der Spannungsregler stellt sich so ein, dass zwischen Adj und Vout 1,25 Volt liegen. Daher kann man durch  $I = 1,25/R1$  errechnen, welcher Strom maximal fließen wird. Der Ausgangsstrom kann zwischen 0,01 und 1,25 Ampere liegen (R1 zwischen 1 und 120 Ohm). Gegebenfalls muss der LM317 gekühlt werden.

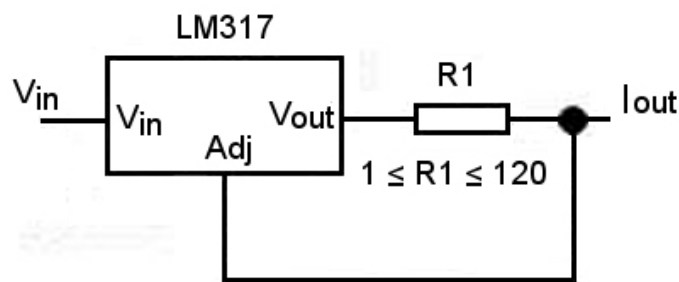


Bild 2.16: Beschaltung des Spannungsregler LM317 als Stromquelle

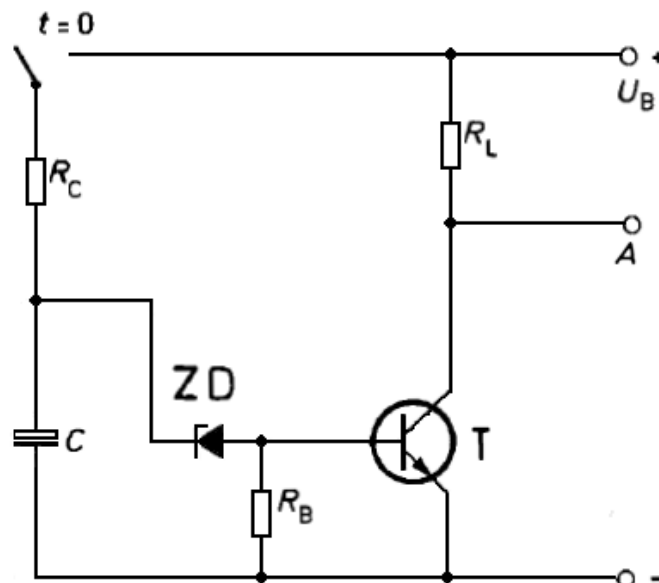
Weitere Informationen findet man unter <http://www.netzmafia.de/skripten/hardware/LM317/LM317.html>.

# 3

## Zeitverzögerung

Der Ladespannungsanstieg von RC-Gliedern kann für Zeitmessungen verwendet werden. Gegenüber anderen Schaltungen sind die einfachen RC-Glieder unempfindlicher gegen Störspitzen. In Bild 3.1 bleibt der Transistor gesperrt bis Kondensator C auf die Spannung  $U_e = V_z + U_{be}$  aufgeladen ist. Für  $U_e = 0,7 * U_b$  ergibt sich  $t = R_c * C$ . Für die Berechnung von  $R_c$  gilt:

$$R_c \leq R_L * \beta * \frac{U_B - U_C}{U_B} \quad (3.1)$$

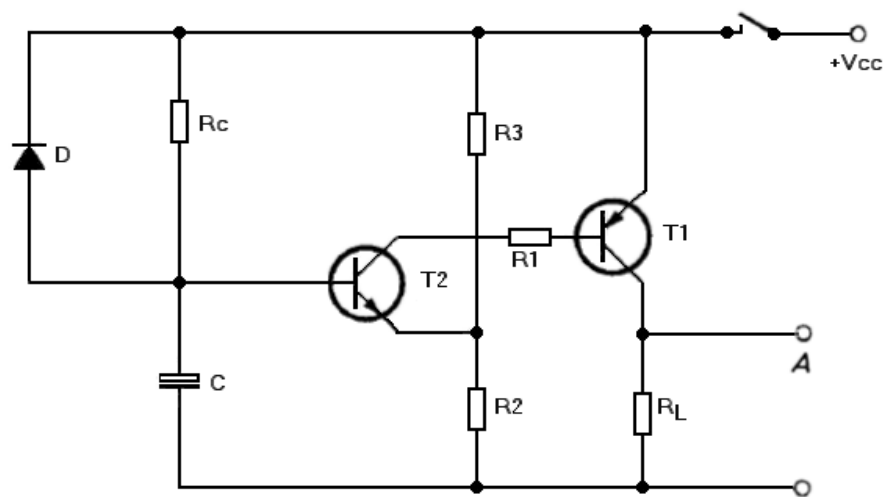


**Bild 3.1:** Einfache Zeitverzögerung (Einschaltverzögerung)

Bei der Schaltung nach Bild 3.2 wird die Kondensatorladespannung, die die Einschaltverzögerung  $t_v$  beendet, durch den Teiler  $R_2/R_3$  bestimmt.

$$t_v = R_C * \ln * \frac{1}{1 - \frac{R_2}{R_2 + R_3}} \quad (3.2)$$

Der Teilerstrom durch  $R_2$  und  $R_3$  muss größer sein als  $10 * I_C$  von T1. Diode D dient zur raschen Entladung des Kondensators C über den Teiler  $R_2$  und  $R_3$ .



**Bild 3.2:** Zeitverzögerung mit komplementärtransistoren (Einschaltverzögerung)



## Schaltungsaufbau

### 4.1 Löten

Wenn Sie im Löten noch nicht so geübt sind, lesen Sie bitte zuerst diese Lötanleitung, bevor Sie zum LötKolben greifen. Denn Löten will gelernt sein.

- Verwenden Sie beim Löten von elektronischen Schaltungen grundsätzlich nie Lötwater oder Löt fett. Diese enthalten eine Säure, die Bauteile und Leiterbahnen zerstört.
- Als Lötmaterial darf nur Elektronikzinn (Zinn-Silber-Legierung) mit einer Kolophoniumseele verwendet werden, die zugleich als Flussmittel dient.
- Verwenden Sie einen kleinen LötKolben mit max. 30 Watt Heizleistung. Die Lötspitze sollte zunderfrei sein, damit die Wärme gut abgeleitet werden kann. Das heißt: Die Wärme des LötKolbens muss gut an die zu lötende Stelle geleitet werden.
- Die Lötung selbst muss zügig vorgenommen werden, denn durch zu langes Löten werden Bauteile zerstört. Zum Löten wird die gut verzinnte Lötspitze so auf die Lötstelle gehalten, dass zugleich Bauteildraht und Leiterbahn berührt werden.

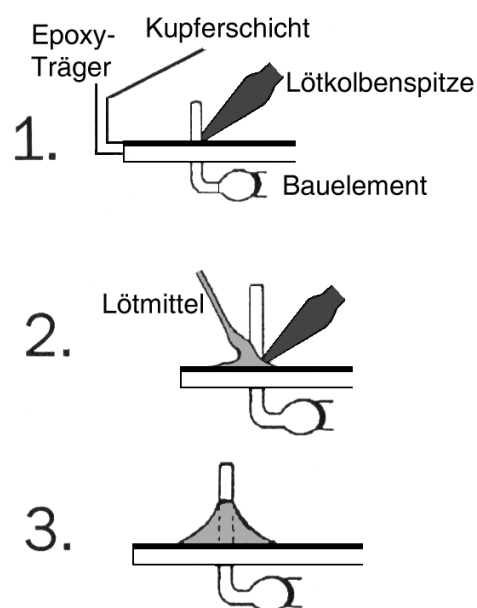


Bild 4.1: Richtig löten

- Gleichzeitig wird (nicht zuviel) Lötzinn zugeführt, das mit aufgeheizt wird. Sobald das Lötzinn zu fließen beginnt, nehmen Sie es von der Lötstelle fort. Dann warten Sie noch einen Augenblick, bis das zurückgebliebene Lot gut verlaufen ist, und nehmen dann den LötKolben von der Lötstelle ab.
- Das soeben gelötete Bauteil darf ca. drei bis fünf Sekunden, nachdem Sie den Kolben abgenommen haben, nicht bewegt werden. Zurück bleibt dann eine silbrig glänzende, einwandfreie Lötstelle.
- Voraussetzung für eine einwandfreie Lötstelle und gutes Löten ist eine saubere, nicht oxydierte Lötspitze. Denn mit einer schmutzigen Lötspitze ist es absolut unmöglich, sauber zu löten. Nehmen Sie daher nach jedem Löten überflüssiges Lötzinn und Schmutz mit einem feuchten Schwamm ab.
- Nach dem Löten werden die Anschlussdrähte direkt über der Lötstelle mit einem Seitenschneider abgeschnitten.
- Beim Einlöten von Halbleitern, LEDs und ICs ist besonders darauf zu achten, dass die maximale Lötzeit nicht mehr als ca. fünf Sekunden beträgt, da sonst das Bauteil zerstört wird. Ebenso ist bei diesen Bauteilen auf richtige Polung zu achten.
- Nach dem Bestücken kontrollieren Sie grundsätzlich jede Schaltung noch einmal darauf hin, ob alle Bauteile richtig eingesetzt und gepolt sind. Prüfen Sie auch, ob nicht versehentlich Anschlüsse oder Leiterbahnen mit Zinn überbrückt wurden. Das kann nicht nur zur Fehlfunktion, sondern auch zur Zerstörung von teuren Bauteilen führen.

## 4.2 Fehlersuche

Die Chance, dass nach dem Zusammenbau alles auf Anhieb funktioniert, lässt sich durch einen gewissenhaften und sauberen Aufbau drastisch steigern. Kontrollieren Sie jeden Arbeitsschritt und jede Lötstelle, bevor Sie weitermachen! Halten Sie sich an eine ggf. vorhandene Bauanleitung, und lassen Sie sich Zeit (Sie müssen ja keine Bombe entschärfen). Die beim Aufbau aufgewendete Sorgfalt und Zeit sind um Vielfaches geringer als der Aufwand bei der Fehlersuche.

Eine häufige Ursache für das Nichtfunktionieren der Schaltung ist ein Bestückungsfehler, z. B. verkehrt bzw. verpolt eingesetzte Bauteile (ICs, Dioden, Elkos usw.). Beachten Sie auch die Farbringe der Widerstände genau. Da erwischt man schnell mal eine Zehnerpotenz zuviel oder zuwenig. Achten Sie auch auf die Kondensator-Werte so bedeutet beispielsweise der Aufdruck „n 10“ 100 pF und nicht 10 nF. Gegen solche Fehler hilft nur sorgfältiges Prüfen.

Achten Sie auch darauf, dass alle Beinchen eines ICs wirklich **in** der Fassung stecken. Oft biegt sich eines beim Einstecken um. Ein kleiner Druck, und das IC muss nahezu von selbst in die Fassung springen. Tut es das nicht, ist sehr wahrscheinlich ein Beinchen verbogen.

Stimmt hier alles, dann ist als Nächstes eventuell die Schuld bei einer kalten Lötstelle zu suchen. Diese treten auf, wenn entweder die Lötstelle nicht richtig erwärmt wurde, so dass das Zinn mit den Leitungen keinen richtigen Kontakt hatte, oder wenn man beim Abkühlen die Verbindung gerade im Moment des Erstarrens bewegt hat. Derartige Fehler erkennt man meistens am matten Aussehen der Oberfläche der Lötstelle. Einzige Abhilfe ist, die Lötstelle nochmals nachzulöten. Leider sehen Lötstellen mit bleifreiem Lot immer matt aus.

Ist bis hierher alles in Ordnung und läuft die Sache trotzdem noch nicht, dann ist wahrscheinlich ein Bauelement defekt oder das Zusammenspiel zwischen Hard- und Software klappt nicht.

## 4.3 Leistungshalbleiter kühlen

In jeder elektronischen Schaltung geht Energie in Form von Wärme verloren. Jedes stromdurchflossene Bauteil setzt dem Strom einen Widerstand entgegen, und somit wird auch Wärme frei. Problematisch wird es jetzt, wenn die Wärmemenge so groß ist, dass mehr Wärme pro Zeiteinheit erzeugt wird, als in der gleichen Zeit an die Umgebung abfließen kann – das Bauteil überhitzt und wird zerstört.

In der Regel brauchen die Ausgangstransistoren auch eine zusätzliche Kühlung durch einen Kühlkörper. Diese bestehen üblicherweise aus einem gut wärmeleitfähigen Metall, meist Aluminium oder Kupfer. Je nach Anforderungen werden Kühlkörper in den unterschiedlichsten Ausführungen

hergestellt: gerippter Metallblock, gestanzte und geformte Bleche, aufsteckbare Kühlsterne und Kühlfahnen aus Aluminium oder Federbronze. Der Transistor wird durch Schrauben, Klemmen, Kleben oder Klammern befestigt.

An der Sperrschicht eines Halbleiters fällt bei Stromfluss immer eine Spannung ab. Diese liegt je nach Anwendung zwischen 0,3 V (Shottky-Diode) bis fast zur Höhe der Betriebsspannung (Verstärker-Transistor). Je nach Stromfluss wird eine Verlustleistung  $P = U \cdot I$  in Form von Wärme freigesetzt. Weil die Sperrschicht nur eine gewisse Temperatur erreichen darf, bevor sie zerstört wird, gilt es, die Verlustwärme abzuführen. Die jeweils maximale Sperrschichttemperatur ist im Datenblatt des Bauteils zu finden. Dort finden wir auch alle weiteren wichtigen Daten zur Kühlkörperberechnung. Dazu gehören die thermischen Widerstände ( $R_{th}$ ) zwischen Sperrschicht und Gehäuse ( $R_{thj}$ ) oder zwischen Sperrschicht und Umgebung (nur bei Verwendung ohne Kühlkörper interessant).

Zusätzlich entsteht noch ein thermischer Widerstand  $R_{thm}$  beim Übergang vom Gehäuse auf den Kühlkörper. Dieser Übergang kann mit 0,4 K/W abgeschätzt werden. Nun kann der  $R_{th}$  des Kühlkörpers ( $R_{thk}$ ) bei gegebener Verlustleistung und maximaler Sperrschicht-Temperatur errechnet werden:

$$R_{thj} + R_{thm} + R_{thk} = \frac{T_j - T_u}{P} \quad (4.1)$$

$$R_{thk} = \frac{T_j - T_u}{P} - (R_{thj} + R_{thm}) \quad (4.2)$$

Dabei ist  $T_j$  die maximale Sperrschichttemperatur und  $T_u$  die maximale Umgebungstemperatur. Welchen Wärmewiderstand ein Kühlkörper besitzt, erfahren Sie aus seinem Datenblatt.

Im folgenden Beispiel gehen wir das Problem einmal „von hinten“ an. Ein Leistungstransistor hat laut Datenblatt folgende Werte:  $T_j = 200^\circ\text{C}$ ,  $R_{thj} = 1,5 \text{ K/W}$ ,  $R_{thm}$  beträgt etwa 0,3 K/W. Die maximale Umgebungstemperatur liegt bei  $40^\circ\text{C}$ . Die Verlustleistung beträgt 15 W. Dann ergibt sich:

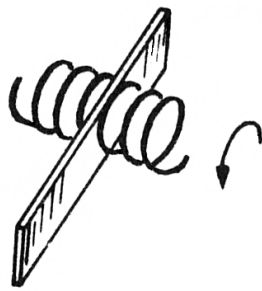
$$R_{thk} = \frac{200 - 40}{15} - (1,5 + 0,3) = 8,867 \text{ K/W} \quad (4.3)$$

Im Katalog finden wir einen Fingerkühlkörper mit ca. 6 K/W, so dass noch ein kleiner Sicherheitsfaktor bleibt. Wenn Ihnen die Rechnerei zu lästig ist, finden Sie auf der Webseite zum Buch eine kleine Excel-Tabelle als Rechenhilfe. Die Tabelle berücksichtigt auch die Isolierung zwischen Transistor und Kühlkörper.

**Merke:** Wenn Sie den Kühlkörper anfassen und dann zählen „eins ... zwautsch“, ist er zu klein bemessen.

## 4.4 HF-Spulen herstellen

Für den Einsatz der Funkmodule braucht man gelegentlich eine sauber gewickelte HF-Spule. Zuerst besorgt man sich ein Stück Rundmaterial mit dem passenden Durchmesser, auf das unter scharfer Spannung die Spulenspirale – unter Hinzurechnung des erforderlichen Anfangs und Endes – Windung an Windung aufgewickelt wird. Um den richtigen Windungsabstand herzustellen, schraubt man, wie es Bild 4.2 zeigt, ein Stück Pappe oder Plastik (das etwa so dick wie der Draht ist) durch die Spule hindurch. Der Windungsabstand wird nun nahezu genau so groß wie die Dicke der Pappe. Die Spule sieht sehr gleichmäßig aus. Um die Politur des Drahtes zu schonen und ein Verkratzen zu vermeiden, kann man ein Stückchen Stoff beilegen. Genauso kann man beim Ausbiegen von Anfang und Ende der Spule verfahren.



**Bild 4.2:** Herstellen des gleichmässigen Windungsabstandes

# 5

## Sicherheitshinweise

Beim Umgang mit Produkten, die mit elektrischer Spannung in Berührung kommen, müssen die gültigen VDE-Vorschriften beachtet werden, insbesondere VDE 0100, VDE 0550/0551, VDE 0700, VDE 0711 und VDE 0860. Vor allem für Spannungen über 24 Volt gilt:

Vor Öffnen eines Gerätes stets den Netzstecker ziehen oder sicherstellen, dass das Gerät stromlos ist. Bauteile, Baugruppen oder Geräte dürfen nur in Betrieb genommen werden, wenn sie vorher berührungssicher in ein Gehäuse eingebaut wurden. Während des Einbaus müssen sie stromlos sein. Werkzeuge dürfen bei Geräten, Bauteilen oder Baugruppen nur benutzt werden, wenn sichergestellt ist, dass die Geräte von der Versorgungsspannung getrennt sind und elektrische Ladungen, die in den im Gerät befindlichen Bauteilen gespeichert sind, vorher entladen wurden. Spannungsführende Kabel oder Leitungen, mit denen das Gerät, ein Bauteil oder eine Baugruppe verbunden sind, müssen stets auf Isolationsfehler oder Bruchstellen hin untersucht werden.

Die Inbetriebnahme darf grundsätzlich nur erfolgen, wenn die Schaltung absolut berührungssicher in ein Gehäuse eingebaut ist. Sind Messungen bei geöffnetem Gehäuse unumgänglich, so muss aus Sicherheitsgründen ein Trenntrafo zwischengeschaltet oder die Spannung über ein geeignetes Netzteil (das den Sicherheitsbestimmungen entspricht) zugeführt werden. Alle Verdrahtungsarbeiten dürfen nur im spannungslosen Zustand ausgeführt werden.

Vor der Inbetriebnahme eines Gerätes ist generell zu prüfen, ob dieses Gerät oder diese Baugruppe grundsätzlich für den jeweiligen Anwendungsfall und Einsatzort geeignet ist bzw. eingesetzt werden kann. Im Zweifelsfall sind unbedingt Rückfragen bei Fachleuten, Sachverständigen oder den Herstellern der verwendeten Baugruppen notwendig!



# A

## Literatur

- Dieter Zastrow: *Elektronik*, Vieweg-Verlag
- G. Koß, W. Reinhold, F. Hoppe: *Lehr- und Übungsbuch Elektronik*, Fachbuchverlag Leipzig
- U. Tietze, Ch. Schenk: *Halbleiter-Schaltungstechnik*, Springer-Verlag
- Helmut Lindner: *Taschenbuch der Elektrotechnik und Elektronik*, Hanser
- E. Prohaska: *Digitaltechnik für Ingenieure*, Oldenbourg
- Ch. Siemers, A. Sikora: *Taschenbuch der Digitaltechnik*, Hanser
- Don Lancaster: *Das CMOS-Kochbuch*, VMI Buch AG
- Don Lancaster: *TTL-Cookbook*, Sams Publishing
- Hans-Dieter Stölting, Eberhard Kallenbach: *Handbuch Elektrische Kleinantriebe*, Hanser
- Elmar Schrüfer: *Elektrische Messtechnik*, Hanser
- *Zeitschrift Elektor*, Elektor-Verlag, Aachen
- *Elrad-Archiv 1977–1997 DVD*, eMedia GmbH, Hannover





# Stichwortverzeichnis

Abwärtswandler, 34  
Aktive Bauelemente, 8  
Anreicherungstyp, 16  
  
Basiswiderstand, 11  
Bauelemente, aktiv, 8  
Bauelemente, passiv, 5  
Blockkondensatoren, 28  
Buck-Converter, 34  
  
depletion type, 16  
Differenzverstärker, 23  
Diode, 8  
Drehkondensator, 7  
  
E12-Reihe, 5  
Elektrolytkondensator, 7  
enhancement type, 16  
  
Farbcode, 5  
Fehlersuche, 42  
Feldeffekt-Transistor, 9  
Feldeffekttransistor, 15  
Festspannungsregler, 31  
Festwiderstand, 6  
  
Gleichrichter, 8  
  
HF-Spulen herstellen, 43  
  
Induktivität, 8  
Instrumentenverstärker, 24  
  
JFET, 15  
Junction Field Effect Transistor, 15  
  
Kühlkörper, 42  
Kondensator, 7  
Konstantstromquelle, 35  
  
Löten, 41  
LED, 8  
Leistingshalbleiter kühlen, 42

Leuchtdiode, 8  
LM317, 37  
  
Metall Oxide Semiconductor FET, 15  
Metall-Oxid-Silizium, 15  
MOSFET, 15  
  
Netzteilauslegung, 29  
  
Operationsverstärker, 20  
Operationsverstärker-Kenngrößen, 22  
OPV, 20  
  
passive Bauelemente, 5  
Potenziometer, 6  
  
Schmitt-Trigger, 25  
Sicherung, 31  
Sicherungshalter, 31  
spannungsgesteuerte Stromquelle, 36  
Spannungsregler, 31  
Spannungsversorgung, 27  
Stromquelle, spannungsgesteuert, 36  
Stromstabilisierung, 35  
  
Thyristor, 12  
Thyristortetrode, 14  
Transistor, 9  
Transistor, FET, 9  
Transistor, NPN, 9  
Transistor, PNP, 9  
Transistor-Schalter, 11  
Triac, 15  
Trimmer, 6  
  
Verarmungstyp, 16  
Verzögerungsschaltung, 39  
  
Widerstand, 5  
  
Z-Diode, 8  
Zeitverzögerung, 39