

## III Berechnung von Schaltungen

### III.1 Die ideale Diode

Wegen der großen Bedeutung der Strom-Spannungs Kennlinie eines pn-Übergangs für alle bipolaren Bauele-

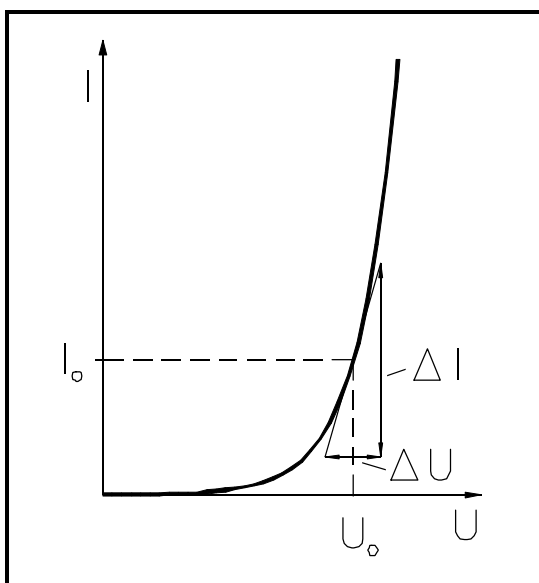


Abb. 3-1: Kennlinie ideale Diode

mente soll diese genauer betrachtet werden. Man kann die Kennlinie einer idealen Diode aus sehr grundlegenden physikalischen Gesetzen herleiten. Da dies den Rahmen dieser Vorlesung sprengen würde, wird die Formel vorgegeben:

$$i = i_0 \cdot \left( e^{\left( \frac{q \cdot U}{k \cdot T} \right)} - 1 \right)$$

Mit:  $q = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ As} =$   
Elektronenladung

$$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K} =$$

Boltzmann Konstante

$$T = \text{°C} + 273,15 =$$

absolute Temp. in Kelvin

Diese Formel beschreibt auch reale Dioden sehr gut. Der Strom  $i_0$  hängt ab von Fläche, Dotierung, Temperatur

etc. des pn-Übergangs. Im Exponenten stehen außer der Spannung  $U$  und der Temperatur  $T$  nur die beiden Naturkonstanten  $k$  und  $q$ .

$kT/q$  hat die Dimension einer Spannung, die bei  $25 \text{ °C}$  einen Wert von  $25,69 \text{ mV}$  hat. Nimmt die Spannung um  $25,69 \text{ mV}$  zu, so wächst der Strom um den Faktor  $e$  ( $=2,71828$ ). Dieser hängt also exponentiell von der Spannung ab. Umgekehrt hängt die Spannung logarithmisch vom Strom ab, was bei der elektronischen Logarithmierung ausgenutzt wird. Ohne Spannung wird der Strom zu  $0$ . Negative Spannungen ergeben große negative Exponenten der  $e$ -Funktion. Ihr Wert ist gegen die Zahl  $-1$  vernachlässigbar, so daß der Sperrstrom der idealen Diode schon bei kleinen Sperrspannungen den Wert  $-i_0$  erreicht.

Für die Berechnung der Verstärkung von Schaltungen ist die Steilheit  $S$  wichtig, die Änderung des Stroms in Abhängigkeit von der Spannung. Diese entspricht der Steigung  $\Delta I / \Delta U$  der Tangente an die Diodenkennlinie (siehe Abb. 3-1). Ihr Wert ist gleich der Ableitung  $di/dU$  der Formel für den Strom im Arbeitspunkt  $i_0, U_0$ :

$$i_0 = i_0 \cdot \left( e^{\left( \frac{q \cdot U_0}{k \cdot T} \right)} - 1 \right) =$$

$$S = di / dU =$$

$$S = i_0 \cdot \left( e^{\left( \frac{q \cdot U_0}{k \cdot T} \right)} \right) \cdot \frac{q}{k \cdot T}$$

Abgesehen von der zu subtrahierenden  $1$  ist dies gleich:

$$S = I_0 \cdot \frac{q}{k \cdot T} = I_0 \cdot 38,9 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

Die Steilheit  $S$  ist also einfach gleich dem Strom  $I_0 \cdot 38,9$  (mA/V).

Für die Praxis runden wir auf:

$$S \approx I_0 \cdot 40 \text{ (mA/V)}$$

Neben einer geringen Abhängigkeit von der Temperatur hängt die Steilheit also nur vom fließenden Ruhestrom ab.

Die Größe des Stroms  $I_0$  soll einmal aus den Datenblattwerten einer realen Diode errechnet werden:

Durch die Diode BAY41 fließt bei 0,6 V und 25°C ein Strom von 2 mA. Man erhält:

$$\begin{aligned} 2 \text{ mA} &= I_0 \cdot \left( e^{\left(\frac{600}{25,7}\right)} - 1 \right) \\ &= I_0 \cdot (e^{23,3} - 1) = \\ &= I_0 \cdot (1,38 \cdot 10^{10} - 1) \end{aligned}$$

Die subtrahierte 1 darf sicher vernachlässigt werden und wir erhalten den Wert von  $I_0$ :

$$I_0 = 2 \text{ mA} / 1,38 \cdot 10^{10} = 0,145 \text{ pA}$$

$I_0$  ist relativ stark von der Temperatur abhängig. Er ändert sich bei 1°C Temperaturänderung um etwa 10 %. Einfach zu merken sind die Anhaltswerte:

1 °C Erhöhung: 1,1-facher Strom  
25 °C Erhöhung: 10-facher Strom

Dies gilt gleichermaßen für Fluß- und Sperrströme. Auf ähnlichen (Diffusions-) Prozessen beruht auch die Alterung elektronischer Bauelemente. Zur Zuverlässigkeit elektronischer Bauelemente siehe Abschnitt III.5.

### III.2 Die Faustformeln

Aus der Formel der idealen Diode erhalten wir für die Steilheit:

$S = dI/dU = 40 \cdot I_f$  (mA/V), bei anderen Transistortypen muß man die Steilheit dem Datenblatt entnehmen.

Der Kehrwert der Steilheit  $dU/dI$  ist ein differentieller Widerstand. Der Steilheit  $S$  entspricht daher dem differentiellen Innenwiderstand  $dU/dI = 1/S$ . So beträgt bei einer Steilheit  $S$  von 40 (mA/V) der differentielle Innenwiderstand 25 Ω. In Kenntnis der Steilheit und des Innenwiderstands können wir die Formeln für das elektrische Verhalten von Transistoren in verschiedenen Anordnungen ableiten. Die Ein- und Ausgangswiderstände sind immer die differentiellen Innenwiderstände.

An Stelle von Emitter / Basis / Kollektor treten bei FETs Source / Gate / Drain.

#### a) Eingangswiderstände $R_{\text{ein}}$ Basisschaltung

Am Emitteranschluß tritt völlig unverfälscht der Innenwiderstand der BE-Diode auf:

$$R_{\text{ein}} = 1/S.$$

#### Emitterschaltung

Der Basisstrom ist um den Faktor  $B$  (Gleichstromverstärkung) kleiner als der Kollektorstrom. Daher ist der Eingangswiderstand  $B$ -mal so groß:

$$R_{\text{ein}} = B/S$$

#### Kollektorschaltung

Der Basisstrom ist um den Faktor  $B$  kleiner (Emitterfolger) als der Emitterstrom (=Kollektorstrom). Die Stromaufnahme des Widerstands am Emitter erscheint daher um den Faktor  $B$  geringer an der Basis. Der Eingangswiderstand an der Basis ist um

Schaltung:	$R_{\text{ein}}$	$R_{\text{aus}}$	Verstärkung
Emitter-	$B / S$	$\infty$	$S \cdot R_a$
Basis-	$1 / S$	$\infty$	$S \cdot R_a$
Kollektor-	$B \cdot R_{\text{em}}$	$1 / S$	1

den Faktor  $B$  höher als der Emitterwiderstand:

$$R_{\text{ein}} = B \cdot R_{\text{Emitter}}$$

Das Gate eines Feldeffekttransistors bzw. das Gitter einer Röhre sind stromlos. Die Eingangswiderstände dieser Bauelemente sind daher bei Gleichspannung unendlich groß, bei Wechselspannung wirkt die Eingangskapazität.

#### b) Ausgangswiderstände $R_{\text{aus}}$ Basis- und Emitterschaltung

Sowohl in der Emitter- als auch der Basisschaltung ist der Kollektor der Ausgang. Der Kollektorstrom hängt nur ganz geringfügig von der CE-Spannung ab, so daß der Ausgangswiderstand beider Schaltungen sehr hoch ist. Man darf ihn als unendlich groß annehmen:

$$R_{\text{aus}} \approx \infty$$

#### Kollektorschaltung

Am Emitter erscheint der Innenwiderstand der (Emitterfolger) BE-Diode. Damit ist der Ausgangswiderstand gleich dem Kehrwert der Steilheit:

$$R_{\text{aus}} = 1/S.$$

#### c) Verstärkungen $V$

Wie bei den Widerständen der differentiellen Widerstand gemeint ist, so verstehen wir bei den Verstärkungen die Spannungen und Ströme als kleine Auslenkungen vom Ruhewert aus.  
Basis- und Emitterschaltung  
Die Spannung an der BE-Diode steu-

ert über die Steilheit den Kollektorstrom.

$$\begin{aligned} \Delta I_C &= S \cdot \Delta U_{BE} = \\ &= S \cdot \Delta U_{\text{ein}} \end{aligned}$$

Der Kollektorstrom verursacht die Ausgangsspannung als Spannungsabfall am Arbeitswiderstand:

$$\Delta U_{\text{aus}} = \Delta I_C \cdot R_a$$

Beim Einsetzen von  $I_C$  erhalten wir:

$$\Delta U_{\text{aus}} = S \cdot \Delta U_{\text{ein}} \cdot R_a$$

$$\frac{\Delta U_{\text{aus}}}{\Delta U_{\text{ein}}} = V = S \cdot R_a$$

Das ist die leicht zu merkende Formel für die Kleinsignalverstärkung  $V$  der Emitter- und der Basisschaltung, die sich nur im Eingangswiderstand unterscheiden.

Es sei nochmal betont, daß diese Formeln für alle Transistortypen gelten. Bei FETs muß die Steilheit dem Datenblatt entnommen werden.

#### Kollektorschaltung

Der Emitter folgt der Basis, wobei eine Stromzunahme um den Faktor  $e$  die Basis-Emitter Spannung nur um 25,7 mV erhöht. Wir begehen also nur einen minimalen Fehler, wenn wir  $V = 1$  setzen.

Damit sind alle Formeln gefunden. Die Fehler durch die Vereinfachungen meist in den Toleranzen der Bauelemente unter. Auf jeden Fall erhält man mit geringem Rechenaufwand eine relativ gute Abschätzung.

### III.3 Durchrechnung einfacher Verstärkerschaltungen

Die Auslegung einer elektronischen Schaltung erfordert eine gewisse Erfahrung, wenn natürlich auch Grundregeln existieren. Die erste Arbeit an einer vorgegebenen, noch unerprobten Schaltung ist die Prüfung der korrekten Polarität der Gleichspannungsgegenkopplung für die Festlegung des Arbeitspunkts. Man nimmt dabei an, daß am Eingang durch eine kleine Störung die Spannung ein wenig ansteigt und kennzeichnet dies durch einen kleinen, nach oben gerichteten Pfeil. Am Ausgang der ersten Stufe wird dann, je nach Schaltung, die Spannung ansteigen (Pfeil nach oben) oder abfallen (Pfeil nach unten). So verfolgt man den Pfad der Gleichstromgegenkopplung bis zum Eingang zurück. Das am Eingang resultierende Signal muß auf jeden Fall der Störung entgegenwirken um eine Stabilisierung zu bewirken.

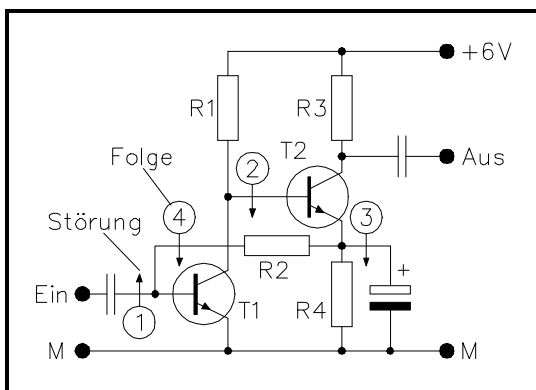


Abb. 3-2: Polarität der Gegenkopplung

Steigt in Abb. 3-2 durch eine Störung die Basisspannung (1) von T1 ein wenig an, so fließt ein höherer Kollektorstrom, der den Spannungsabfall an R1 vergrößert. Die Basisspannung von T2 (2) sinkt und damit auch die Spannung an dessen Emitter (3). Die niedrigere Spannung wird über R2

zur Basis (4) von T1 zurückgeführt. Sie wirkt der Störung entgegen und stabilisiert die Arbeitspunkte in der Schaltung.

Nach dieser Überprüfung legt man die nicht vorgegebenen Spannungen und Ströme (=Arbeitspunkte) aller Transistoren fest. Ausgehend von der gewünschten Ausgangsleistung oder Gesamtstromaufnahme beginnt man mit dem Kollektorstrom der Ausgangsstufe und macht vom Ausgang zum Eingang hin fortschreitend die Ströme von Stufe zu Stufe um den Faktor 3-10 kleiner. Bei den Spannungen achtet man auf einen möglichst großen Ausgangsspannungshub der Endstufe. In den davorliegenden Stufen ist durch die Verstärkung der Hub unkritisch.

Die Spannung am Kollektor kann zwischen der Versorgungsspannung und der Emitterspannung (zuzüglich Sättigungsspannung) schwanken. Man dimensioniert darum den Ruhestrom und den Arbeitswiderstand für eine Ruhespannung in der Mitte zwischen diesen beiden Werten, also beim arithmetischen Mittelwert.

Damit kann die Berechnung der passiven Bauelemente und der Daten der Schaltung beginnen. Hierzu sollen 2 Vereinbarungen getroffen werden, die für alle besprochenen Schaltungen Gültigkeit haben:

- Spannungsabfälle durch Basisströme werden vernachlässigt
- Wenn nicht angegeben beträgt die Basis-Emitter Spannung  $U_{BE} 0,65 \text{ V}$

	B	I <sub>C</sub>	S	R <sub>ein</sub>	R <sub>a</sub>	V
T1	300	200 μA	8 mA/V	37,5 kΩ	4,12 kΩ	32,96
T2	200	1 mA	40 mA/V	5 kΩ	2,5 kΩ	100

## Zwischenwerte und Ergebnisse der Rechnung

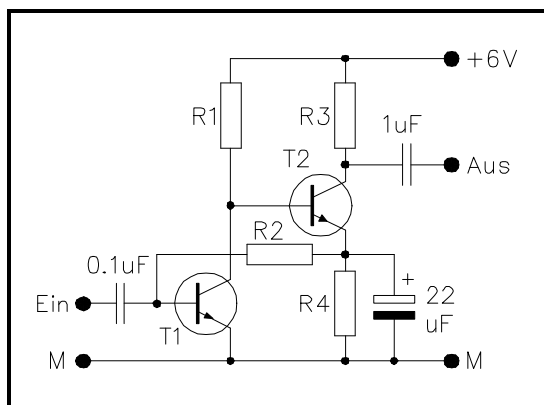


Abb. 3-3: Übungsschaltung 1

Als 1. Beispiel soll die Übungsschaltung 1 in Abb. 3-3 durchgerechnet werden:

Vorgegeben sind:

$$I_{C1} = 200 \mu\text{A}, B1 = 300,$$

$$I_{C2} = 1 \text{ mA}, B2 = 200,$$

$$R2 = 100 \text{ k}\Omega, U_{C2} = 3,5 \text{ V}$$

$$U_{BE1} = U_{BE2} = 0,65 \text{ V}$$

und alle Kondensatoren.

Die Berechnung beginnt mit  $U_{BE}$  von T1 mit 0,65 V. Diese Spannung muß ( $I_B$  von T2 vernachlässigt!) auch am Emitter von T2 anliegen.

Durch R4 fließt 1 mA bei 0,65 V, das ergibt einen Widerstand von 650 Ω.

Die Basis von T2 liegt 0,65 V über dem Emitter, also auf 1,3 V. An R1 liegen daher  $6\text{V} - 1,3\text{V} = 4,7 \text{ V}$  bei 200 μA, das ergibt 23,5 kΩ.

Bleibt noch R3 mit  $6\text{V} - 3,5\text{V} = 2,5 \text{ V}$  bei 1 mA, was 2,5 kΩ erfordert. Damit sind alle Gleichstromwerte bestimmt.

Zur Berechnung der Verstärkung und des Eingangswiderstands empfiehlt sich eine schematische Anordnung der Vorgaben und Zwischenergebnisse, wie sie oben auf dieser Seite steht.

Zuerst berechnet man immer die Steilheiten und Eingangswiderstände. Der wirksame Arbeitswiderstand von T1 besteht nämlich aus der Parallelschaltung seines Arbeitswiderstands R1 mit dem Eingangswiderstand von T2. Dies ergibt  $23,5\text{k}\Omega \parallel 5\text{k}\Omega = 4,12 \text{ k}\Omega$  für  $R_a$ . Da über die Belastung des Ausgangs nichts gesagt ist, darf bei T2 der Wert von R3 als Arbeitswiderstand eingesetzt werden.

Jetzt kann man die Verstärkungen mit der Formel  $V = S \cdot R_a$  berechnen, sowie die Gesamtverstärkung als deren Produkt. Man erhält 3296-fach für die Gesamtverstärkung, entsprechend einem dB-Wert von  $20 \cdot \log(3296) = 20 \cdot 3,52 = 70,4 \text{ dB}$ . Der Eingangswiderstand der Gesamtschaltung ist die Parallelschaltung von R2 mit dem Eingangswiderstand von T1. Es ergibt sich dafür  $100 \text{ k}\Omega \parallel 37,5 \text{ k}\Omega = 27,3 \text{ k}\Omega$  und die Werte aller Bauelemente der Schaltung sind bestimmt.

Nun nimmt man noch Standardwerte für die Widerstände:

$$R1 = 23,5 \text{ k}\Omega \Rightarrow 22 \text{ k}\Omega$$

$$R3 = 2,5 \text{ k}\Omega \Rightarrow 2,7 \text{ k}\Omega$$

$$R4 = 650 \Omega \Rightarrow 680 \Omega$$

Stufe:	B	I <sub>C</sub>	S	R <sub>ein</sub>	R <sub>a</sub>	V
T1	250	100 μA	4 mA/V	62,5 kΩ	5,84 kΩ	23,38
T2	150	500 μA	20 mA/V	7,5kΩ	10 kΩ	200

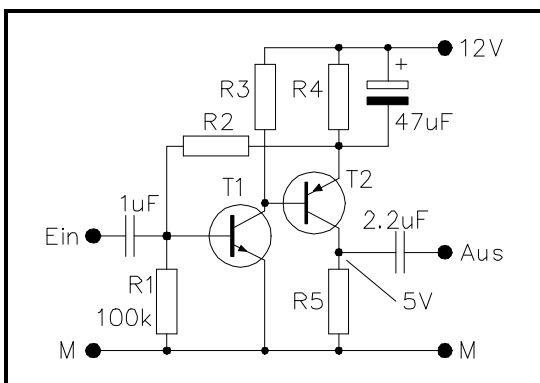


Abb. 3-4: Übungsschaltung 2

Übungsschaltung 2 in Abb. 3-4 soll nur noch stichpunktartig besprochen werden. Beachten Sie bitte, daß T2 ein **pnp**-Transistor ist.

Vorgaben:

I<sub>C1</sub> = 100μA, B1 = 250, U<sub>E2</sub> = 10V

I<sub>C2</sub> = 500μA, B2 = 150, U<sub>C2</sub> = 5V

U<sub>BE</sub> von T1 beträgt 0,65 V. Der Spannungsteiler R2/R1 muß von 10V (Emitterspannung von T2) auf 0,65 V, also um den Faktor 10/0,65 = 15,38 herunterteilen. R2 muß daher 14,38 mal so groß sein wie R1, woraus sich für R2 1,438 MΩ ergeben.

An R4 müssen 2 V bei 500 μA abfallen, das ergibt R4 = 4 kΩ.

An R5 liegen 5 V bei 500 μA was 10 kΩ erfordert.

T2 ist ein **pnp**-Transistor, an dessen Basis die Spannung um 0,65 V negativer ist als die Spannung am Emittor (=10V). U<sub>B</sub> = U<sub>E</sub> - U<sub>BE</sub> = 10V - 0,65 V = 9,35 V.

An R3 fallen 2,65 V ab, das ergibt bei 100 μA für R3 einen Wert von 26,5 kΩ.

Es folgt die wechsellspannungsmäßige Rechnung nach Schema.

Der Arbeitswiderstand R<sub>a</sub> von T1 ist R<sub>ein</sub> von T2 parallel zu R3. Das ergibt 7,5 kΩ || 26,5 kΩ = 5,84 kΩ. T1 verstärkt daher (4 mA/V) \* (5,84 kΩ) = 23,38-fach, T2 verstärkt (20 mA / V) \* (100 kΩ) = 200-fach und die Gesamtverstärkung ist 23,38 \* 200 = 4676-fach. In dB sind das 20 · log(4676) = 20 · 9,67 = 73,4 dB. Der Eingangswiderstand besteht aus der Parallelschaltung des R<sub>ein</sub> von T1 mit R1 und R2.

R<sub>ein</sub> = 62,5 kΩ || 100 kΩ || 1438 kΩ = 37,46 kΩ..

Beim Aufbau einer Schaltung muß man für die Widerstände die nächstgelegenen Standardwerte nehmen. Dabei zeigt sich, daß selbst bei Verwendung von Widerständen der E12-er Reihe mit einem Stufungsfaktor von 1,21 die Abweichungen von den errechneten Werten gering sind und durch die Gleichstromgegenkopplung nur zu geringen Abweichungen bei Spannungen und Strömen führen.

R2 = 1,438 MΩ => 1,5 MΩ

R3 = 26,5 kΩ. => 27 kΩ.

R4 = 4 kΩ. => 3,9 kΩ.

### III.4 Bootstrap-Schaltungen

#### a) Spannungsfolger mit hohem Eingangswiderstand

Mit einem Darlington oder Feldeffekttransistor als Eingangsstufe lassen sich leicht sehr hohe Eingangswiderstände erzielen. Ein Problem ist der bei Wechselspannungsbetrieb nötige Widerstand R1 zur Festlegung der Basisvorspannung. Dieser Widerstand sollte zumindest gleich groß sein wie der Eingangswiderstand der Schaltung. Dies bereitet Schwierigkeiten mit dem Spannungsabfall des Basisstroms, Isolationswiderständen und der Beschaffung der Höchstohmwiderstände.

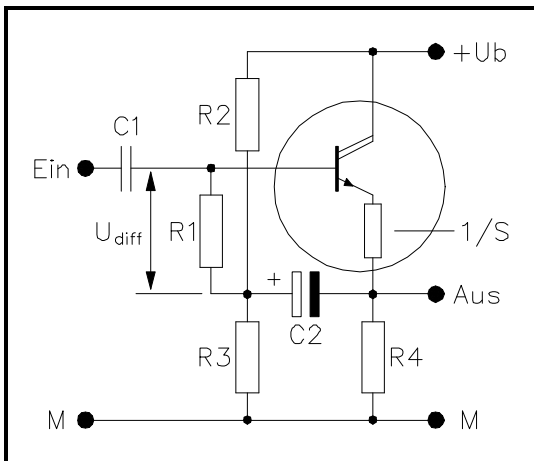


Abb. 3-5: Bootstrap Schaltung

Abhilfe kann eine sogenannte Bootstrap-Schaltung bringen. Der auch in der Computertechnik ("Booten") bekannte Name geht auf das amerikanische Pendant zu unserem Baron von Münchhausen zurück. Dieser zog sich an seinen eigenen Schnürsenkeln (Boot-strap = Stiefelstrippe) aus einem Sumpf.

Die gleiche Methode wird in elektronischen Schaltungen benutzt, um mit Hilfe des Ausgangssignals Einflüsse auf den Eingang zu verringern oder ganz auszuschließen. In der bespro-

chenen Schaltung wird die Spannung  $U_{diff}$  am Widerstand R1 stark herabgesetzt, was seinen wirksamen Wert um den gleichen Faktor erhöht.

R1 führt dem Darlington die Basisvorspannung vom Spannungsteiler R2, R3 zu und trägt wesentlich zum Eingangswiderstand der Schaltung bei. Um seinen Einfluß mit der Bootstrap Methode zu verringern, wird der Abgriff des Spannungsteilers R2, R3 über den Kondensator C2 wechselfrequenzmäßig mit dem Ausgang des Darlington verbunden. Jetzt liegt an R1 nicht mehr die volle Eingangsspannung, sondern nur noch die sehr viel kleinere Spannungsdifferenz  $U_{diff}$  zwischen Ein- und Ausgang der Schaltung. Bei der kleineren Spannung fließt ein kleinerer Strom und entsprechend wächst der wirksame Widerstand.

Zur Bestimmung von  $U_{diff}$  betrachten wir den Spannungsteiler aus dem Ausgangswiderstand des Darlington und  $R_{em}$ , der Parallelschaltung aller Widerstände am Emitter des Darlington. Man erhält für die Spannungsdifferenz  $U_{diff}$ :

$$U_{diff} = U_{ein} \cdot \frac{1/S}{1/S + R_{em}} = \frac{1}{(1 + S \cdot R_{em})}$$

weil  $S \cdot R_{em}$  groß gegen 1 ist kann man vereinfachen:

$$U_{diff} = \frac{U_{ein}}{S \cdot R_{em}}$$

Die Spannung an R1 ist um den Faktor  $S \cdot R_{em}$  kleiner als die Eingangsspannung, um den gleichen Faktor sinkt der Strom durch R1. Damit erscheint R1 für das Eingangssignal um den Faktor  $S \cdot R_{em}$  vergrößert.

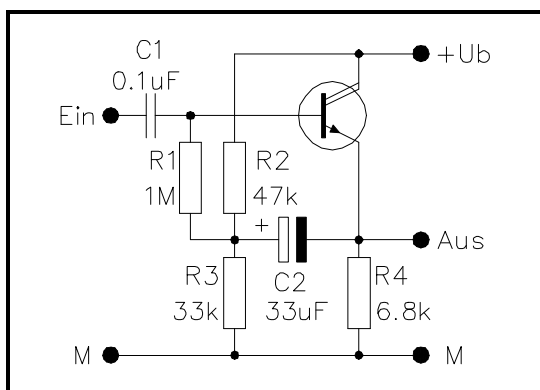


Abb. 3-6: Bootstrap Berechnung

Beispiel:

Nehmen wir für Schaltung von Abb. 3-6 ein Kollektorstrom von 1 mA an, entsprechend einer Steilheit von  $S = 40 \text{ mA/V}$ . Der wirksame Emitterwiderstand ist gleich der Parallelschaltung aller am Emitter wechselstrommäßig angeschlossenen Widerstände, der  $1 \text{ M}\Omega$ -Widerstand wird gegenüber den anderen Widerständen vernachlässigt:

$$R_{em} = 6,8 \text{ k}\Omega \parallel 33 \text{ k}\Omega \parallel 47 \text{ k}\Omega = 5,03 \text{ k}\Omega$$

Der Eingangswiderstand des Darlingtons ist um den Faktor B größer:

$$\begin{aligned} R_{ein} &= 5,03 \text{ k}\Omega \cdot B = \\ &= 5,03 \text{ k}\Omega \cdot 20000 = \\ &= 100,6 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

R1 wirkt als Widerstand  $R1_{eff}$ :

$$\begin{aligned} R1_{eff} &= R1 \cdot S \cdot R_{em} = \\ &= 1 \text{ M}\Omega \cdot 40 \text{ mA/V} \cdot 5,03 \text{ k}\Omega = \\ &= 201 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

Damit ist der Eingangswiderstand der Gesamtschaltung:

$$\begin{aligned} R_{ein} &= R_{ein} \parallel R1_{eff} = \\ &= 100,6 \text{ M}\Omega \parallel 201 \text{ M}\Omega = \\ &= 67 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

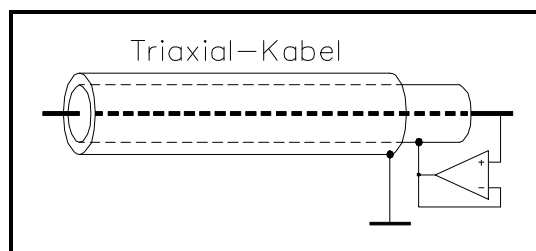


Abb. 3-7: Getriebener Schirm

### b) Getriebener Schirm

Eine andere Anwendung der Bootstrap Technik ist die Ausschaltung der Kapazität abgeschirmter Leitungen. Man verwendet einen schnellen Spannungsfolger, um die Abschirmung auf der Spannung am Innenleiter festzuhalten (getriebener Schirm oder auch Guard-Technik). Dieser Verstärker muß für das Treiben kapazitiver Lasten ausgelegt sein.

Ohne Spannung zwischen Innenleiter und innerer Abschirmung ist die dazwischenliegende Kapazität wirkungslos und stört nicht. Für diese Technik gibt es spezielle Triaxial-Kabel mit 2 konzentrischen Abschirmungen. Der äußere Schirm liegt an Masse und verhindert Abstrahlung vom getriebenen inneren Schirm.

Bei Tastköpfen für Oszilloskopen sind die Frequenzen so hoch, daß die Bootstrap Technik allein schon wegen der Laufzeiten versagt. Hier macht man den Innenleiter extrem dünn (ca.  $10 \mu\text{m}$ ), um eine möglichst kleine Kapazität zwischen Innen- und Außenleiter der Leitung zum Tastkopf zu erhalten. Ein Koaxkabel mit  $50 \text{ Ohm}$  Wellenwiderstand hat eine Kapazität von  $100 \text{ pF/m}$ . Mit dem  $10 \mu\text{m}$  Innenleiter steigt der Wellenwiderstand auf ca.  $200 \text{ }\Omega$  und die Kapazität sinkt auf erträgliche  $25 \text{ pF/m}$ . Der dünne Innenleiter macht das Kabel und vor allem seine Anschlüsse mechanisch empfindlich. Tastköpfe müssen dar-



um sorgfältig behandelt werden.

Die Formel für den Wellenwiderstand  $Z$  eines runden Kabels lautet:

$$Z = 138 \cdot \log(D_a / D_i) / \sqrt{\epsilon_r}$$

(log = dekadischer Logarithmus)

$D_a$  = Innendurchm. der Abschirmung  
 $D_i$  = Außendurchm. des Innenleiters  
 $\epsilon_r$  = Dielektrizitätskonst. der Isolation

### III.5 Zuverlässigkeit elektronischer Schaltungen

Alle Aussagen über die Zuverlässigkeit elektronischer Bauelemente sind rein statistischer Natur und gelten immer nur für eine große Zahl von Teilen. Es ist deswegen nicht möglich, auch nur den ungefähren Zeitpunkt für den Ausfall eines einzelnen Bauelements oder Geräts vorherzusagen.

Betrachtet man eine große Anzahl fabrikneuer Bauelemente, die unter völlig gleichen Bedingungen betrieben werden, so stellt man ein charakteristisches Verhalten der Ausfallrate fest. Eine Auftragung der Ausfallrate über dem Logarithmus der Zeit ergibt eine Kurve, die in der Form einer Badewanne ähnelt. Zunächst fallen Bauelemente mit Material- und Herstellfehlern als Frühausfälle in rascher

Folge aus. Danach ist die Ausfallrate im Bereich der Zufallsausfälle über lange Zeit niedrig und ziemlich konstant. Erst nach langer Zeit steigt die Ausfallrate wieder an, wenn alterungsbedingt die Verschleißausfälle einsetzen.

Ein seriöser Hersteller wird sich bemühen, die Frühausfälle durch genaue Prüfungen und eventuell sogar eine Voralterung zu eliminieren. Dies verbessert nicht nur den Ruf der Firma, sondern lohnt sich je nach Höhe der Garantie- und Reparaturkosten durchaus auch finanziell.

Alle folgenden Betrachtungen gelten im Bereich der Zufallsausfälle. Die Ausfallrate wird in fit (failure in time) gemessen, wobei 1 fit 1 Ausfall in  $10^9$  Bauteilestunden ist. Diese Zeitdauer kann durch 1 Bauteil in  $10^9$  Stunden oder  $10^6$  Bauteile in 1000 Stunden zusammenkommen. Die Ausfallrate eines Geräts ergibt sich als Summe der Ausfallraten der darin enthaltenen Bauteile. Dabei wird unterstellt, daß der Ausfall jedes beliebigen Bauelements zum Ausfall des Geräts führt.

Stark hängt die Ausfallrate von der Temperatur ab. Nimmt die Temperatur um  $1^\circ\text{C}$  zu, so wächst die Ausfall-

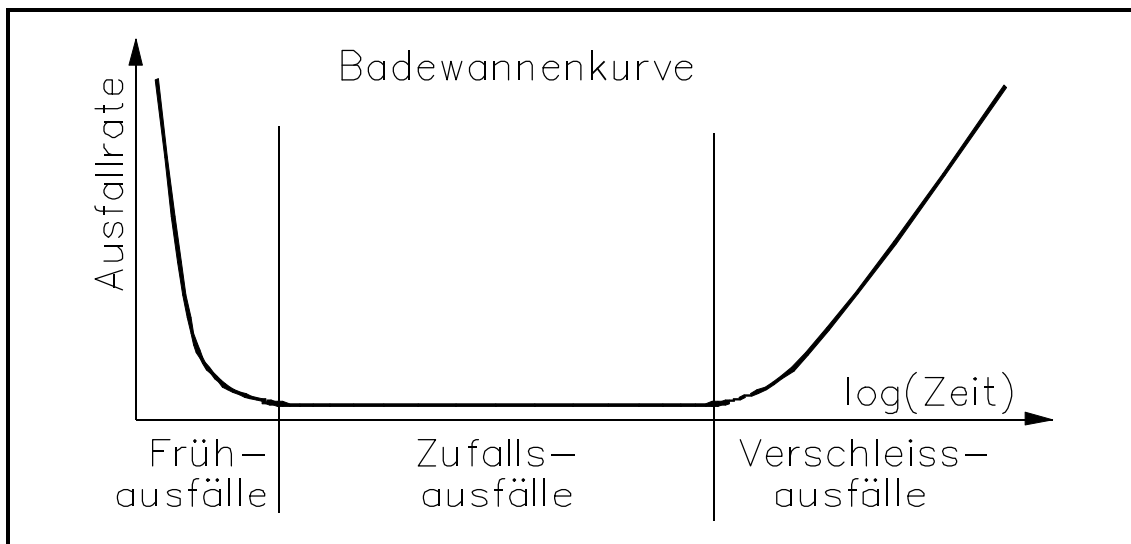


Abb. 3-8: Ausfallrate von Bauelementen

rate um 10 %, 25°C Temperaturerhöhung ergibt die 10-fache Ausfallrate. Hieraus ersieht man die positiven Auswirkungen einer guten Wärmeabfuhr durch Kühlkörper, Luftschlitze und Ventilatoren. Die wesentlich geringere Reparaturanfälligkeit halbleiterbestückter Geräte rührt nicht zuletzt vom Wegfall der stark wärme-producingen Röhren her.

Eine Reihe typischer fit-Werte zeigt die nachstehende Liste. Fit-Werte aus verschiedenen Quellen können durchaus um den Faktor 10 differieren. Diese werden in zeittraffenden Messungen bei erhöhter Temperatur ermittelt. Die Liste enthält die fit-Werte bedrahteter Bauelemente und in Klammern die entsprechenden Werte von SMD Bauteilen.

<u>Bauelement</u>	<u>fit - Wert</u>
Widerstand	1,5 (0,7)
Potentiometer	200
Keramik Ko	6 (5)
Folien Ko	10 (5)
Tantal-Elko	40 (30)
Al-Elko	500
Si-Diode	3 (1)
Si-Leistungsdiode	50
Si-Transistor	5 (1)
Si-Leistungs- transistor	60 (10)
SSI-IC	100
MSI, LSI-IC	200
Netztrafo, Relais	200
IC-Sockel (1 Stift)	10
Steckkontakt	10
Lötstelle	1

Die MTBF (Mean Time Between Failures) ist die durchschnittliche Zeit zwischen 2 Ausfällen eines Geräts, wobei man annimmt, daß der Ausfall ei-

nes Bauelements zum Ausfall des Geräts führt. Man erhält die MTBF als Inverses der Ausfallrate oder, indem man  $10^9$  durch die Summe der fit-Werte dividiert.

Beispiel: Ein Gerät enthält folgende Bauelemente:

6	Widerstände	9	fit
2	Folien KO	20	fit
1	Ta-Elko	40	fit
5	Steckkont.	50	fit
1	SSI-IC	100	fit
33	Lötstellen	33	fit
-----			
	Summe:	252	fit

Vorsorglich wird eine Übertemperatur von 25°C angenommen, was die Ausfallrate auf 2520 fit erhöht. Dem entspricht eine MTBF von  $10^9 / 2520 = 396825 \text{ h} = 45,26 \text{ Jahre}$ . Diese sehr große MTBF rührt natürlich von der winzigen Schaltung her.

Bei allerhöchsten Forderungen an die Zuverlässigkeit setzt man redundante Schaltungen ein. Diese enthalten Reservebaugruppen, die bei Ausfall einer Baugruppe deren Funktion übernehmen. Der große Mehraufwand rechtfertigt eine Redundanz nur dort, wo eine Reparatur sehr aufwendig oder vollkommen unmöglich ist oder wo ein Ausfall sehr kostspielige oder sogar katastrophale Folgen haben kann. Beispiele sind Seekabel, Nachrichtensatelliten, Herzschrittmacher und Kernkraftwerke.