5 Spezielle Halbleiter

Dieses Kapitel betrachtet eine Auswahl von speziellen Halbleiterwiderständen. Dies sind spannungs-, temperatur- und strahlungsabhängige Widerstände. Diese Halbleiterwiderstände haben keine Sperrschicht im herkömmlichen Sinne, sondern weisen ein bipolares Verhalten auf.

Als "echte" Halbleiterbauelemente mit Sperrschicht fallen sämtliche LED, Fotodioden und Fototransistoren unter dieses Kapitel.

5.1 Nichtlineare Widerstände

Für nichtlineare Widerstände gilt das ohmsche Gesetz nur für einen bestimmten Arbeitspunkt. Der konkrete Widerstandswert des Bauelementes ist je nach Typ von der Temperatur oder der angelegten Spannung abhängig.

Den prinzipiellen Verlauf der Kennlinie dieser Widerstände in Abhängigkeit der angelegten Spannung:

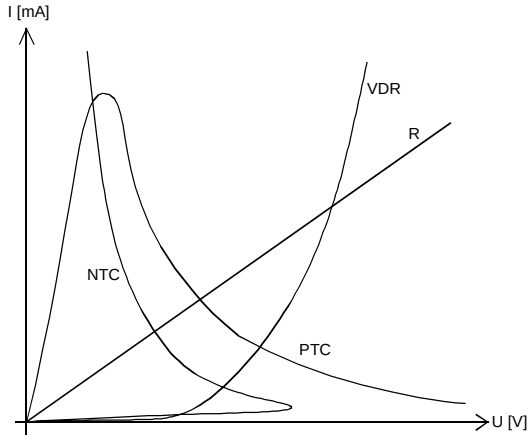


Bild 5.1: I/U-Kennlinien nichtlinearer Widerstände

Prinzipieller Verlauf der Kennlinien von NTC, PTC und VDR Widerständen im Vergleich zu einem linearen Widerstand R.

Bemerkung:
Bei NTC und PTC erfolgt der Widerstandsverlauf durch die Eigenerwärmung aufgrund der angelegten Spannung.

5.1.1 Spannungsabhängige Widerstände

Spannungsabhängige Widerstände , auch Varistoren oder VDR genannt, haben einen von der angelegten Spannung abhängigen Widerstand. Er fällt hochgradig nichtlinear mit der angelegten Spannung.
Sie werden hauptsächlich als Überspannungsschutz (Transientenabsorber, sowie für einfache AC-Spannungsstabilisierungen verwendet.

Das Halbleitermaterial ist polykristallines ZnO oder SiC. Es wird zu Scheiben gepresst und an den Enden kontaktiert. Handelsübliche Bauformen sind Scheiben mit Drahtanschluss für kleinere Leistungen.

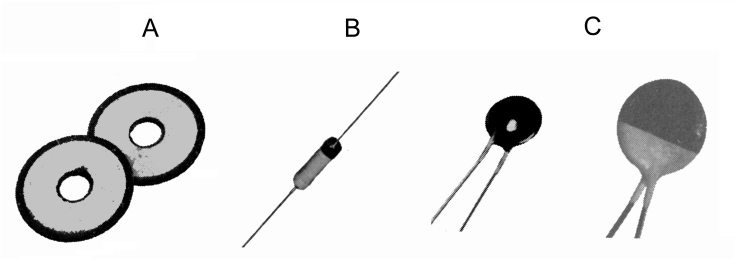


Bild 5.2: Bauformen für VDR Widerstände.

A: Scheibenform zur Schraubbefestigung
B: Stabform
C: Scheibenform mit Anschlussdrähten

Quelle:
PHILIPS Datenbuch Non-Linear Resistors 1968

VDR werden im Spannungsbereich von ca. 8V bis 1200V gefertigt. Die Bezeichnung erfolgt entweder durch einen (herstellerspezifischen) Farbcode oder durch direkten Aufdruck der Nennspannung. Die Nennspannung wird gemäss Datenblatt bei einem bestimmten Strom (i.d.R. 100mA, 10mA oder 1mA) spezifiziert.

5.1.1.1 Kennlinie des VDR

Das gepresste polykristalline Material im Varistor bildet eine Vielzahl frei verteilter kleiner pn-Übergänge. Deshalb hat ein VDR eine symmetrische Strom-Spannungskennlinie im 1. und 3. Quadranten:

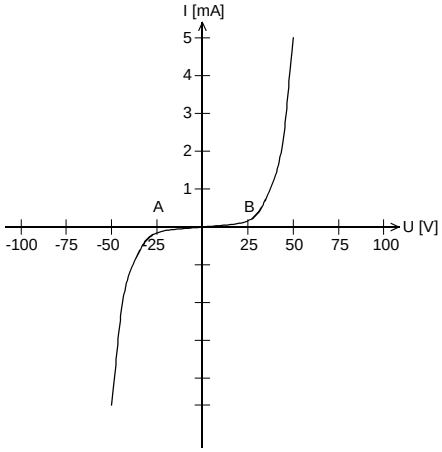


Bild 5.3: Typische Kennlinie eines VDR.

Im Bereich A..B verhält sich der VDR fast wie ein ohmscher Widerstand, d.h. die Kennlinie ist annähernd linear.

Die Strom-Spannungsabhängigkeit wird näherungsweise durch die Gleichungen

$$U = C \cdot I^{\beta} \qquad C\text{:Formfaktor} \quad [VA^{-\beta}] \tag{5.1}$$

$$I = \left(\frac{U}{C}\right)^{\frac{1}{\beta}} \qquad \beta\text{:Regelkonmstante} \quad [\,] \tag{5.2}$$

beschrieben. C und β sind Form- und Materialkonstanten. Sie werden in den Datenblättern der Bauelemente aufgeführt.

Der Formfaktor C verkörpert im Prinzip einen Widerstandswert. Die Regelkonstante β beschreibt die Steigung der I/U-Kennlinie. Typische Werte für β liegen im Bereich β=0.15..0.35 für SiC-Varistoren und bei β=0.04 für ZnO-Varistoren.

Die Regelkonstante β und der Formfaktor C lassen sich aus der Kennlinie bestimmen. Man bestimmt dabei die Steigung φ der doppelt logarithmisch aufgetragenen Kennlinie:

$$\tan\varphi = \beta = \frac{\ln\frac{U_u}{U_1}}{\ln\frac{I_2}{I_1}} \tag{5.3}$$

Durch Umstellen wird der Formfaktor C:

$$C = \frac{U}{I^{\beta}} \tag{5.4}$$

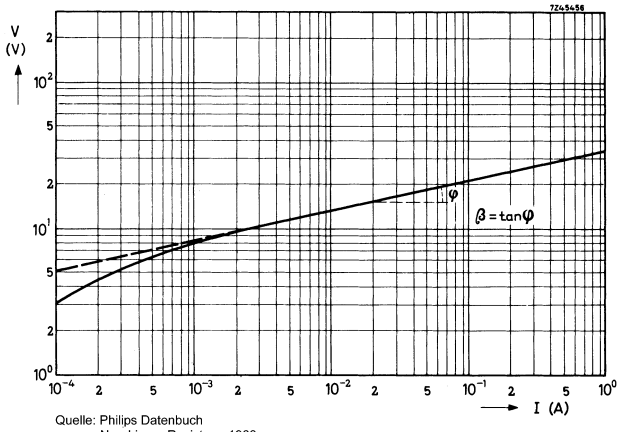
Die Regelkonstante β kann auch mit Hilfe eines Nomogrammes bestimmt werden, wie in Beispiel 5.2 gezeigt.

Beispiel 5.1: VDR-Kenngrössenbestimmung aus der I/U-Kennlinie.

Aus der nebenstehenden Kennlinie eines Varistors sollen die Regelkonstante β und der Formfaktor C bestimmt werden.
Wir wählen zwei Punkte U_1=10V, I_1=2.3mA und U_2=20V, I_2=75mA aus dem geraden Bereich der Kennlinie aus und bestimmen die Grössen:

$$\beta = \frac{\ln\frac{U_2}{U_1}}{\ln\frac{I_2}{I_1}} = \frac{\ln 2}{\ln 32.6} = 0.198 \approx 0.2$$

$$C = U_1 \cdot I^{-\beta} = 10 \cdot 0.0023^{-0.2} = 33.7\, VA^{-0.2}$$



Quelle: Philips Datenbuch Non-Linear Resistors, 1968

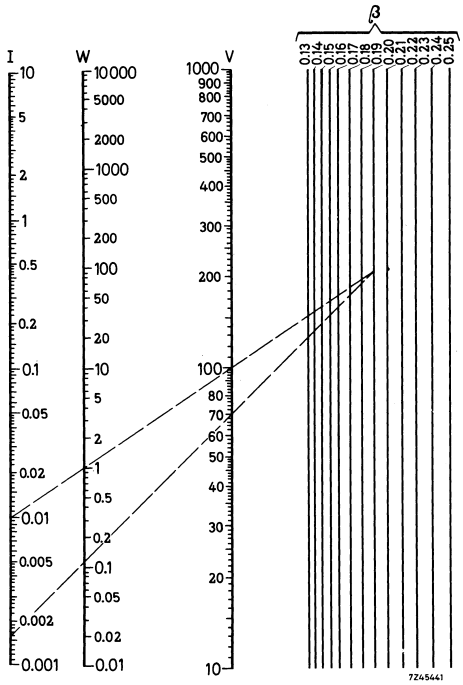
Bild 5.4: I/U Kennlinie eines handelsüblichen VDR.

Die Praxis zeigt, dass bei kleinen Strömen eine Abweichung des linearen Verlaufes in der doppelt logarithmischen Auftragung auftritt. In diesem Bereich kann deshalb nicht mit den Gleichungen (5.3) und (5.4) gearbeitet werden.

Beispiel 5.2: VDR Kenngrössenbestimmung mit Nomogramm.

Für einen Varistor wurde bei den Spannungen U_1=100V und U_2=70V die zugehörigen Ströme I_1=10mA und I_2=1.6mA gemessen.

Die Regelkonstante β wird durch den Schnittpunkt der beiden Geraden bestimmt und ergibt hier den Wert von β=0.2.



Quelle: Philips Datenbuch Non-Linear Resistors, 1968

Bild 5.5: VDR-Kenngrössenbestimmung mit Nomogramm.

5.1.2 Differentieller und Gleichstromwiderstand

Der differenzielle Widerstand ergibt sich durch Ableiten des spannungsabhängigen Gleichstromwiderstandes:

$$R_U = \frac{U}{I} = \frac{U}{\left(\frac{1}{C}\right)^{\frac{1}{\beta}} U^{\frac{1}{\beta}}} = C^{\frac{1}{\beta}} U^{\frac{\beta-1}{\beta}} \quad [\Omega] \tag{5.5}$$

$$r_U = \frac{dU}{dI} = C\,\beta\, I^{\beta-1} = \beta\, R_U \quad [\Omega] \tag{5.6}$$

Da die Regelkonstante β immer <1 ist , ist auch der differenzielle Widerstand r_U immer kleiner als der gleichstrommässige Widerstand R_U.

Grafisch dargestellt werden R_U und r_U für das Beispiel 5.1:

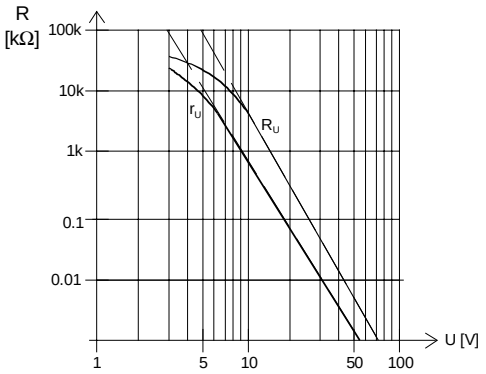


Bild 5.6: Typischer Verlauf des differenziellen und Gleichstromwiderstandes eines VDR.

Die Verläufe für den differenziellen Widerstand r_U und Gleichstromwiderstand R_U beruhen auf dem Beispiel 5.1 mit β=0.2 und C=33.7 $VA^{-0.2}$.

Diese gestrichelte Linie verkörpert den Verlauf der Näherung der Kennlinie nach Gl. (5.5)und Gl.(5.6).

5.1.3 Verlustleistung

Da Varistoren vielfach für Schutzzwecke eingesetzt werden, ist eine Betrachtung zur Verlustleistung unumgänglich. Die Verlustleistung wird im Varistor vollständig in Wärme umgesetzt. Je nach Grösse der Varistorscheibe sind Dauerverlustleistungen von ca. 1W bis >10W zulässig. Kurzzeitig können Varistoren aber wesentlich höhere Verlustleistungen aufnehmen.

Die im Varistor umgesetzte Verlustleistung P_V wird mit Gl. (5.5) und Gl. (5.6):

$$P_V = I^2 R_U \quad [W] \tag{5.7}$$

$$P_V = \frac{U^{\frac{\beta+1}{\beta}}}{C^{\frac{1}{\beta}}} \quad [W] \tag{5.8}$$

Wir erkennen, dass die Verlustleistung mit der Spannung sehr stark ansteigt. Bezogen auf ein β=0.2 (Beispiel 5.1) wird der Exponent $\frac{\beta+1}{\beta} = 6$, d.h. die Verlustleistung wächst mit der 6. Potenz.

In der Praxis wird aber selten mit diesen Formeln dimensioniert, sondern mit Hilfe von Nomogrammen. Sie verkörpern grafisch die Beziehung zwischen Strom I, Spannung U, Verlustleistung P_V, Gleichstromwiderstand R_U bezüglich verschiedener Regelkonstanten β:

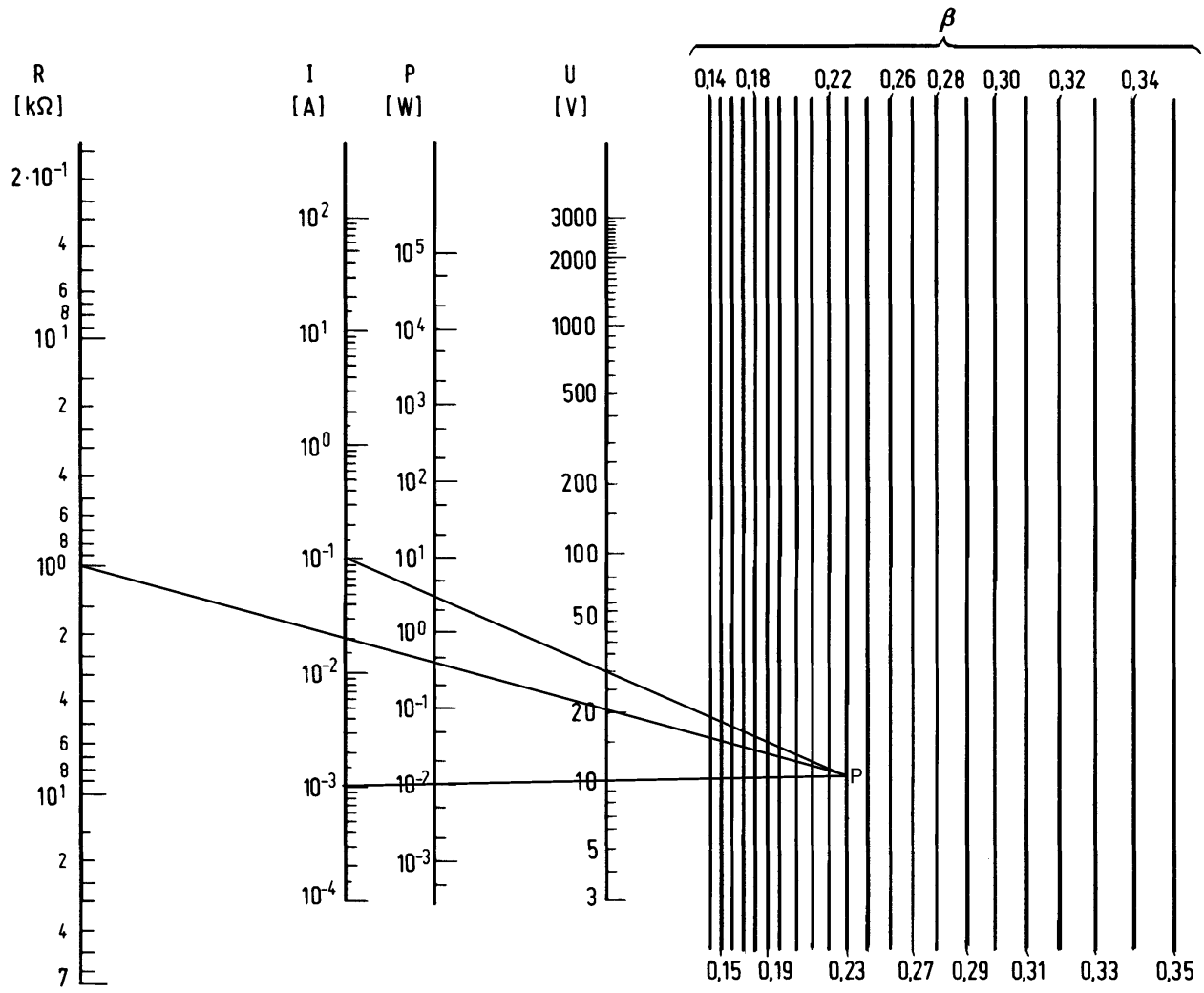


Bild 5.7: UIPR-Nomogramm für Dimensionierung mit VDR.

Darstellung der gegenseitige Beziehung zwischen U, I, P und R am VDR. Durch Verbindungsgeraden, ausgehend vom Schnittpunkt P kann der Strom I und die Leistung P bei einer bestimmten Spannung U abgelesen werden.

5.1.4 Anwendungen

Varistoren werden meist zur Begrenzung von Überspannungen eingesetzt. Beispiele sind Spannungspitzen beim Schalten von induktiven Lasten und Überspannungen die von ausserhalb in eine Schaltung einfliessen.

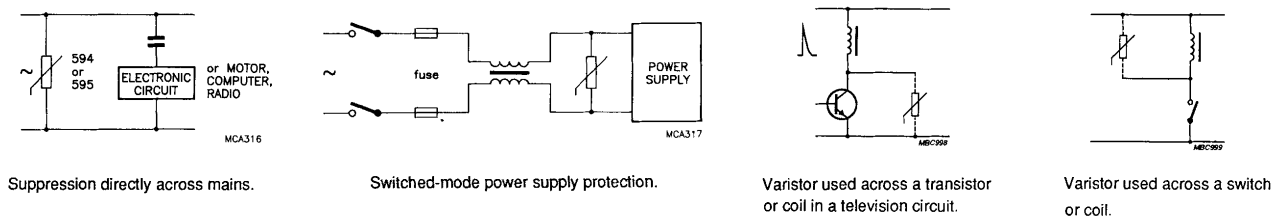


Bild 5.8: Anwendungsbeispiele für VDR.
Quelle: Philips Data Handbook 1992, Varistors, Thermistors and Sensors.

Für das Abführen externer Überspannungen (z.B. Schutz vor Spannungsspitzen aus dem Netz) in Geräten werden ausschliesslich ZnO Varistoren verwendet. Sie sprechen ausserordentlich schnell an (ca. 20 ns) und erlauben grosse Spitzenströme. Aufgrund der kleinen Regelkonstante β=0.04 setzt die Begrenzung schon bei kleinen Überspannungen rasch ein.

Beim Einsatz als Funkenlöscher (Magnetschutz) wird die beim Ausschalten einer grossen Induktivität auftretende hohe Schaltenergie absorbiert. Bei mechanischen Schaltern wird dadurch der Lichtbogen vermindert, was sonst zu einem Kontaktabbrand führt.

5.1.5 Analyse einer VDR-Schaltung zur Verminderung von Kontaktabbrand

Zur Verminderung des Kontaktabbrandes an einem Relais wird ein VDR parallel zu einem Magneten geschaltet. Wir bestimmen allgemein die auftretenden Spannungen und Ströme.

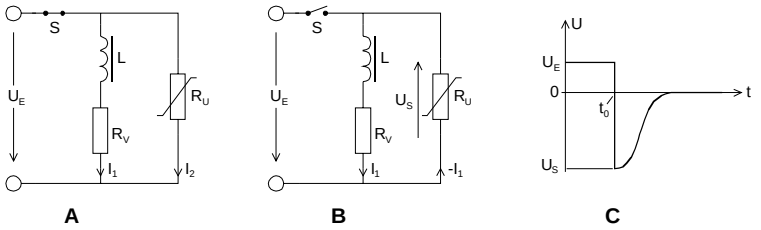


Bild 5.9: Kontaktschutz mit Varistor.

A: Schalter geschlossen
B: Schalter wird zum Zeitpunkt t_0 geöffnet.
C: Verlauf der Spannung über dem VDR.

Ist der Schalter geschlossen fliessen die Ströme:

$$I_1 = \frac{U_E}{R_V} \tag{5.9}$$

$$I_2 = \left(\frac{U_E}{C}\right)^{\frac{1}{\beta}} \tag{5.10}$$

Wird zum Zeitpunkt t_0 der Kontakt geöffnet, so fliesst in diesem Augenblick der gleich grosse Strom I_1, aber in entgegengesetzter Richtung, weil die Induktivität das Magnetfeld erhalten will und erzeugt über dem Varistor eine Spitzenspannung U_S:

$$-I_1 = -\left(\frac{U_S}{C}\right)^{\frac{1}{\beta}} \tag{5.11}$$

Wir dividieren nun Gl. (5.10) durch Gl. (5.11):

$$\frac{I_1}{I_2} = -\left(\frac{U_S}{U_E}\right)^{\frac{1}{\beta}} \tag{5.12}$$

I_2 beschreiben wir nun über den (hochohmigen) Widerstand R_{U0} und setzen ein:

$$I_2 = \frac{U_E}{R_{U0}} \tag{5.13}$$

$$U_S = -U_E\left(\frac{R_{U0}}{R_V}\right)^{\beta} = -C\left(\frac{U_E}{R_V}\right)^{\beta} \tag{5.14}$$

Man erkennt sofort, dass die Spitzenspannung um so niedriger wird, je kleiner die Regelkonstante β ist.

Beispiel 5.3: Kontaktschutz mit VDR.

Ein Elektromagnet hat einen Wicklungswiderstand $R_V = 25\Omega$. Die Versorgungsspannung U_E beträgt 12V. Parallel zum Magneten wird ein VDR mit $\beta = 0.2$, $C = 33.7\ VA^{-0.2}$ parallel geschaltet. Man bestimme die beim Ausschalten auftretende Spitzenspannung U_S und die im Ruhezustand umgesetzte Verlustleitung P_{V0} im VDR.

$$R_{U0} = C^{\frac{1}{\beta}} U_E^{\frac{\beta-1}{\beta}} = 33.7^{\frac{1}{0.2}} \cdot 12^{\frac{-0.8}{0.2}} \quad [V^{-0.02} A^{\frac{-0.02}{0.02}} V^{\frac{1-0.02}{0.02}}] = 2.096k\Omega$$

$$P_{V0} = \frac{U_E^{\ 2}}{R_{U0}} = \frac{(12V)^2}{2.096k\Omega} = 68.7mW$$

$$U_S = -U_E\left(\frac{R_{U0}}{R_V}\right)^{\beta} = -12\left(\frac{2096}{25}\right)^{0.2} [V\left(\frac{\Omega}{\Omega}\right)^{0.2}] = -29.1V$$

Vergleichen wir diese Spitzenspannung, wenn der Varistor gegen einen reinen Wirkwiderstand von 2.096 kΩ ausgetauscht wird, so erhalten wir: (Reiner Wirkwiderstand → β=1):

$$U_S = -U_E\left(\frac{R_{U0}}{R_V}\right)^{\beta} = -12\left(\frac{2096}{25}\right)^{1} [V\left(\frac{\Omega}{\Omega}\right)^{1}] = -1006V$$

Die Spitzenspannung ist in diesem Fall mehr als 34x grösser und würde wahrscheinlich zu einer Zerstörung der Spule führen.

5.2 Temperaturabhängige Widerstände

Die Familie der temperaturabhängigen Widerstände fasst die sog. *Heissleiter (NTC)* und *Kaltleiter (PTC)* zusammen. Der Name besagt in welchem Temperaturzustand das Bauelement besser leitet, d.h. den kleineren Widerstandswert hat.

5.2.1 Heissleiter (NTC)

Heissleiter sind Widerstände mit negativem Temperaturkoeffizienten. Der Widerstandswert nimmt mit wachsender Temperatur nichtlinear ab.

Für diesen Effekt wird die starke Temperaturabhängigkeit der Leitfähigkeit von Halbleitermaterialien ausgenutzt. Für Heissleiter werden jedoch nicht klassische Halbleitermaterial wie Si oder Ge verwendet, sondern man verwendet aus preisgründen polykristalline Mischoxidkeramiken Fe_2O_3-Ti_2O, MgO-Ti_2O, MgO-Al_2O_3 aber auch Reinoxide wie UO_2, SiC. Der erreichbare Temperaturkoeffizient beträgt je nach Typ ca. -2%/K bis -6%/K.

Das Material wird in Scheiben oder Stabform gesintert und mit Anschlüssen versehen. Für Messzwecke sind NTC im Glasgehäuse oder andere Sonderformen erhältlich.

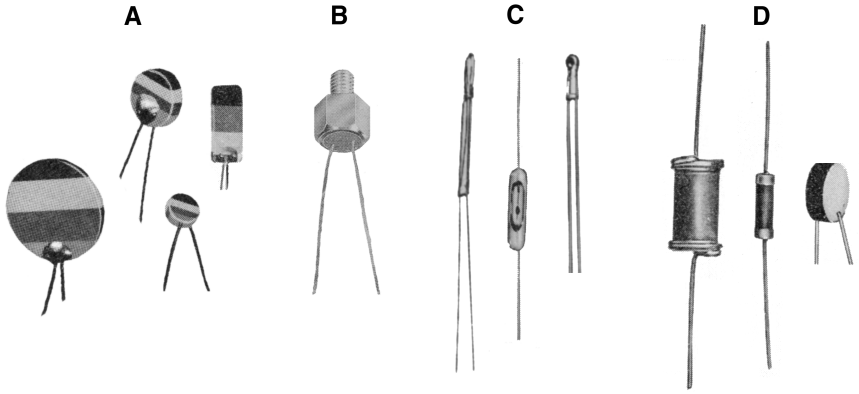


Bild 5.10: NTC Gehäusebauformen.

A: Scheibenform
B: Schraubgehäuse
C: Glasgehäuse (für Messzwecke)
D: Stabform und Scheiben für grössere Leistungen

Bilder: Philips Datenbuch Non-Linear Resistors 1968

Die Anwendungsgebiete von NTC lassen sich in zwei Gruppen aufteilen:

Leistungsanwendungen: Dämpfen von grossen Einschaltströmen (B)

Mess- und Sensorzwecke:
- Temperaturmessung (A)
- Temperaturkompensation und Stabilisierung (E)
- Effektivwertwandler
- Verzögerungsschaltungen (C)
- Strömungsmessungen von Flüssigkeiten und Gasen (D)
- Temperaturschalter
- Spannungsstabilisierung

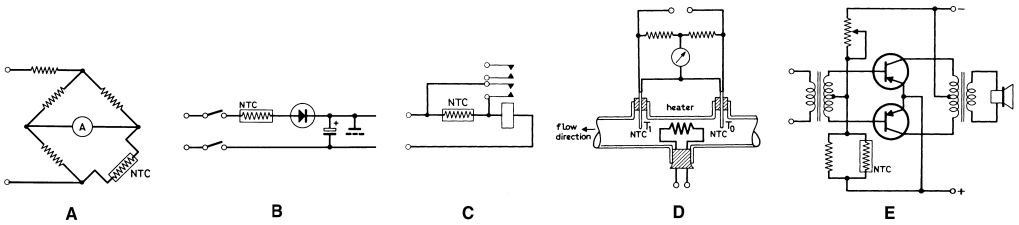


Bild 5.11: Typische Anwendungen für NTC.

Quelle: Philips Datenbuch Non-Linear Resistors

5.2.1.1 Widerstandskennlinie

Im Halbleitermaterial nimmt mit steigender Temperatur die Inversionsdichte stark zu. Aus der Halbleiterphysik gilt:

$$n_i = n_{i0}\left(\frac{T}{T_0}\right)^{\frac{3}{2}} e^{\left[\frac{q\,\Delta W}{2k}\left(\frac{1}{T_0}-\frac{1}{T}\right)\right]} \qquad \begin{array}{r} k\text{:Boltzmannkonstante} \\ q\text{:Elementarladung} \\ n_{i0}\text{:Inversionsdichte bei } T = T_0 \\ \Delta W\text{:Bandabstand} \end{array} \tag{5.15}$$

Daher nimmt der Widerstand des Heissleitermaterials mit steigender Temperatur ab. Wir aus dem Exponenten von Gl. (5.15) die Regelkonstante B:

$$B = \frac{q\,\Delta W}{2k} \qquad [K] \qquad \begin{array}{r} q\text{:Elementarladung} \\ \Delta W\text{:Bandabstand} \\ k\text{:Boltzmannkonstante} \end{array} \tag{5.16}$$

Der temperaturabhängige Widerstand R_T des NTC wird dann:

$$R_T = R_{T0}\left(\frac{T_0}{T}\right)^{\frac{3}{2}} e^{B\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right)} \qquad [\Omega] \tag{5.17}$$

$$R_T \approx R_{T0}\, e^{B\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right)} \qquad [\Omega] \quad (\Delta T = T - T_0 \to 0) \tag{5.18}$$

R_{T0} verkörpert den Kaltwiderstand des NTC. Er wird meist bei einer Bezugstemperatur von 300K spezifiziert. Bei kleinen Temperaturänderungen wird $\left(\frac{T_0}{T}\right)^{\frac{3}{2}} \approx 1$, so dass die vereinfachte Gl. (5.18) verwendet werden kann.

Die Widerstandsänderung wird bei gleicher Temperaturdifferenz um so grösser, je grösser die Regelkonstante B ist. Betrachten wir den auf den Kaltwiderstand bezogenen Warmwiderstand R_T/R_{T0} in Abhängigkeit der Temperatur bei verschiedenen Regelkonstanten:

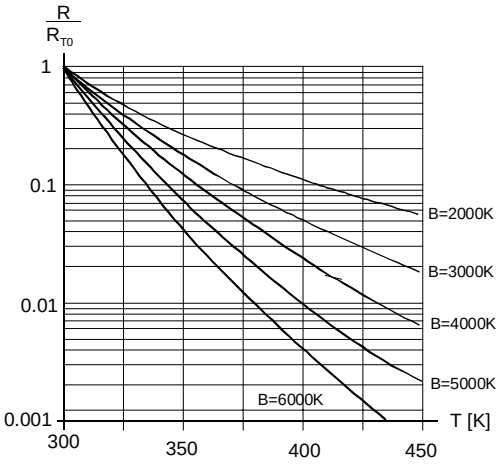


Bild 5.12: Widerstandsänderung beim NTC für verschiedene Regelkonstanten B.

Materialien mit grossen Regelkonstanten B bewirken eine wesentlich grössere Widerstandsänderung bei gleicher Temperaturänderung. Diese Materialien haben gemäss Gl. (5.16) einen grösseren Bandabstand. Jedoch steigt dann auch der Kaltwiderstand R_{T0} stark an.

Der temperaturabhängige Temperaturkoeffizient α_T erhalten wir durch Ableiten von Gl. (5.17) und Division durch R_T:

$$\alpha_T = \left(\frac{dR_T}{dT}\right)\frac{1}{R_T} = -R_{T0}\frac{B}{T^2}e^{B\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right)}\frac{1}{R_T} = -\frac{B}{T^2} \qquad \left[\frac{1}{K}\right] \tag{5.19}$$

Im Gegensatz zur Regelkonstanten B ist α_T temperaturabhängig. Dies ist für die praktische Dimensionierung ein Nachteil. Aus diesem Grund wird das Temperaturverhalten von Heissleitern praktisch nur mit der Regelkonstanten B beschrieben.

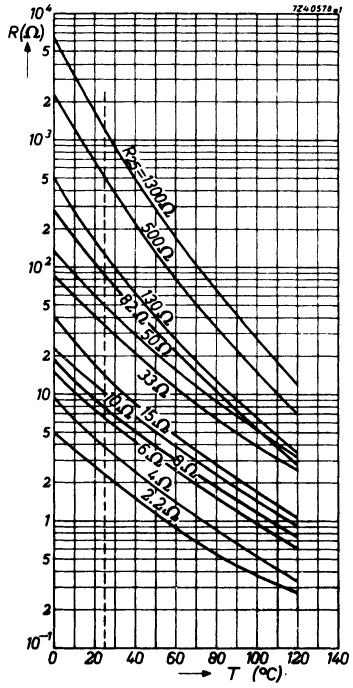
Neben der formalen Beschreibung über den Kaltwiderstand R_{T0} und Regelkonstante B geben die Hersteller den Verlauf des Warmwiderstandes R_T als Grafik im Datenblatt an. So ist der Widerstandsverlauf für den Klein-NTC 2322 610 (P_V=1W$_{max}$) von Philips:

2322 610 NTC THERMISTORS
Standard disc types

R_{25} (Ω)	B-value at 25 °C (°K)	colour code for version with leads I	II	III
2.2	2650	red	red	gold
4	2800	yellow	black	gold
6	2800	blue	black	gold
8	2900	grey	black	gold
10	2950	brown	black	black
12	2950	brown	red	black
15	3000	brown	green	black
33	3250	orange	orange	black
50	3300	green	black	black
82	4400	grey	red	black
130	4600	brown	orange	brown
500	5200	green	black	brown
1300	5450	brown	orange	red

Tolerance on R_{25}	±20 %
Tolerance on the B-value	± 5 %
Maximum dissipation	1 W
Maximum temperature	120 °C
Dissipation factor	10 mW/deg C
Thermal time constant	60 s

Resistance/temperature characteristics



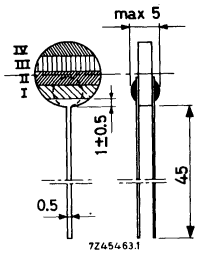


Bild 5.13: Datenblattauszug für den NTC 2322 610 von Philips.

Heissleiter werden mit Kaltwiderständen von 1Ω bis ca. 1MΩ gefertigt. Die Bandabstände der verwendeten Halbleitermaterialien ergeben Regelkonstanten B im Bereich von 2000K bis 6000K. Daraus ergeben sich Temperaturkoeffizienten von -2.2%/K bis -6.6%/K bezogen auf T_0=300K.

Beispiel 5.4: Bestimmung von *TK* und *ΔW* eines NTC.

Man bestimme den Temperaturkoeffizienten und den Bandabstand des verwendeten Halbleitermaterials für den Heissleiter mit R_{T0}=500Ω des Typs 2322 610 von Philips.

$$\alpha_T = -\frac{B}{T_0^{\,2}} = -\frac{5200}{300^2}\left[\frac{K}{K^2}\right] = -5.77\% / K$$

$$\Delta W = \frac{2k\,B}{q} = \frac{2\cdot 1.38\cdot 10^{-23}\cdot 5200}{1.602\cdot 10^{-19}}\left[\frac{WsK}{AsK}\right] = 0.896V$$

Beispiel 5.5: Bestimmung der Regelkonstanten *B* eines NTC.

Bei einem NTC wurden bei T_0=27°C ein R_{T0}=687.5kΩ gemessen. Bei T_1=100°C ein R_{T1}=29.6kΩ. Man bestimme die Regelkonstante *B*.

$$\frac{R_{T1}}{R_{T0}}\left(\frac{T_0}{T_1}\right)^{-\frac{3}{2}} = e^{B\left(\frac{1}{T_1}-\frac{1}{T_0}\right)}$$

$$B = \frac{\ln\left(\frac{R_{T1}}{R_{T0}}\left(\frac{T_0}{T_1}\right)^{-\frac{3}{2}}\right)}{\frac{1}{T_1}-\frac{1}{T_0}} = \frac{\ln\left(\frac{29.6K}{687.5K}\left(\frac{300}{373}\right)^{-\frac{3}{2}}\right)}{\frac{1}{373}-\frac{1}{300}} = 4320.6K$$

5.2.1.2 Strom-Spannungskennlinie

Wir der NTC mit einem so grossen Strom betrieben, dass eine merkliche Eigenerwärmung stattfindet zeigt sich eine ausgeprägte nichtlineare I/U- Kennlinie. Diese Betriebsart ist vor allem beim Einsatz als *Anlassheissleiter* zur Begrenzung von Einschaltströmen interessant.

Man unterscheidet drei verschiedene Bereiche bei der I/U-Kennlinie:

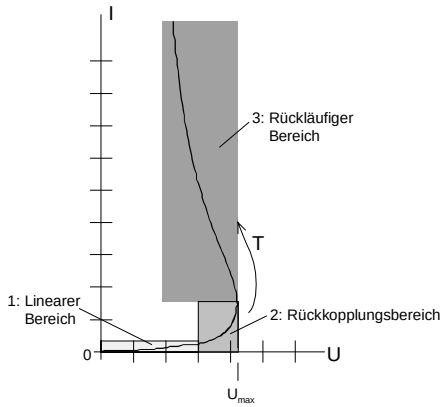


Bild 5.14: I/U-Kennlinie eines NTC.

Aufgrund der Eigenerwärmung entsteht eine ausgeprägt nichtlineare Kennlinie beim NTC. Man unterscheidet drei Bereiche der I/U-Kennlinie.

1. Ist die angelegte Spannung am Heissleiter klein, entsteht praktisch keine Verlustleistung $P_V = U\,I$. Der Heissleiter zeigt rein ohmsches Verhalten, d.h. der Strom steigt linear mit der Spannung an.

2. Bei grösserer Spannung entsteht durch die Verlustleistung eine merkliche Erwärmung des Heissleiters. Dies hat zur Folge , dass der Widerstand sinkt und der Heissleiter weiter erwärmt (thermische Rückkopplung).

Bei einer Spannung U_{max} kompensiert der durch die Widerstandsänderung hervorgerufene Spannungsabfall d$I \cdot R_T$ gerade die von der Stromänderung verursachten Spannungsabfall $R_T \cdot$dI. Diese Maximalspannung kann nicht überschritten werden.

$$U = I \cdot R_T \qquad (5.20)$$
$$dU = I\, dR_T + R_T dI = 0$$

4. Wird nun der Strom durch den Heissleiter weiter vergrössert, so ergibt sich ein rückläufiger Bereich in der Kennlinie. Die Spannung U_{max} ist von der Umgebungstemperatur T_A, dem thermischen Widerstand des Heissleiters R_{Th} , Kaltwiderstand R_{T0} und von der Regelkonstante B abhängig.

Die Erwärmung des Heissleiters kann über den thermischen Widerstand R_{Th} ausgedrückt werden:

$$\Delta T = T - T_0 = R_{Th} \cdot P_V = I \cdot U \cdot R_{Th} \qquad (5.21)$$

Sie wird um so grösser je grösser der themrische Widerstand R_{Th} und die Verlustleistung P_V sind. Die Spannung über dem Heissleiter wird nach dem ohmschen Gesetz;

$$U = I \cdot R_{T0} \cdot e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)} \qquad (5.22)$$

Wir ersetzen den Strom I in obiger Gleichung durch Gl. (5.21) und erhalten die Spannung über dem Heissleiter in Abhängigkeit der Temperatur T:

$$U = \left(\frac{R_{T0}}{R_{Th}}(T - T_0)\right)^{\frac{1}{2}} e^{\frac{-B}{2}\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T0}\right)} \qquad (5.23)$$

Analog wird der Strom I wird in Abhängigkeit der Temperatur T:

$$I = \frac{U}{R_T} = \left(\frac{1}{R_{T0} R_{Th}}(T - T_0)\right)^{\frac{1}{2}} e^{\frac{-B}{2}\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T0}\right)} \qquad (5.24)$$

Die Strom-Spannungskennlinien können für verschiedene Regelkonstanten B grafisch dargestellt werden. Man erkennt deutlich die Ausprägung von U_{max}.

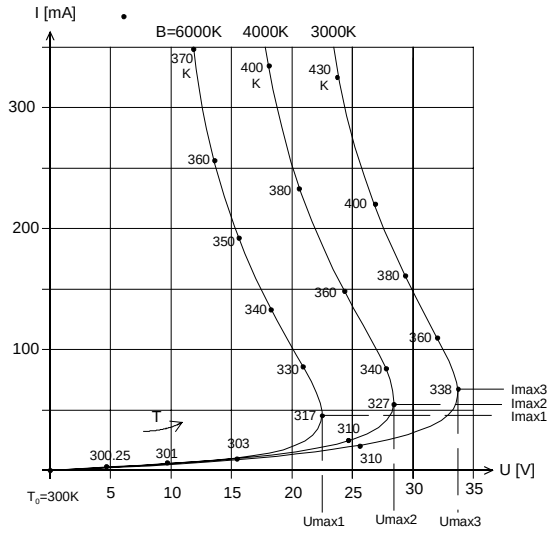


Bild 5.15: I/U-Kennlinien beim NTC für verschiedene Regelkonstanten B.

Die Zahlen an den Kennlinien zeigen die Temperatur des NTC an, die sich an den Punkten der Kennlinie einstellt.

Bezugsdaten:Aus [7]:
Umgebungstemperatur T_0=300K, Kaltwiderstand R_{T0}=1.5kΩ, thermischer Widerstand R_{Th}=16.6 K/W.

Eine explizite Darstellung für den Strom $I = f(U)$ ist nicht möglich. Jedoch kann nach [18], S.19ff eine Heuristik zur Bestimmung von U_{max} aufgeführt werden. Diese lautet sinngemäss:

$$U_{\max} \approx \sqrt{\frac{50}{R_{Th}} \cdot R_{T0}} \qquad \left[\sqrt{\frac{K \cdot W\Omega}{K}} = V\right] \tag{5.25}$$

5.2.1.3 NTC zur Kompensation eines positiven TK

Eine wichtige Anwendung des NTC ist der Einsatz als Kompensationselement für Temperatureinflüsse. Ein positiver Temperaturkoeffizient α_R kann durch den negativen Temperaturkoeffizienten α_T eines NTC kompensiert werden.

Beim Einsatz des NTC als Kompensationselement ist der NTC so zu betreiben, dass durch den Stromfluss keine Eigenerwärmung stattfindet. Der NTC wird hierbei im linearen Ast der I/U-Kennlinie betrieben. Deshalb muss die Verlustleistung für solche Anwendungsfälle klein gehalten werden.

Grundschaltungen

Der positive *TK* eines Widerstandes *R* soll mit Hilfe eines NTC kompensiert werden. Hierbei bieten sich zwei Grundschaltungen an:

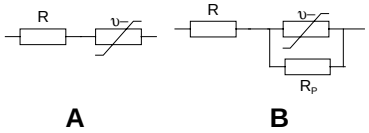


Bild 5.16: Temperaturkompensation mit einem NTC.

Schaltung zur Kompensation des positiven Temperaturkoeffizienten eines Wirkwiderstandes *R*:

A: Einfache Serieschaltung
B: Verbesserte Beschaltung durch Serie-Parallelschaltung.

Der zu kompensierende Widerstand *R* besitzt den Temperaturkoeffizient α_R. Die Widerstandsänderung wird dann:

$$\frac{dR}{dT} = \alpha_R \cdot R \tag{5.26}$$

Die Widerstandsänderung des NTC wird gemäss Gl.(5.19):

$$\frac{dR_T}{dT} = \alpha_T \cdot R_T = -\frac{B}{T^2} R_T \tag{5.27}$$

Bei vollständiger Kompensation heben sich beide Änderungen auf. Der gesuchte Kaltwiderstand wird bei T_0=300K des NTC und gegebenen *B* und *R*:

$$R_{T0} = \frac{\alpha_R \cdot R \cdot T_0{}^2}{B} \tag{5.28}$$

Der Kaltwiderstand R_{T0} des NTC sollte möglichst klein im Vergleich zum Widerstand *R* sein. Dies ist vor allem bei NTC mit grosser Regelkonstante *B* der Fall.

Beispiel 5.6: Kompensation des *TK* eines Wicklungswiderstandes mit einem NTC.

Ein 100uA-Drehspulinstrument hat eine Kupferwicklung mit einem *TK* von α=3.93 · 10^{-3}/K bei einem Widerstand von 250Ω bei T=25°C. Man bestimme einen geeigneten NTC zur Kompensation aus der Baureihe Philips 2322 610 (vgl. Bild 3.13)!

Wir stellen eine Tabelle auf, die die geforderten NTC-Kaltwiderstände nach Gl. (5.28) für jeden Typ auflistet und wählen denjenigen NTC aus, der am nächsten beim Soll-Kaltwiderstand liegt:

R_{25}	B	R_{25soll}	Δ
2.2	2650	32.9	30.7
4	2800	31.2	27.2
6	2800	31.2	25.2
8	2900	30.1	22.1
10	2950	29.6	19.6
12	2950	29.6	17.6
15	3000	29.1	14.1
33	3250	26.8	-6.2
50	3300	26.4	-23.6
82	4400	19.8	-62.2
130	4600	19.0	-111.0
500	5200	16.8	-483.2
1300	5450	16.0	-1284.0

Tab. 5.1: Wertetabelle zur Auswahl eines NTC für Beispiel 5.6.

Wir wählen hier den NTC mit dem Kaltwiderstand R_{25}=33Ω, weil die betragsmässige Differenz am kleinsten ist.

NTC zeigen recht grosse Toleranzen für den Kaltwiderstand (typ. ±20%). Durch Parallelschalten eines Widerstandes zum NTC kann der Einfluss dieser Toleranz vermindert werden.

Für eine vollständige Kompensation muss nun die Änderung der Parallelschaltung beider Widerstände gleich der Änderung des zu kompensierenden Widerstandes sein. Der Wert für Parallelwiderstand R_P mit dem Temperaturkoeffizienten α_P wird dann:

$$R_P = \frac{\alpha_R\, R\, R_{T0}\, T_0^{\,2}}{B\, R_{T0} - \alpha_P\, T_0^{\,2}(R + R_{T0})} \qquad (5.29)$$

α_R: Zu kompensierender *TK* von *R*
α_P: TK des Parallelwiderstandes R_P
R: Zu kompensierender Widernstand mit TK α
T_0: Kalttemperatur des NTC (in K)

Beispiel 5.7: Verbesserte *TK*-Kompensation für Beispiel 5.6.

Die in vorherigem Beispiel berechnete Kompensation soll durch Parallelschalten eines Kohleschichtwiderstandes mit α=-3 · 10^{-4} K^{-1} zum NTC verbessert werden. Der NTC wurde mit 28Ω bei T_0=25°C ausgemessen. Man bestimme den Wert des Parallelwiderstandes R_P.

$$R_P = \frac{\alpha_R\, R\, R_{T0}\, T_0^{\,2}}{B\, R_{T0} - \alpha_P\, T_0^{\,2}(R + R_{T0})} = \frac{3.93 \cdot 10^{-3} \cdot 250 \cdot 28 \cdot 298^2}{3250 \cdot 28 - 3 \cdot 10^{-4} \cdot 298^2 \cdot 278}\left[\frac{K^{-1}\Omega\Omega K^2}{K\Omega - K^{-1}K^2\Omega}\right] = 29.22\Omega$$

Da α_P in der Regel wesentlich kleiner ist als der *TK* des NTC kann man für eine Näherung α_P=0 setzen. Unter der Annahme dass R_P selbst temperaturunabhängig ist, vereinfacht sich die Formel zu:

$$R_P \approx \frac{\alpha R T_0^2}{B} \qquad (\alpha_P = 0) \tag{5.30}$$

Für unser Beispiel wird der Wert für R_P mit dieser Näherung =26.84Ω.

5.2.1.4 Linearisierung der NTC-Kennlinie

Durch geeignete Serie- und Parallelschaltung mit Widerständen kann die Kennlinie in weiten Bereichen beeinflusst werden.

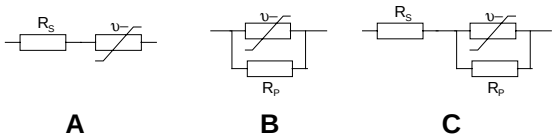


Bild 5.17: Beeinflussung der NTC-Widerstandskennlinie.

A: Serieschaltung
B: Parallelschaltung
C: Kombinierte Serie- Parallelschaltung

Die Serieschaltung (A) beeinflusst vor allem den Kennlinienverlauf bei hohen Temperaturen, während die Parallelschaltung (B) den Verlauf bei niedrigen Temperaturen bewirkt. Die Kombination bewirkt demnach eine Beeinflussung bei niedrigen und hohen Temperaturen.

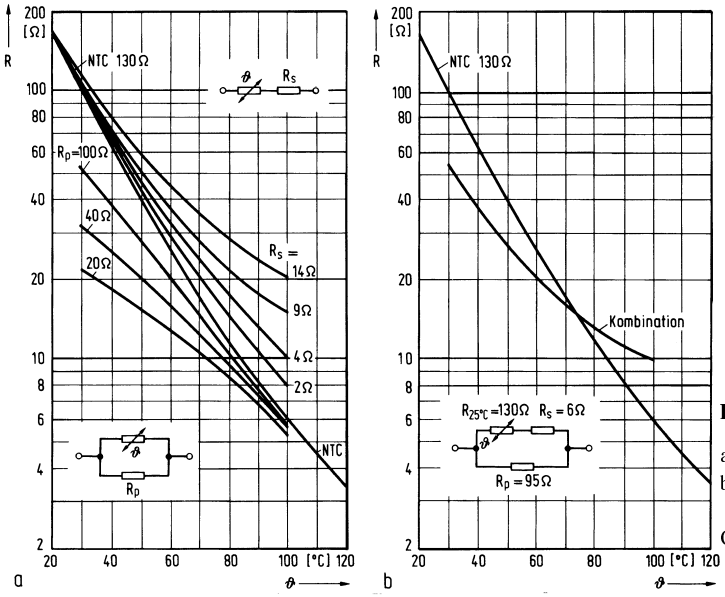


Bild 5.18: Linearisierung der NTC-Widerstandskennlinie.

a: Parallel-/ Serieschaltung mit verschiedenen Widerständen
b: Beispiel einer kombinierten Serie- Parallelschaltung

Quelle: Nührmann. Werkbuch Elektronik

5.2.1.5 Temperaturmessung

NTC werden häufig als Temperaturmesssensoren verwendet. Hierzu werden vorteilhafterweise Mess-Heissleiter (im Glasgehäuse) mit geringen Toleranzen verwendet.

Ferner ist zu beachten, dass beim Einsatz als Messelement die Eigenerwärmung des NTC vernachlässigbar gehalten wird. Dazu muss $U << U_{max}$. Bei den Kennlinien in Bild 5.15 ist dies für Betriebsspannungen U <5V der Fall. Die Temperaturerhöhung durch Eigenerwärmung beträgt hier ca. 0.25K.

Die einfachste Schaltung besteht aus der Serieschaltung des NTC zu einem Messinstrument. Der Nachteil der Schaltung ist aber die schlechte Abgleichbarkeit.

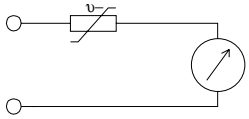


Bild 5.19: Einfache Temperaturmessung mit NTC.

Der NTC wird in Serie zum Messinstrument geschaltet.

Einen besseren Abgleich ermöglicht die Brückenschaltung. Je nachdem, ob eine Temperatur an einem Ort oder eine Temperaturdifferenz gemessen werden soll, kennt man zwei Grundschaltungen:

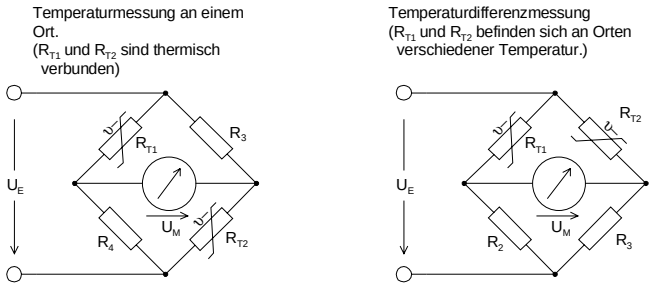


Bild 5.20: Verbesserte Temperaturmessung mit NTC.

Zwei NTC werden in einer Brückenschaltung eingesetzt.

Für die Temperaturmessung an einem Ort wird die Brückenspannung unter der Annahme, dass R_3 und R_4 temperaturunabhängige Widerstände sind:

$$U_M = U_E \left(\frac{R_3}{R_3 + R_{T2}} - \frac{R_{T1}}{R_{T1} + R_4} \right) \tag{5.31}$$

Werden in der Brücke zwei gleiche NTC (R_T=R_{T1}=R_{T2}) und zwei gleiche Wirkwiderstände (R=R_3=R_4) verwendet, so vereinfacht sich die Gleichung:

$$U_M = U_E \frac{R - R_T}{R + R_T} \qquad \begin{pmatrix} R = R_3 = R_4 \\ R_T = R_{T1} = R_{T2} \end{pmatrix} \tag{5.32}$$

Setzen wir nun für R_T den temperaturabhängigen Heissleiterwiderstand ein, so erhalten wir die Brückenspannung:

$$U_M = U_E \frac{e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)} - 1}{e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)} + 1} \tag{5.33}$$

Die Gleichung zeigt, dass die temperaturabhängige Brückenspannung nur von der Regelkonstanten abhängt. Für $T=T_0$ wird sie erwartungsgemäss null, für $T > T_0$ steigt sie zuerst näherungsweise linear an. Je nach Regelkonstante zeigt sich aber dann eine signifikante Abweichung vom linearen Verlauf:

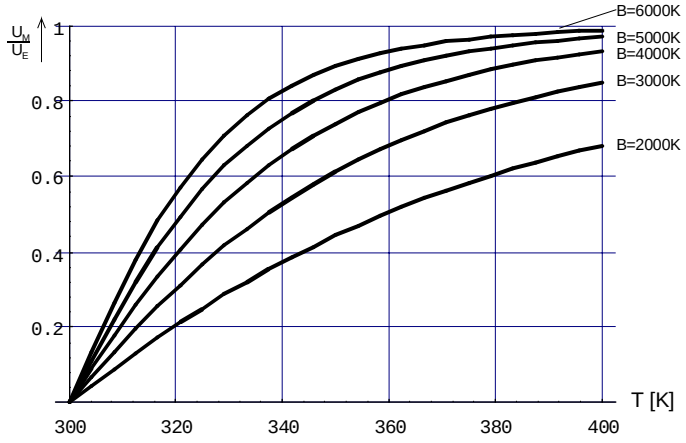


Bild 5.21: Verlauf der Brückenspannung bei der Temperaturmessung mit NTC.

Darstellung der Brückenspannung, bezogen auf die Eingangsspannung U_M/U_E in Abhängigkeit der Temperatur für verschiedene Regelkonstanten B gemäss Gl.(5.33).

Wir erkennen, dass mit NTC nur in einem kleinen Bereich einigermassen genaue Temperaturmessungen möglich sind. Soll mit NTC ein weiterer Temperaturbereich linear gemessen werden, so ist dazu ein Exemplar mit kleiner Regelkonstante B zu wählen.

Temperaturdifferenzen werden ebenfalls mit einer Brückenschaltung gemessen. Hierbei sind die NTC R_{T1} und R_{T2} an verschiedenen Orten. Ist $T_1 > T_2$, d.h. $R_{T1} < R_{T2}$, so erhalten wir eine positive Brückenspannung. Ist $T_2 > T_1$, kehrt das Vorzeichen der Brückenspannung um.

5.2.2 Kaltleiter (PTC)

Kaltleiter sind Widerstände mit einem sehr grossen positiven Temperaturkoeffizienten in der Grössenordnung $+5\%K^{-1}..+50\%K^{-1}$. Sie werden hauptsächlich als Überstrombegrenzer, Temperatursicherungen und als Niveaufühler für Flüssigkeiten eingesetzt.

PTC zeigen in der Widerstandskennlinie einen ausserordentlich steilen Anstieg. Kaltleiter zeigen daher fast ein Schalterverhalten.

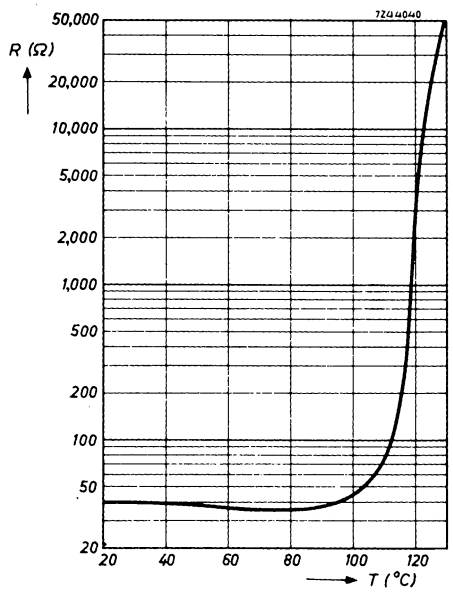


Bild 5.22: Typische Widerstandskennlinie eines Kaltleiters.

Das Bild zeigt den Verlauf des PTC von Philips 2322 660 90003.
Charakteristisch ist der ausserordentlich steile Anstieg der Kennlinie ab einer "Schalttemperatur", hier ca. 110°C.

Quelle: Philips Datenbuch, Non-Linear Resistors 1968

Kaltleiter werden aus $BaTiO_3$-Keramiken hergestellt. Diese Materialien haben ausserordentlich grosse Temperaturkoeffizienten und zeigen Widerstandsänderungen über mehrere Zehnerpotenzen. Ferner weisen die Materialien eine grosse Permeabilität μ und Dielektizitätszahl ε (typ. 1000...5000) auf. Man spricht in diesem Zusammenhang auch von ferroelektrischen Stoffen.

$BaTiO_3$ selbst hat praktisch keine Leitfähigkeit. Das Material wird erst durch Dotierung leitfähig. Man presst das polykristalline Material zu Scheiben und kontaktiert es mit Drahtanschlüssen. Die Bauformen ähneln den NTC-Scheiben.

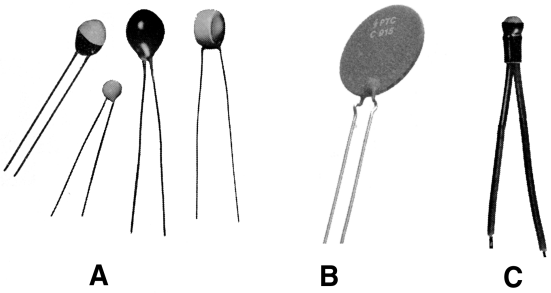


Bild 5.23: Bauformen für PTC Widerstände.

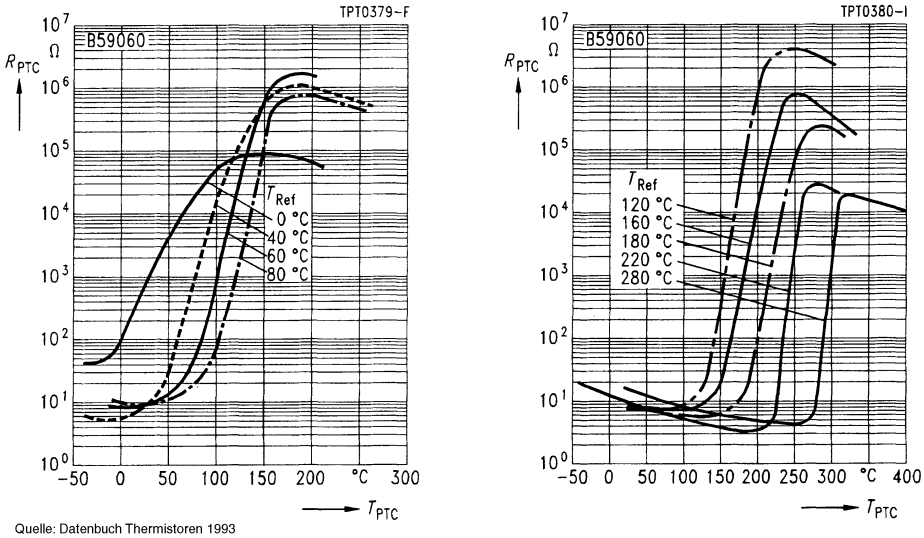
A: Standard Scheibenform (Philips)
B: Standard Scheibenform (Siemens)
C: Sonderbauform für Wicklungsschutz in einem Elektromotor.(Philips)

Bilder: Datenbücher Philips, Siemens

Der Kaltleitereffekt entsteht, weil sich in den mikroskopisch kleinen $BaTiO_3$-Kristallen durch das Anlegen einer Spannung kleine Sperrschichten ausbilden. Bei niedrigen Temperaturen (T ca. 300K) sind diese Sperrschichten aber nur schwach ausgebildet. Auf Grund der starken Polarisierbarkeit des Materials bauen sich an den Kristalloberflächen grosse örtliche Feldstärken auf, die den Sperrpotenzialen entgegenwirken. Oberhalb der Curie-Temperatur verliert das PTC-Material schnell seine Polarisierbarkeit und die Sperrpotenziale der Kristalle kommen stärker zur Wirkung. Dadurch entsteht ein steiler Widerstandsanstieg.

5.2.2.1 Widerstandskennlinie

Die Widerstandskennlinie des PTC kann wegen der komplexen Zusammenhänge im Leitungsprozess nicht mit einer einfachen Näherungsgleichung dargestellt werden. Man begnügt sich mit der grafischen Darstellung des Widerstandsverlaufes. Referenzpunkte sind der *Kaltwiderstandes* R_{T0} (bei 300K, resp. 25°C) und eine Nenntemperatur T_N. Bei dieser Nenntemperatur T_N erreicht den Kaltwiderstand den doppelten Wert, den Nennwiderstand R_N .



Quelle: Datenbuch Thermistoren 1993
Siemens Mastushita Components

Bild 5.24: Widerstandskennlinien für Kaltleiter mit verschiedenen Nenntemperaturen.

Die Graphen sind auf den PTC des Typs B59060-A60 von Siemens-Matsushita bezogen.

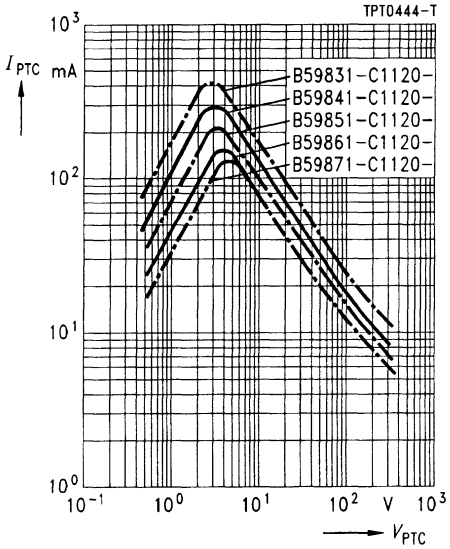
Der Kaltwiderstand R_{T0} kann durch Dotierung und Geometrie in weiten Bereichen beeinflusst werden. Üblich sind Werte für R_{T0} im Bereich 1Ω..1kΩ. Die Nenntemperatur T_N verkörpert den Beginn des steilen Widerstandsanstieges und ist etwa gleich der Curie-Temperatur des Materials. Der Bereich für T_N erstreckt sich von ca. 40°C bis etwa 180°C. T_N kann durch Zusatz von Strontium an Stelle von Barium zu niedrigen Temperaturen hin verschoben werden.

Die Widerstandskennlinie des PTC ist teilweise auch spannungsabhängig. Wegen ungerichtet verteilten Sperrschichten zeigt ein PTC auch ein VDR-Verhalten im Bereich des Kaltwiderstandes. Dies führt dazu, dass der Kaltwiderstand R_{T0} spannungsabhängig kleiner wird. Bei kleinen Spannungen (U < 1,5V) ist dieser Effekt aber vernachlässigbar und spielt für die meisten Anwendungen keine Rolle.

5.2.2.2 Strom-Spannungskennlinie

Für den Einsatz als Schutzelement ist das Strom-Spannungsverhalten des PTC wesentlich. Wird beim PTC die angelegte Spannung bei konstanter Umgebungstemperatur langsam erhöht, so steigt auch seine durch die Verlustleistung erzeugte Temperatur.

Bis zum Erreichen einer Knicktemperatur T_K zeigt der PTC etwa lineares Verhalten, d.h. der Strom wächst linear mit der Spannung. Oberhalb der Knicktemperatur T_K nimmt der Widerstand stark zu und der Strom fällt ab. Deshalb eignet sich ein PTC gut zur Strombegrenzung in einer elektrischen Schaltung.



Quelle: Datenbuch Thermistoren 1993
Siemens Mastushita Components

Bild 5.25: I/U-Kennlinie des PTC.

Kaltleiterstrom I_{PTC} in Abhängigkeit von der Kaltleiterspannung V_{PTC} für den PTC B598-C18 von Siemens-Matsushita.

Durch Eigenerwärmung des PTC sinkt ab einer Knicktemperatur der Strom ab. Dieser Effekt wird beim Einsatz als Heizelement oder Überlastsicherung ausgenutzt.

Wegen der komplizierten I/U-Kennlinie ist die Dimensionierung eines PTC als Schutzelement mit Dimensionierungsformeln nicht einfach. Grundsätzlich besteht die Möglichkeit, die Widerstandskennlinie über eine Exponentialfunktion anzunähern und daraus die entsprechenden Dimensionierungsgrössen zu bestimmen. Dieser Ansatz wird in [7] gezeigt.

5.3 Strahlungsempfindliche Widerstände (LDR)

Bei strahlungsempfindlichen Widerständen (Fotowiderstände) nimmt der Widerstand mit wachsender Bestrahlung ab. Fotowiderstände gehören in die Gruppe der Fotoleiter, d.h. die Eigenleitung des Widerstandsmaterial wird durch die Strahlungsintensität verändert.

Im Gegensatz dazu existieren Sperrschichtempfängerelemente (Fotodioden, Fototransistoren, etc.) bei denen der Stromfluss durch Bestrahlung einer Sperrschicht stattfindet.

Eine allgemeine Übersicht über Strahlungsempfänger:

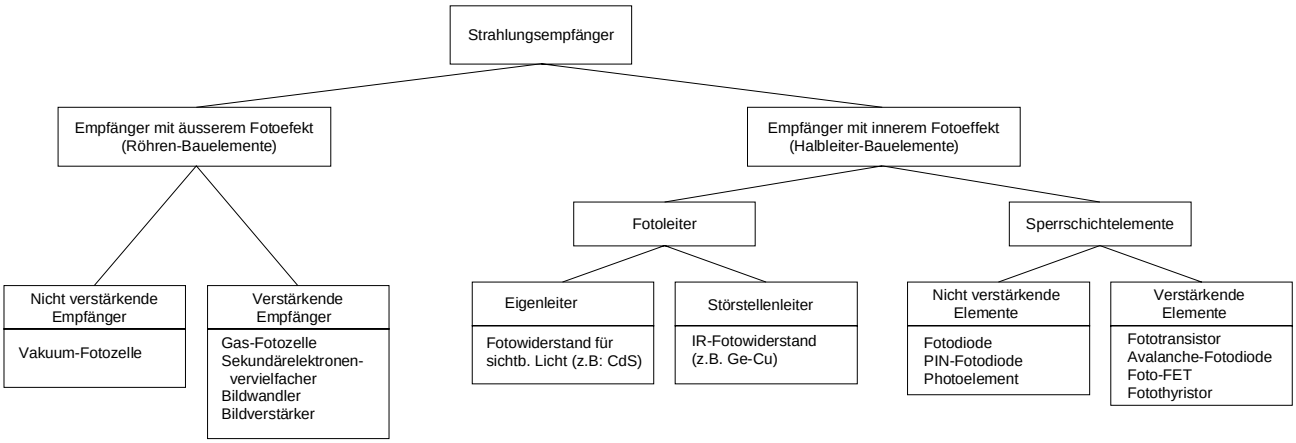


Bild 5.26: Zusammenstellung der Strahlungsempfängerelemente.

Fotowiderstände sind sperrschichtlose Widerstände. Das strahlungsempfindliche Widerstandsmaterial wird in der Regel im Siebdruckverfahren streifenförmig auf ein Substrat aufgebracht, kontaktiert und in ein durchsichtiges Gehäuse gepackt.

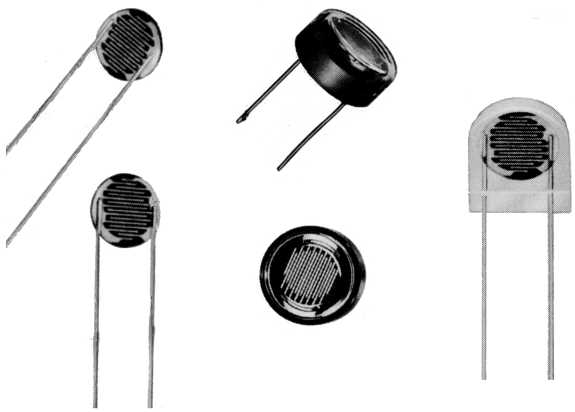


Bild 5.27: Bauformen für LDR.

Die strahlungsempfindlichen Flächen sind die dunklen Streifen zwischen den Goldelektroden.

Bilder: Philips Datenbuch,
Non-Linear Resistors 1968

Durch Parallelschaltung der einzelnen Widerstandsstreifen erreicht man einen hinreichend kleinen Hellwiderstand.

Als Widerstandsmaterial wird CdS, PbS, InSb und CdS-CdSe verwendet, je nach benötigter spektraler Empfindlichkeit:

Material	CdS	PbS	InSb	CdSe
ΔW [eV]	1.9	0.37	0.18	1.7
max. spektr. Empf. λ_{max} [nm]	650	3350	6900	730
Anwendungsbereich [nm]	400..800	400..3500	400..7500	450..750

Tab. 5.2: Bandabstände für verschiedene Halbleitermaterialien.

Für den sichtbaren Bereich (400..700nm) wird meist CdS verwendet. Für Infrarot-Detektoren kommt PbS oder InSbn in Frage. Aufgrund des geringen Bandabstandes müssen diese Detektoren in flüssigem

Stickstoff als Kühlmittel betrieben werden. Bei Zimmertemperatur würde der Strom durch Eigenleitung den Fotostrom bei weitem überwiegen.

Die spektrale Empfindlichkeit kann in gewissen Grenzen beeinflusst werden. Die langwellige Grenze kann durch Dotierung mit Fremdatomen verändert werden, die kurzwellige Grenze durch Auswahl der Glassorte für das Gehäuse. Mittels dieser Massnahmen können Fotowiderstände mit unterschiedlichsten Empfindlichkeitskennlinien innerhalb des möglichen Bereiches gefertigt werden:

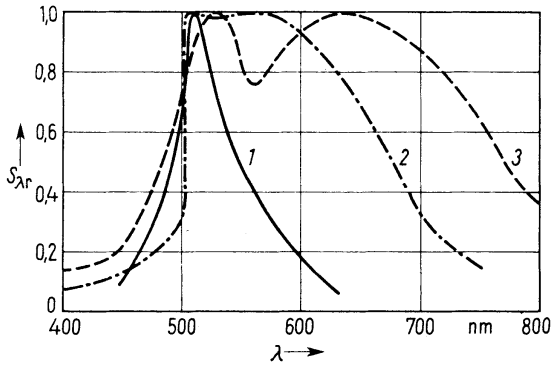


Bild 5.28: Empfindlichkeitskurven für LDR.

Spektrale Empfindlichkeit S_{λ_r} für drei verschiedene CdS Photowiderstände.
1: RPY71, 2: RPY58, 3: RPY20

Quelle: [7]

5.3.1 Kennlinien und Kenngrössen

Für den LDR werden vom Hersteller der Dunkelwiderstand R_D und der Hellwiderstand R_H spezifiziert. Für CdS Widerstände werden die Angaben bezüglich einer Bestrahlung mit einer Lichtquelle mit Farbtemperatur von 2700K gemacht. Typische Werte sind für den Dunkelwiderstand sind $R_D > 10\text{M}\Omega$ und für den Hellwiderstand $R_H \approx 100\Omega$.

Die Abhängigkeit des Widerstandes von der Beleuchtungsstärke E_V ist die wesentliche Kenngrösse für den LDR. Wird der Widerstand und die Beleuchtungsstärke doppelt logarithmisch aufgetragen, so ergibt sich ein weitgehend linearer Abfall des Widerstandes R bei steigender Beleuchtungsstärke E_V.

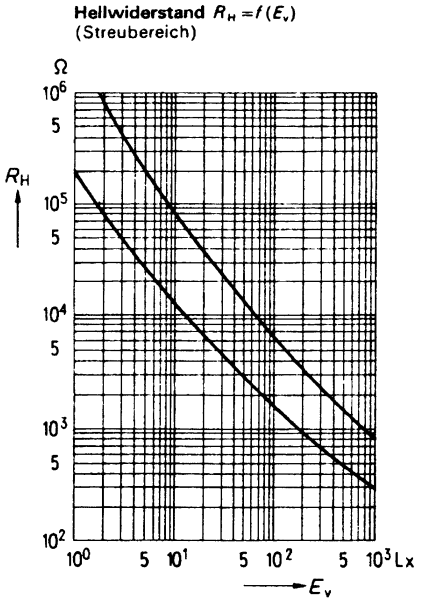


Bild 5.29: Widerstandskennlinie des LDR RPY60 von Siemens.

Quelle: Siemens Datenbuch

Die meisten Hersteller spezifizieren die Steilheit γ der Kennlinie in ihren Datenblättern. Sie ist als positiver Wert definiert:

$$\gamma = \frac{\ln R_D - \ln R_H}{\ln E_{VH} - \ln E_{VD}} \qquad \begin{array}{l} R_D, E_{VD}: \text{ Widerstandswert, Beleuchtungsstärke Dunkel } [\Omega, \text{Lx}] \\ R_H, E_{VH}: \text{ Widerstandswert, Beleuchtungsstärke Hell} \end{array} \tag{5.34}$$

Mit Hilfe des Dunkelwiderstandes R_D bei E_{VD} und der Steilheit γ kann nun der Widerstand R für jede beliebige Beleuchtungsstärke E_V bestimmt werden:

$$R = R_D \left(\frac{E_V}{E_{VD}} \right)^{-\gamma} \tag{5.35}$$

Der Widerstand fällt um so schneller bei steigender Beleuchtungsstärke ab, je grösser die Steilheit γ ist. Praxiswerte für die Steilheit γ liegen im Bereich von 0.5 bis 1.2.

Beispiel 5.8: LDR Kengrössenbestimmung.

Ein Fotowiderstand LDR02 von Philips wird folgendermassen beschrieben: R_D=8kΩ bei 10Lx, R_H=15Ω bei 10'000Lx. Man bestimme die Steilheit γ, sowie den Widerstand R_V bei einer Beleuchtungsstärke von E_V=1000Lx.

$$\gamma = \frac{\ln R_D - \ln R_H}{\ln E_{VH} - \ln E_{VD}} = \frac{\ln 8000 - \ln 15}{\ln 10000 - \ln 10} = 0.908$$

$$R_V = R_D \left(\frac{E_{V1}}{E_{VD}} \right)^{-\gamma} = 8000 \left(\frac{1000}{10} \right)^{-0.908} = 121.6\Omega$$

Für Messungen von Beleuchtungsstärken sind LDR mit einer Steilheit von 1 zu benutzen. Nur bei diesen Typen gilt der umgekehrt proportionale Zusammenhang von Widerstandsabnahme bei Zunahme der Beleuchtungsstärke.

LDR sind ausserordentlich träge Bauelemente. Der Widerstandswert ändert sich nur sehr langsam bei schwankender Beleuchtungsstärke. So wird der hohe Dunkelwiderstand R_D > 10MΩ für den Typ LDR 02 nach Datenblatt erst nach 30 Min. vollständiger Dunkelheit erreicht. Zum Erfassen von Helligkeitsänderungen sind LDR also nur geeignet wenn die Helligkeit nur langsam ändert.

Die dynamischen Eigenschaften eines LDR können mit nachfolgenden Kennlinien charakterisiert werden. Dabei wird zwischen dem Einschalt- und Ausschaltvorgang unterschieden:

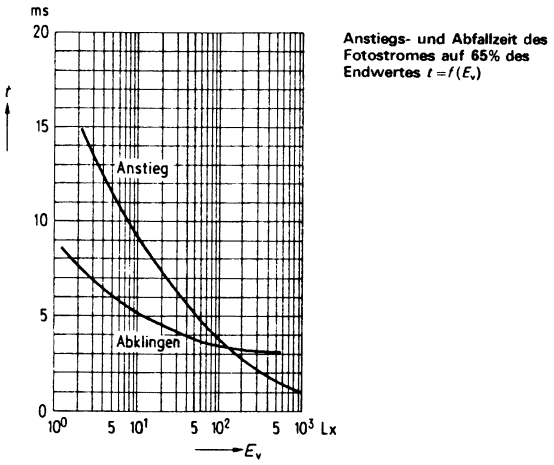


Bild 5.30: Dynamisches Verhalten des LDR bezüglich Helligkeitsänderungen.

Man erkennt die grosse Trägheit des LDR bei Helligkeitsänderungen.

Quelle: Siemens

Beim Einschaltvorgang wird von einem absolut dunkel gelagerten LDR ausgegangen. Dies ist nach Herstellervorschrift bei $t > 16h$ der Fall. Der Dunkelwiderstand R_D liegt dann im Bereich von 100MΩ bis 1GΩ.
Wird die Beleuchtung eingeschaltet, fällt der Widerstand zuerst annähernd linear mit der Zeit, bis er schlussendlich gegen den Hellwiderstand konvergiert. Je nach Beleuchtungsstärke wird der Hellwiderstand in 0.1s bis 50s erreicht.

Beim Ausschalten der Beleuchtung für einen hinreichend lange bestrahlten LDR steigt der Widerstand in den ersten 10ms nur langsam an. Nachher steigt der Widerstand praktisch linear mit der Zeit bis er nach etwa 100s langsam gegen den Dunkelwert konvergiert.

Fotowiderstände sind ebenfalls temperaturabhängig und haben für CdS einen Temperaturkoeffizienten von $\alpha=0.002K^{-1}$.

5.3.2 Anwendungen

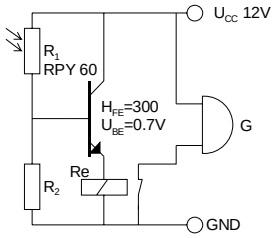
Mit Fotowiderständen können nur langsame Helligkeitsänderungen erfasst werden. Sie werden als preiswerte Bauelemente vor allem in Lichtschranken, Dämmerungsschaltern, Flammenwächtern und einfachen Belichtungsmessern eingesetzt.

Fotowiderstände werden heute zunehmend durch Fotodioden verdrängt. Diese sind mittlerweile ebenfalls preiswert, zeigen praktisch keine Trägheit und sind recht empfindlich.

Beispiel 5.9: Analyse einer Lichtschranke mit LDR.

Beim Unterbrechen des Lichtstrahles soll das Relais *R* anziehen und dadurch die Glocke *G* betätigen. Das Relais zieht bei einem Strom von 15mA an und fällt bei 7mA wieder ab.

Zu dimensionieren ist der Widerstand R_2 so, dass das Relais bei einer Beleuchtungsstärke von 20Lx anzieht und den Kontakt öffnet. Die Daten des LDR sind der Kennlinie in Bild 5.29 zu entnehmen. Bestimmen Sie ferner die Hysterese (Beleuchtungsstärkedifferenz zwischen Anzug und Abfall des Relais).



Zum Anziehen des Relais muss ein Emitterstrom von 15mA fliessen. Daraus ergibt sich der Basisstrom von:

$$I_B = \frac{I_E}{(H_{FE}+1)} = \frac{0.015}{301} = 49.8uA \approx 50uA$$

Der Widerstand des LDR bei 20Lx gemäss Diagramm 20kΩ. Dadurch fliesst bei 20Lx ein Strom von

$$I_{R1} = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_H} = \frac{12-0.7}{20K} = 565uA$$

R_2 bildet nun den Stromteiler, welcher I_{R1}-I_B abführt:

$$R_2 = \frac{U_{BE}}{I_{R1} - I_B} = \frac{0.7}{565u - 50u} = 1.359k\Omega$$

Die Hysterese ist durch die unterschiedlichen Ströme für Anzug und Abfall des Relais gegeben. Ein Abfall des Relais findet bei I_E=7mA statt. Daraus folgt der zugehörige Basisstrom:

$$I_B = \frac{I_E}{(H_{FE}+1)} = \frac{0.007}{301} = 23.25uA$$

Somit wird der Strom durch den LDR und der zugehörige Widerstandswert:

$$I_{R1} = I_B + I_{R2} = 23.25 \cdot 10^{-6} + \frac{0.7}{1359} = 538.33uA$$
$$R_1 = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{I_{R1}} = \frac{12-0.7}{558.33u} = 20.99k\Omega$$

Dieser Wert entspricht einer Beleuchtungsstärke von ≈19Lx. Wir haben mit dieser Dimensionierung also praktisch keine Hysterese.

5.4 Thyristorelemente

Ein Thyristor ist ein Vierschicht-Halbleiterbauelement mit speziellen Eigenschaften. Als elektrisch steuerbarer Gleichrichter wird er meist zum Schalten von höheren Spannungen und grösserer Ströme verwendet. Anders als z.B. ein Transistor erlaubt der Thyristor keine stetige Steuerung im Sinne eines Ein- und Ausschaltens.

Die Bezeichnung Thyristor ist ein Kunstwort aus **Thyr**atron und Trans**istor**. Thyratrons sind elektrische Schaltröhren und wurden bis in die 70er-Jahre als steuerbare Gleichrichter und elektronische Schalter für kleine bis mittlere Leistungen eingesetzt. Sie sind aber heute durch Thyristoren und Triacs vollständig verdrängt.

Unter dem Sammelbegriff Thyristorelemente fasst man verschiedene Bauelemente mit einem definierten Schalt- resp. Zündverhalten zusammen. Unter Zündverhalten versteht man, dass z.B. durch Anlegen einer äusseren Spannung oder Einspeisen eines Stromes, das Bauelement schlagartig vom gesperrten Zustand in den Durchlasszustand übergeht (zündet). Nach der Zündung bleibt der Stromfluss erhalten, bis der Durchlassstrom einen bestimmen Wert, den *Haltestrom*, unterschritten hat.

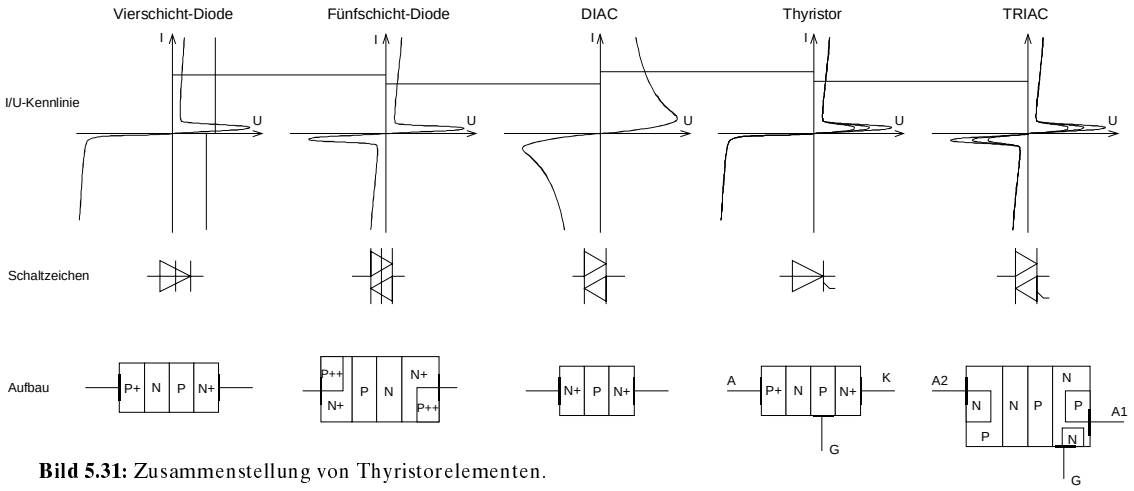


Bild 5.31: Zusammenstellung von Thyristorelementen.

I/U-Kennlinien, Schaltzeichen und Zonenfolgen von gebräuchlichen Thyristorelementen.

Thyristorelemente werden ausschliesslich in Si-Technologie gefertigt.

5.4.1 Thyristoren

Der Thyristor kann als steuerbare Diode angesehen werden. Im Grundzustand er Thyristor gesperrt und es findet in beiden Richtungen kein Stromfluss statt. Durch Einspeisen eines Gatestromes wird der Thyristor gezündet und es findet ein Stromfluss wie bei einer Diode statt. Der Stromfluss bleibt solange erhalten bis der Durchlassstrom einen bestimmten Wert (Haltestrom) eine bestimmte Zeit (Freiwerdezeit) unterschreitet und damit wieder in den Sperrzustand übergeht (gelöscht wird):

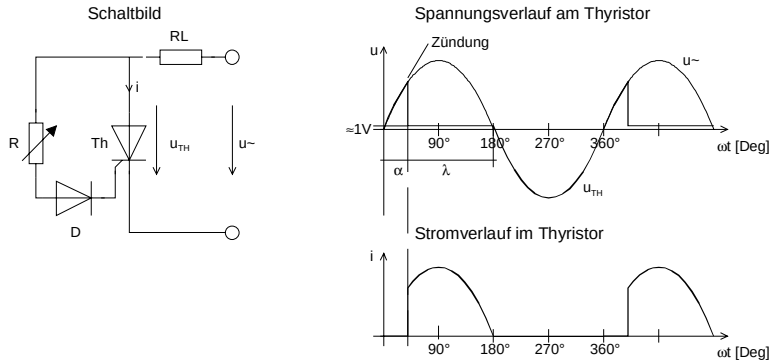


Bild 5.32: Strom- und Spannungsverläufe beim Thyristor.

Die Verläufe sind am Beispiel einer einfachen Phasenanschnittsteuerung gezeigt.
Die Diode *D* verhindert den Durchbruch der Zündstrecke in der negativen Halbwelle.

Die Zündempfindlichkeit ist ausgeprägt temperaturabhängig und ebenfalls von der Anstiegsgeschwindigkeit der angelegten Spannung (über A-K) abhängig. Dies kann so weit führen, dass der Thyristor auch ohne äusseren Zündimpuls über das Gate bei steilen Spannungsanstiegen zündet. (sog. ‚Überkopfzünden').

5.4.1.1 Einsatzgebiet

Thyristoren werden als steuerbare Gleichrichter in Netzteilen und Umformern eingesetzt. Leistungsmässig werden Thyristoren im Bereich von 0.5W bis ca. 100kW und für Spannungen von 50V bis einige kV angeboten.

Als Einschränkung kann man sehen, dass ein Thyristoren, einmal gezündet, nur beim Unterschreiten des Haltestromes wieder in den Sperrzustand übergeht. Gegenüber einem Transistor, der eine Ein- und Ausschaltfähigkeit hat, ist daher ein Thyristor für Gleichstromanwendungen in der Regel ungeeignet. Es existieren zwar auch *Gate Turn-Off Thyristoren* (GTO), welche auch wieder über das Gate gelöscht werden können. GTOs sind aber gegenüber normalen Thyristoren weniger verbreitet.

Frequenzmässig wird zwischen Thyristoren für Netzanwendungen und schnellen Thyristoren unterschieden. Schnelle Thyristoren haben kürzere Freiwerdezeiten und sind daher bis in den 10kHz-Bereich brauchbar. Weiter können Thyristoren bezüglich bestimmter Parameter optimiert werden, wie z.B. kleine Freiwerdezeit, grosse Gate-Empfindlichkeit, etc.

5.4.1.2 Arbeitsweise

Thyristoren sind Vierschicht-Dioden, welche über einen zusätzlichen Steueranschluss, das Gate, verfügen. Über das Gate kann das Durchbruchverhalten des Thyristors kontrolliert werden. Grundsätzlich ist kathoden-, wie auch anodenseitige Steuerung möglich. Die Mehrzahl der Thyristoren wird aber kathodenseitig angesteuert.
Katodenseitig gesteuerte Thyristoren benötigen gegenüber der Katode positive Zündimpulse, hingegen anodenseitig gesteuerte Thyristoren gegenüber der Anode negative Zündimpulse.

Wir betrachten die Arbeitsweise eines Thyristors mit Hilfe einer Transistor-Ersatzschaltung

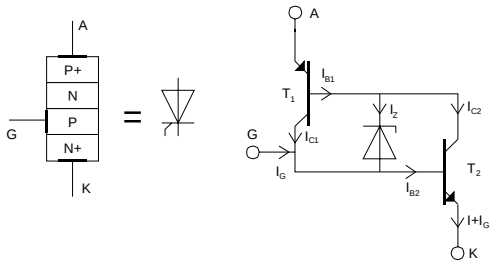


Bild 5.33: Thyristor-Ersatzschaltung.

Zonenfolge und Transistor-Ersatzschaltung für einen kathodengesteuerten Thyristor.
Legende: A = Anode, K=Kathode, G=Gate

Für den kathodenseitig gesteuerten Thyristor gelten nach der Transistor-Ersatzschaltung die Stromgleichungen:

$$I = I_{B1} + I_{C1}$$
$$I_Z + I_{C1} + I_G = I_{B2}$$
$$I_{B1} = I_Z + I_{C2}$$
$$I_{B2} + I_{C2} = I + I_G$$

Wir lösen obiges Gleichungssystem nach I auf und verwenden dazu die Stromverstärkungen H_{FE1} und H_{FE2} für die Beschreibung der Basis- und Kollektorströme:

$$I = (H_{FE1}+1)\frac{(H_{FE2}+1)I_Z + H_{FE2}I_G}{1-H_{FE1}H_{FE2}}$$
$$= \frac{(H_{FE}+1)I_Z + H_{FE}I_G}{1-H_{FE}} \qquad (H_{FE} = H_{FE1} = H_{FE2}) \tag{5.36}$$

Eine Betrachtung der Gleichung zeigt, dass der Stromfluss sowohl von I_Z wie auch von I_G abhängig ist. Für $I_G=0$ erfolgt ein steiler Anstieg von I_Z wenn $U_{CB1} > U_Z$ wird. Wir sehen dasselbe Durchbruchverhalten wie bei einer Vierschicht-Diode. Die Durchbruchspannung bei offenem Gate wird Nullkippspannung $U_{B0(Null)}$ genannt. Sie ist eine Kenngrösse des Thyristors. Ein Überschreiten der Nullkippspannung ist beim gesteuerten Betrieb in jedem Fall zu vermeiden, da dann ein unkontrollierter (Lawinen-) Durchbruch erfolgt.

Wird am Gate ein positiver Strom I_G eingespeist, zeigt er praktisch die gleiche Wirkung wie I_Z. Ist die Katoden-Anodenspannung gegenüber U_Z klein, so ist auch I_Z vernachlässigbar klein. Somit wird $I_{B2} \approx I_G$. Steigt nun I_G über einen kritischen Wert, steigt der Kollektorstrom I_{C2} an. Dies hat zur Folge das auch I_{C1} ansteigt. Die Rückkopplung erfolgt solange bis beide Transistoren durchgeschaltet sind und über dem Thyristor die Spannung auf ca. 1V zusammengefallen ist.

5.4.1.3 Kennlinie

Mit wachsendem Gatestrom I_G fällt die Kippspannung U_{B0}. Für das Durchschalten ist jedoch das Erreichen eines bestimmen Minimalstromes I_{BO} durch den Thyristor erforderlich. Ein bestimmter Anteil von I_{B0} wird jedoch bereits durch den Gatestrom selbst beigetragen. Das Durchschalten erfolgt im Zeitbereich von ca. 0.5 - 2us, je nach Typ und Betriebsbedingungen.

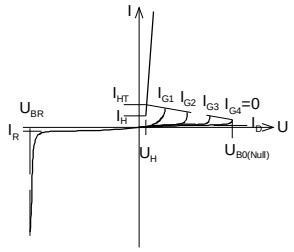


Bild 5.34: Typische I/U-Kennlinien des Thyristors.

Die Kennlinien sind mit Gatestrom I_G als Parameter dargestellt.
Legende: U_{BR} = Rückwärts-Durchbruchspannung, I_R = negativer Sperrstrom, I_H = Haltestrom, I_{HT} = Einraststrom, I_D = positiver Sperrstrom, I_{G1}..I_{G4} Gateströme, wobei $I_{G1}>I_{G2}>I_{G3}>I_{G4}=0$.

Wird für eine bestimmte Zeit der Haltestrom I_H unterschritten, geht der Thyristor wieder in den Sperrzustand zurück. Diese Freiwerdezeit t_q liegt im Bereich von ca. 100us für Netzthyristoren und 10us für schnelle Thyristoren.

Typische Werte einiger Thyristoren sind nachfolgend aufgeführt.

Kenngrösse		TLS106-05 (Thomson)	TXN 1010 (Thomson)	BTW30-600 (Thomson)	BTW40-400R (Philips)
Durchlassstrom (Mittelwert)	I_{TAV} [A]	2.5	6.4	16	20
Durchlassstrom (Effektivwert)	I_{TRMS} [A]	4	10	25	32
Stossstrom	I_{TSM} [A]	37	100	200	400
Haltestrom	I_H [mA]	5	30	70	75
Sperrspannung	U_{RRM} [V_s]	50	1000	600	400
Einschaltzeit	t_{gt} [us]	1.5	2	1	1.5
Freiwerdezeit	t_q [us]	100	70	12	-
Kritisches di/dt	di/dt [A/us]	100	50	200	100

Tab. 5.3: Kenngrössen einiger handelsüblicher Thyristoren.

Der notwendige Zündstrom liegt etwa bei 0.1% des Durchlassstromes.

5.4.1.4 Kritische Einschaltstromsteilheit

Durch Einspeisen des Gatestromes I_G beschränkt sich der Zündvorgang zunächst nur auf die unmittelbare Umgebung des Gate. Erst nach der Einschaltzeit t_{gt} hat sich der Schaltprozess über den gesamten Kristallquerschnitt ausgedehnt. Dadurch beschränkt sich im ersten Moment beim Zünden der Stromfluss lokal auf eine kleine Fläche um das Gate. Dies kann dazu führen, dass bei einer grossen Stromanstiegsgeschwindigkeit di/dt beim Zünden in einem kleinen Bereich um das Gate die maximale Stromdichte überschritten werden kann und der Thyristor zerstört wird, ähnlich einem Durchbruch 2. Art beim Transistor. Um die Ausbreitung zu beschleunigen wird deshalb das Gate konzentrisch angeordnet:

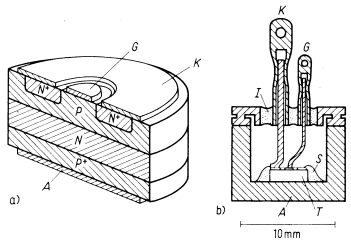


Bild 5.35: Aufbau eines Thyristors.

a.) Thyristorpille mit konzentrisch angelegtem Gate.
b.) Thyristor im Pressfit-Gehäuse

Legende:
A = Anode, K = Kathode, G = Gate, I = Glasisolation, T = Thyristorpille, S = Schutzschicht (Passivierung)

Die Stromanstiegsgeschwindigkeit kann durch äussere Beschaltung begrenzt werden.

5.4.1.5 Bauformen

Je nach Leistungsklasse werden Thyristoren in verschiedenen Gehäusen angeboten. Typen mit Dauerströmen über ca. 3 A sind mit Schraubbefestigung für zusätzliche Kühlung ausgestattet.

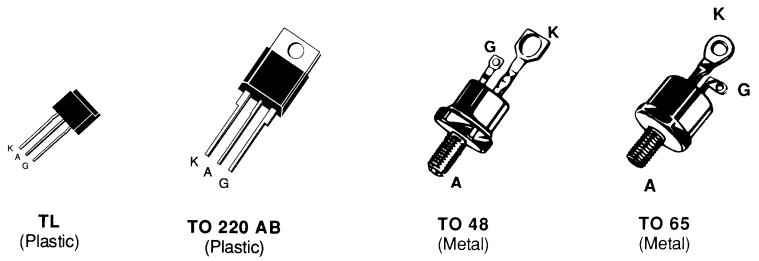


Bild 5.36: Gängige Bauformen für Thyristoren

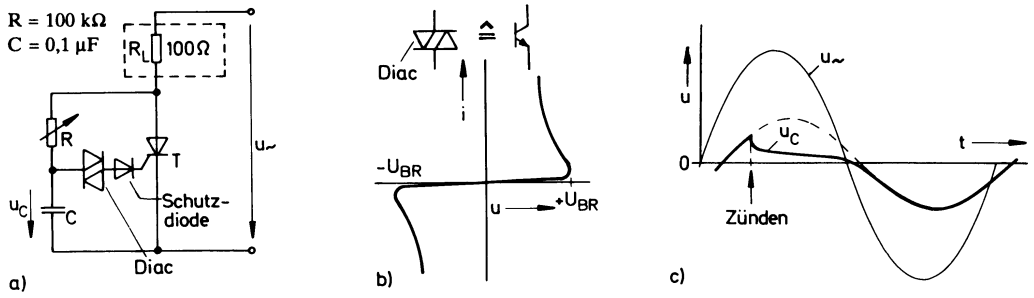
Quelle:
SGS-Thomson, Thyristors & TRIACS Databook, 1st Ed.

5.4.1.6 Anwendungsbeispiele

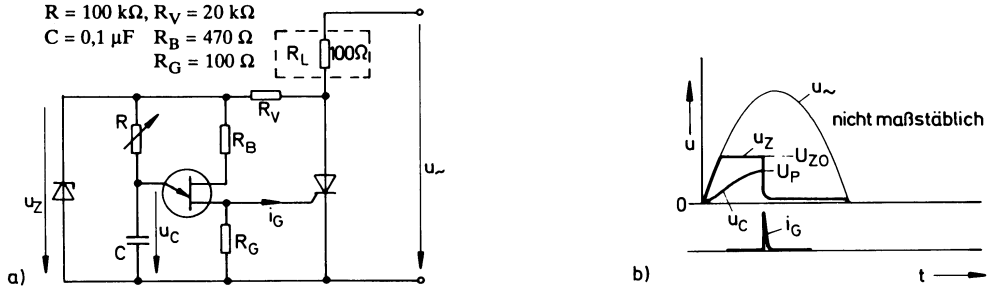
Thyristoren für Netzanwendungen werden meist als gesteuerte Leistungsgleichrichter oder Wechselstromsteller nach dem Prinzip der Phasenanschnittsteuerung betrieben.

Phasenanschnittsteuerungen:
Der Lastwiderstand wird in Serie zum Thyristor geschaltet. Durch Triggerung des Gate wird der Strom durch den Lastwiderstand eingestellt (Prinzip der Phasenanschittsteuerung).

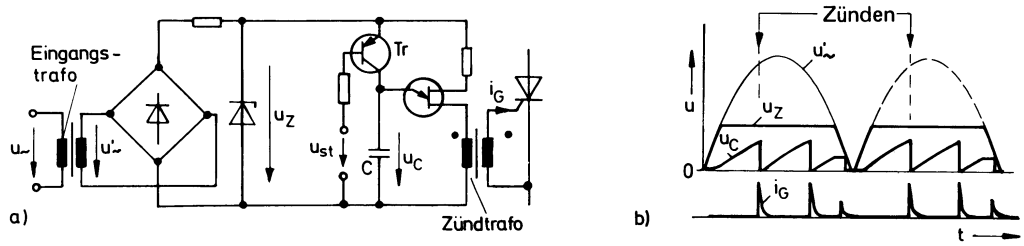
Der Zündimpuls wird im einfachsten Fall mit einem DIAC erzeugt. Die direkte Steuerung mit Hilfe eines Vorwiderstandes, wie zu Beginn des Kapitels gezeigt, ist stark temperaturabhängig und für die Praxis unbrauchbar. Ferner existieren eine Unzahl von integrierten Ansteuerschaltungen, die direkte Zündimpulse liefern.



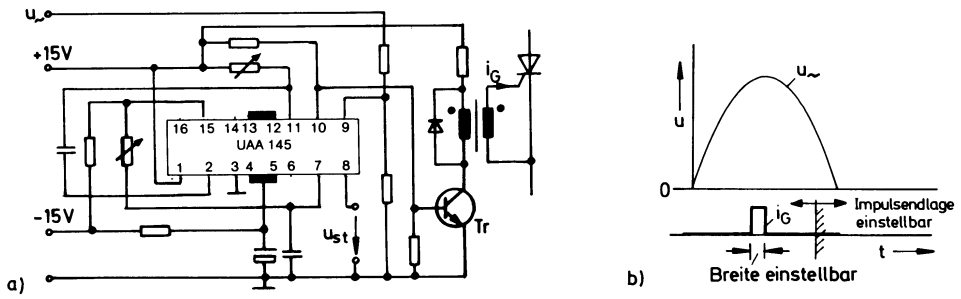
• **Bild 1** Ansteuerung mit Triggerdiode (Diac)
a) Schaltung, b) Diac-Kennlinie, c) Zeitvorgänge



• **Bild 2** Ansteuerung mit Unijunction-Transistor
a) Schaltung, b) Zeitvorgänge



• **Bild 3** Potentialfreie Steuerung des Thyristors mit UJT
a) Schaltung, b) Zeitvorgänge

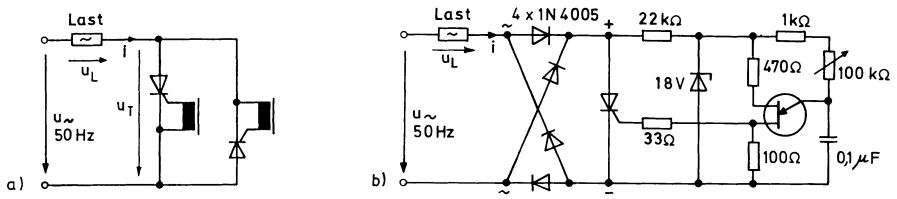


• **Bild 4** Thyristorsteuerung mit integriertem Baustein UAA 145
a) Schaltung, b) Zeitvorgänge

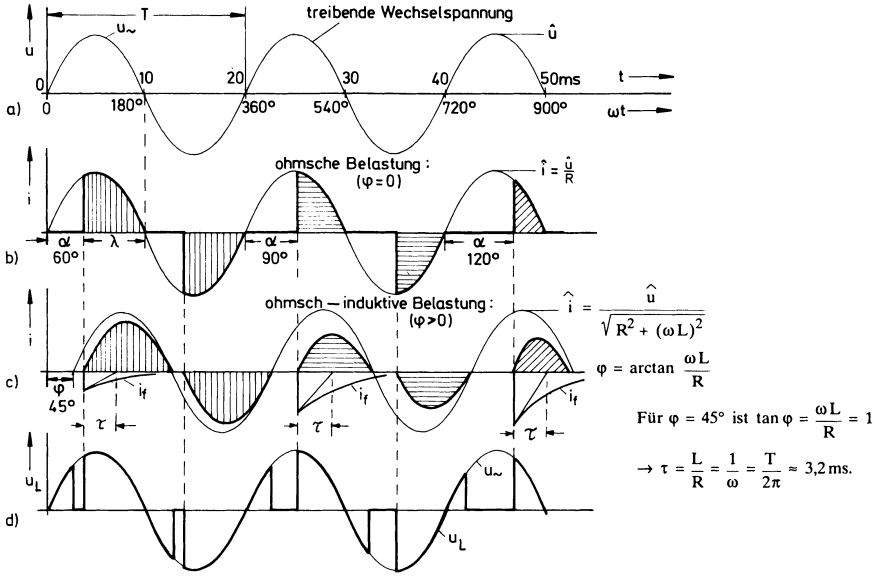
Bild 5.37: Anwendungsbeispiele für Thyristoren.

Quelle:
Erwin Böhmer, Bauelemente der Elektronik

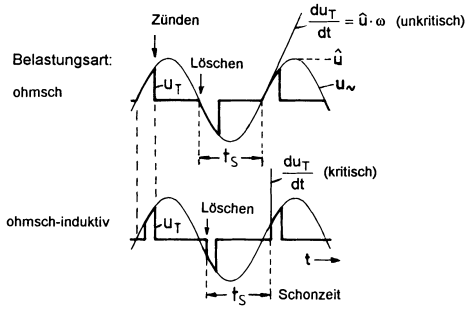
Wechselstromsteller:
Durch Antiparallelschaltung können mit Thyristoren beide Halbwellen gesteuert werden. Für jede Halbwelle werden die Zündimpulse aufbereitet und dem entsprechenden Thyristor zugeführt. Für kleinere Leistungen können über eine Sparschaltung nach Bild b.) mit einem Thyristor auch beide Halbwellen angeschnitten werden.



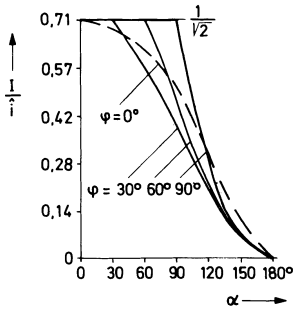
• **Bild 1** Wechselstromsteller mit Thyristoren
a) mit zwei Thyristoren, b) mit einem Thyristor



• **Bild 2** Strom- und Spannungsverläufe



• **Bild 3** Thyristorspannung in der Antiparallelschaltung



• **Bild 4** Steuerkennlinien des Wechselstromstellers

Bild 5.38: Wechselstromsteller mit Thyristoren.

Quelle:
Erwin Böhmer, Bauelemente der Elektronik

5.4.2 Fünfschicht Diode (bidirektionale Thyristor-Diode, SBS)

Die Fünfschicht Diode besteht aus einer Antiparallelschaltung zweier Vierschicht-Dioden. Sie zeigt daher gegenüber einer Vierschicht-Diode ein symmetrisches I/U-Verhalten:

Wird die Strecke A-K positiv vorgespannt, schaltet die Diode beim Erreichen der Kippspannung U_{B0} durch. Die Diode bleibt solange durchgeschaltet bis der Haltestrom I_H für eine bestimmte Zeit unterschritten wird. Für eine negative Vorspannung ergeben sich umgekehrte Verhältnisse.

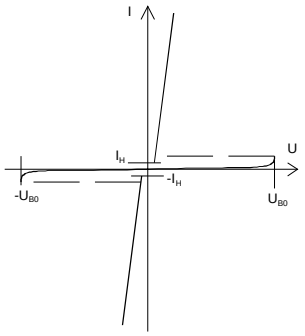


Bild 5.39: I/U-Kennlinie der Fünfschicht-Diode.

5.4.2.1 Aufbau

Als Verbundelement zweier Vierschichtdioden verfügt sie über zwei sehr stark dotierte (P++)-Emitter und zwei weniger stark dotierte (N+)-Emitter. Durch den vollständig symmetrischen Aufbau und Dotierung ergibt sich die im ersten und dritten Quadranten symmetrische I/U-Kennlinie.

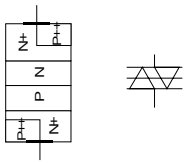


Bild 5.40: Zonenfolge und Schaltbild der Fünfschicht-Diode.

5.4.2.2 Anwendungen

Die Fünfschicht-Diode wird als Sägezahngenerator und zum Erzeugen von Triggerimpulsen eingesetzt. Eine einfache Sägezahngeneratorschaltung mit einer Fünfschicht-Diode:

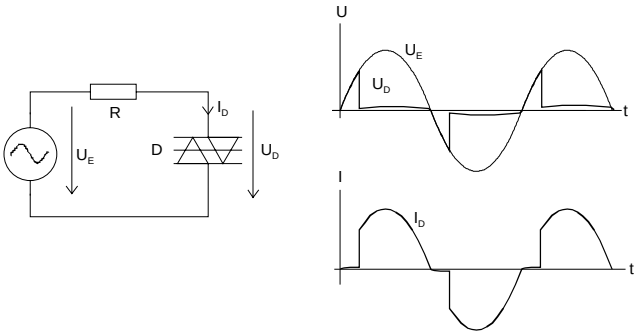


Bild 5.41: Sägezahngenerator mit einer Fünfschicht-Diode.

5.4.3 DIAC (Diode for Alternating Current)

DIAC sind symmetrische Triggerdioden, welche hauptsächlich zum Zünden von Thyristoren und TRIACs benutzt werden. Sie haben eine vollständig symmetrische I/U-Kennlinie.
Technisch gesehen besteht ein DIAC aus einem symmetrisch dotierten NPN-Transistor ohne Basisanschluss. Anders als bei der Fünfschicht-Diode erfolgt beim Durchbruch kein Zünden, sondern der Stromfluss erfolgt auf Grund des Lawinendurchbruchstromes der jeweiligen Diode.

Durch geeignete Dotierung erreicht man in beiden Polaritäten einen Kennlinienzweig mit negativem differenziellen Widerstand gemäss folgendem Bild

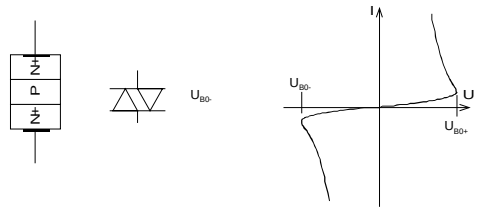


Bild 5.42: Zonenfolge und I/U-Kennlinie des DIAC.

Die Kippspannungsdifferenz $U_{B0+} - |U_{B0-}|$ definiert die Symmetrie der I/U-Kennlinie. Die Kippspannung liegt meist bei ca. 30-35V. Sie ist zudem von der Temperatur und der Spannungssteilheit abhängig.

Ein Standardtyp ist der BR100 von Philips mit U_{B0}=±32V. Die Kippspannungsdifferenz beträgt nach Datenblatt ±3V.

5.4 Leuchtdioden (LED)

Unter Leuchtdioden werden verschiedene lichtemmitierende Halbleiterdioden zusammengefasst. Die ausgesandte spektrale Lichtwellenlänge ist vom Halbleitermaterial abhängig und erstreckt sich vom Infrarot- bis in den Blaubereich.

LED haben Glühlampen in den meisten Geräten als Anzeigeelemente verdrängt. Sie weisen eine erheblich grössere Lebensdauer auf und haben einen kleineren Strombedarf.
Eine weitere grosse Gruppe von Anwendungen sind optische Kopplerelemente wo das Eingangssignal über eine LED in ein Lichtsignal umgewandelt und anschliessend über einen Fototransistor wiederum in ein elektrisches Signal zurückgewandelt wird. Diese Elemente werden auch zur galvanischen Trennung von Baugruppen benutzt.

Infrarot- LED werden für Kommunikations- und Signalisierungsanwendungen benutzt. In einfachen Fällen, wie Fernbedienungen, wird ein moduliertes IR-Signal von der LED an einen Empfänger gesandt. Für Kommunikation über Glasfasern werden ebenfalls (spezielle) IR-LED benutzt.

Die nachfolgenden Ausführungen fassen primär den Aufbau und die Wirkungsweise von LED und Optokopplern zusammen, mit einigen Hinweisen zur praktischen Schaltungstechnik. Auf detaillierte Erklärung der zugrunde liegenden physikalischen Phänomene wird auf die einschlägige Literatur der Halbleiterphysik verwiesen.

5.4.1 Grundlagen

Wird eine Halbleiterdiode in Durchlassrichtung betrieben, werden in den n-Bereich Löcher und in den p-Bereich Elektronen injiziert. Am pn-Übergang findet eine Rekombination zwischen den beiden Ladungsträgern statt. Dabei wird Energie in Form von elektromagnetischer Strahlung abgegeben.

Erklärbar ist dieses Phänomen mit dem Bändermodell. Ein Elektron springt vom energetisch höheren Leitungsband auf das tiefer liegende Valenzband und gibt dabei Energie ab[1]:

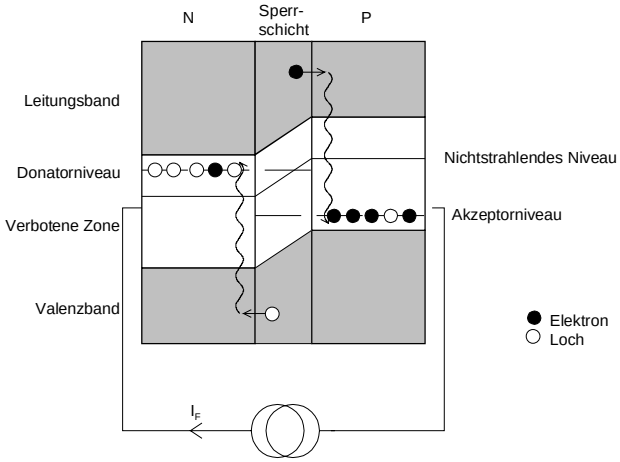


Bild 5.43: Bändermodell für die strahlende Rekombination

Bei der Rekombination wird aber nur ein Teil der Energie in Form von Strahlung abgegeben. Wie gross diese Strahlungsenergie ist, hängt hauptsächlich vom verwendeten Halbleitermaterial ab. Verbundhalbleiter, aus Materialien der Gruppen III und V eignen sich besonders gut. Beispiele sind GaAs, GaAsP.

Die ausgesandte Wellenlänge des Lichtes ist vom Bandabstand des jeweiligen Halbleitermaterials abhängig. Es gilt:

$$\lambda = \frac{h \cdot c}{\Delta W} \qquad \begin{aligned} h &= 4.16 \cdot 10^{-15}\ [eVs] \text{ Plancksches Wirkungsquantum} \\ c &= 3 \cdot 10^{8}\ [ms^{-1}] \\ \Delta W &= \text{Bandabstand } [eV] \\ \lambda &= \text{Wellenlänge } [\text{m}] \end{aligned} \tag{5.37}$$

Die Charakteristiken der heute benutzten Halbleitermaterialien für LED lassen sich zusammenfassen:

	SiC	GaP:N	$GaAs_{0.15}P_{0.85}$	$GaAs_{0.5}P_{0.5}$	$GaAs_{0.6}P_{0.4}$	GaP:ZnO	GaAlAs	GaAs:Si
Bandabstand ΔW [eV]	2.6	2.2	2.1	2.05	1.9	1.8	1.38	1.32
Wellenlänge λ [nm]	480	560	590	610	660	700	900	940
Farbe	blau	grün	gelb	orange	rot	rot	IR	IR

Tab. 5.4: Charakteristika gängiger Halbleitermaterialien für LED. Referenz: Lexikon Elektronik, Junge/Möschwitzer, 1994

[1] Ausser der direkten Rekombinationsstrahlung entsteht auch Strahlung aus Übergängen der Ladungsträgern zwischen den Bändern.

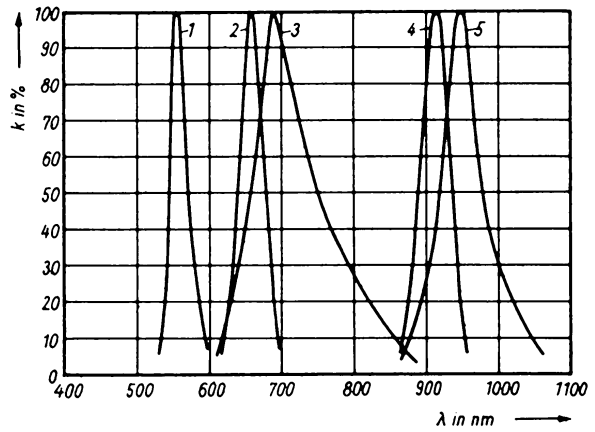


Bild 5.44: Spektrale Emmisionskurven einiger LED-Halbleitermaterialien:

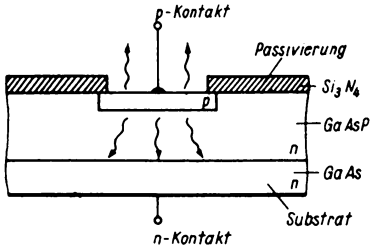
1- GaP, 2- GaAsP, 3- GaP:ZnO, 4- GaAs, 5- GaAs:Si
Referenz: Fischer, Transistor- und Schaltkreistechnik, 1988

Das wirtschaftlichste Halbleitermaterial ist zurzeit GaAsP. Es wird in verschiedenen Zusammensetzungen auf verschiedene Substrate aufgebracht. Dadurch kann in gewissen Grenzen auch die Wellenlänge beeinflusst werden.

Blaue LED sind erst seit wenigen Jahren in Stückzahlen erhältlich und etwas teuer. Seit vielen Jahren existieren aber "unechte" blaue LED, welche eigentlich IR-LED mit einem blauen Leuchtstoff sind. Weiter existieren auch sog. Dreifarben-LED. Sie beinhalten drei LED auf einem Chip mit den Grundfarben Rot, Grün und Blau. Durch geeignete Steuerung der einzelnen LED lässt sich (fast) das gesamte sichtbare Farbspektrum erzeugen, bishin zu weissem Licht.

5.4.2 Aufbau

Das Halbleitermaterial wird auf ein Substrat aufgebracht und kontaktiert:



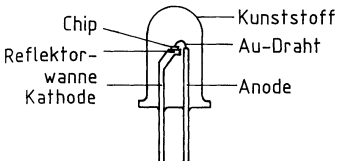


Bild 5.45: Zonenfolge und Aufbau einer LED.

Oben: LED in Kunststoffgehäuse
Seite: Prinzipieller Aufbau eines LED-Chips

Dieser einfache Aufbau hat einen schlechten Wirkungsgrad, da sich das Licht zu einem erheblichen Teil innerhalb des Kristalls ausbreitet. Durch konstruktive Massnahmen, wie Reflektoren, kann der Wirkungsgrad verbessert werden.

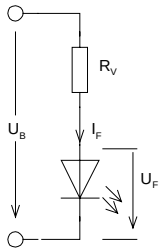
Das Gehäuse ist in der Regel aus Kunststoff und verfügt über eine Linsen- oder Domstruktur. Diese wirkt als Sammellinse. Als Verkappungsmaterial wird klares oder diffuses Epoxidharz verwendet. Durch die Formgebung der Linse kann das Richtdiagramm stark beeinflusst werden. So sind Abstrahlwinkel im Bereich 5°..140° realisierbar. Helle LED haben in der Regel einen kleineren Abstrahlwinkel.
Für höchste Anforderungen werden Keramik-/Glasgehäuse verwendet.

5.4.3 Beschaltung

LED werden immer in Durchlassrichtung betrieben. Typisch sind Betriebsströme von <2 mA für sog. "high efficency LED" bis ca. 20mA für normale LED. Die Helligkeit der LED ist direkt vom Durchlassstrom abhängig. Wird aber der Maximalstrom einer LED überschritten, nimmt zwar die Helligkeit noch etwas zu, die Lebensdauer sinkt aber rapide. Wesentlich ist, dass der Mittelwert des Stromes eingehalten wird, so können durchaus recht grosse Spitzenströme durch eine LED fliessen, sofern der Mittelwert nicht überschritten wird.
Der Durchbruch im Sperrbereich ist zu vermeiden. Die Durchbruchspannung ist meist nicht klar spezifiziert, liegt aber in der Grössenordnung 5-10V.

In den meisten Fällen wird der Strom über einen Vorwiderstand R_V eingestellt. Dafür gilt die offensichtliche Dimensionierungsformel:

$$R_V = \frac{U_B - U_F}{I_F} \tag{5.38}$$



Der Spannungsabfall U_F über der Diode ist primär von der Farbe (Halbleitermaterial) und etwas vom Strom I_F abhängig. Er liegt in der Grössenordnung von 1..3V:

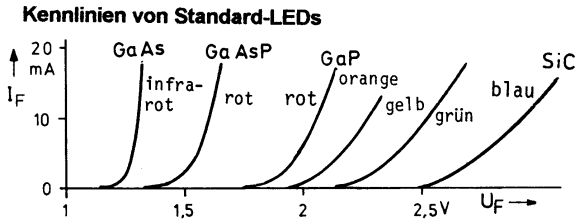


Bild 5.46: Typische U/I-Kennlinien LEDs verschiedener Farben.

Referenz: Böhmer, Elemente der angewandten Elektronik.

Als gesteuerte Anzeigeelemente werden LED vielfach über Bipolartransistoren oder Digital-IC angesteuert. Hierzu ist eine Zusammenstellung von möglichen Ansteuerungen mit Dimensionierungsformeln für die Praxis :

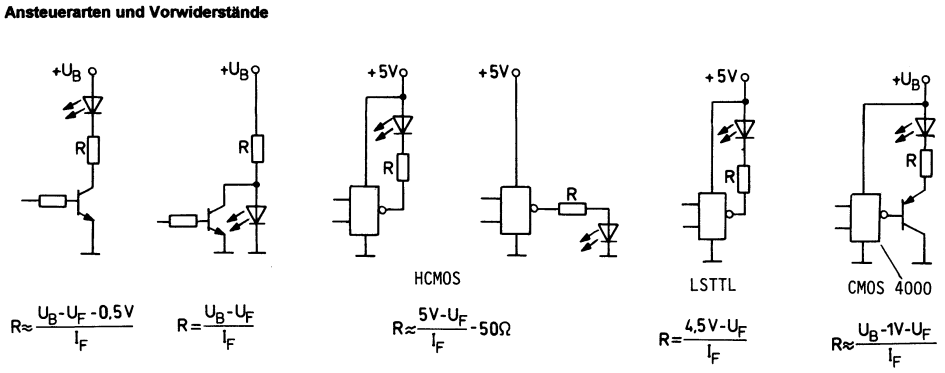


Bild 5.47: Ansteuerung von LED mit Digitalsignalen.

Referenz: Böhmer, Elemente der angewandten Elektronik.

5.4.4 LED-Anzeigen

Standardmässige Zusammenschaltungen werden als LED-Anzeigen (Displays) vermarktet. Grösste Verbreitung haben sicherlich die Siebensegment Anzeigen zur numerischen Darstellung von Ziffern. Die Ansteuerung solcher Displays erfolgt in der Regel mit ICs, sog. Anzeigentreibern. Diese vereinfachen die Dekodierung und Ansteuerung sehr.

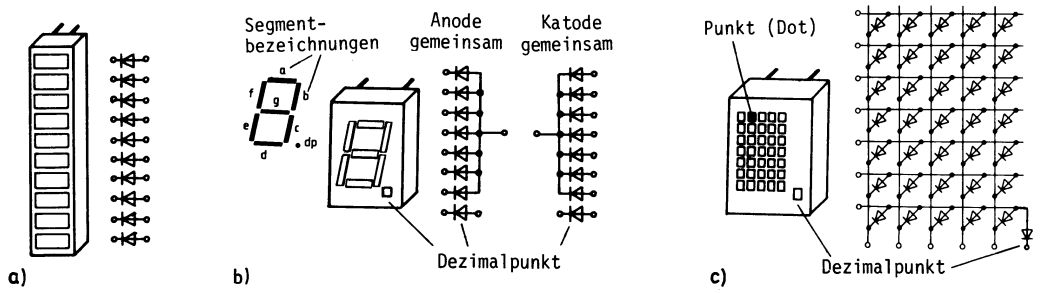


Bild 5.48: LED-Displayelemente.

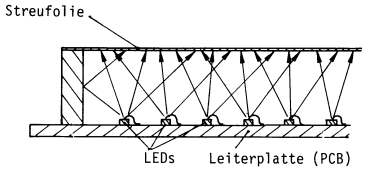
Referenz: Böhmer, Elemente der angewandten Elektronik.

a) Leuchtbalkenanzeige, b) Sieben-Segment-Anzeige, c) Punkt-Matrix-Anzeige

LED können problemlos in Serie geschaltet werden. Parallelschaltungen, selbst bei gleichen Typen sind zu vermeiden, da die Diodenparameter immer etwas streuen. Bei Zusammenschaltungen in Symbolen empfiehlt es sich die Dioden auszusuchen, da auch typengleiche Dioden bei denselben Strömen teilweise erhebliche Leuchtstärkeunterschiede zeigen.

Beispiel 5.10: Dimensionierung einer LED-Anzeige.

Für eine Hintergrundbeleuchtung soll eine LED-Flächenleuchte realisiert werden. Dazu werden gesamthaft 40 grüne SMD-LED Siemens LG S260-D0 auf eine Leiterplatte aufgebracht. Sie werden mit $I_F = 10mA$ betrieben und liefern dabei ≥0.4 mCd/LED. Zur Verfügung steht eine nominale Speisespannung von 15VDC. Finden Sie eine möglichst einfache Beschaltung.



Lösung: Über jeder LED fällt bei $I_F = 10mA$ eine Spannung $U_F = 2.5V$ ab. Man schaltet die LED zu parallelen Strängen mit 5 LED in Serie zusammen. Jedem Strang wird ein Vorschaltwiderstand $R_V = 250\Omega$ vorgeschaltet.

5.4.5 Laserdioden

Sie sind eine Sonderform der LED und strahlen monochromatisches Licht, meist im IR-Bereich, aus. Sie werden primär für Einspeisungen in Lichtwellenleiter verwendet. Neuerdings sind auch rot strahlende Laserdioden auf dem Markt. Diese werden aber meist für Markierungszwecke eingesetzt (Laserpointer). Das Grundmaterial ist GaAs oder GaAlAs für IR-Dioden.

Laserdioden unterscheiden sich stark in Aufbau und Arbeitsweise von konventionellen LED. Für die Erzeugung des monochromatischen Lichtes muss zuerst eine genügend grosse Menge Ladungsträger injiziert werden. Dies wird bei einem Schwellenstrom I_{T0} erreicht. Weiter benötigt man eine interne Verstärkung mit positiver Rückkopplung um eine Laseremission zu erhalten.
Für die Ausstrahlung eines monochromatischen Lichtes muss die von den Ladungsträgern zu überwindende Energiedifferenz ΔW genau definiert sein. Während bei einer konventionellen LED mehrere ΔW-Anteile das erzeugte Licht beeinflussen, darf hier nur genau eine einzige Wellenlänge auftreten.

Bei der *Injektionslaserdiode* wird dies in einem sog. Fabry-Perot-Resonator erreicht. Er besteht aus zwei Spaltflächen, aus den jeweils nur ein Teil der Strahlung nach aussen tritt. Der Rest verbleibt im Kristall für einen Rückkopplungseffekt.

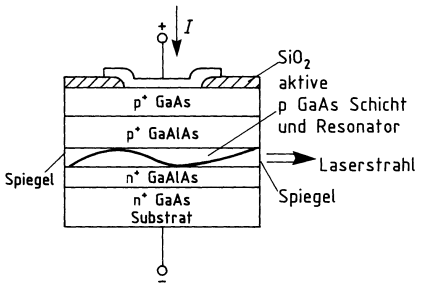


Bild 5.49: Aufbau einer Halbleiter Laserdiode mit optischem Fabry-Perot-Resonator

Referenz: Lexikon Elektronik, Junge/Möschwitzer, 1994

Das entstehende Licht ist zunächst inkohärent. Es wird im Resonator durch die planparallelen Spiegelflächen synchronisiert indem ein Aufschaukeln derjenigen Wellen erfolgt, deren halbe Wellenlänge ein Vielfaches der Resonatorlänge ist.

Bis zum Erreichen des Schwellenstroms I_{T0} arbeitet eine Laserdiode als normale LED. Die wesentlichen Unterschiede zwischen den Betriebsarten sind der höhere Wirkungsgrad, kohärente Strahlung und hohe Leuchtstärke. Infolge der stimulierten Emission sind auch sehr kurze Schaltzeiten möglich. Der Schwellenstrom liegt in der Grössenordnung von 5..100mA, je nach Typ.

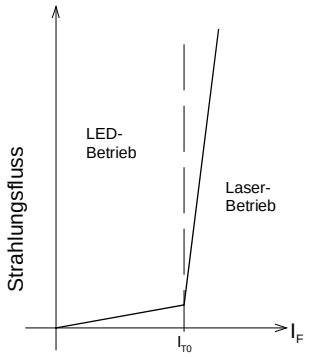


Bild 5.50: Arbeitsmodi und Strahlungsfluss einer Laserdiode.

Der Modus ist vom Vorwärtsstrom I_F abhängig.

Im Laserbetrieb sind die Dioden sehr empfindlich. Der Arbeitspunkt muss elektronisch stabilisiert werden. Dies erfolgt über eine Messung mit einer internen Fotodiode. Ebenso muss die teilweise erhebliche Verlustleistung abgeführt werden.

5.4.6 Optokoppler

Optokoppler bestehen aus einer IR-LED und einem fotoelektrischen Empfängerelement (Fotodiode, Fototransistor, o. Ä.). Zwischen den beiden Bauelementen befindet sich ein lichtleitendes Medium (Kunststoff, Glas oder Luft).

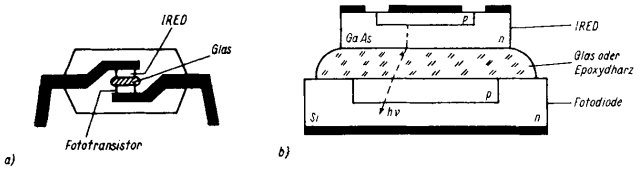


Bild 5.51: Aufbau eines geschlossenen Optokopplers.

a.) Seitenschnitt eines Kopplers mit IR-LED/ Fototransistor im DIL-Gehäuse.
b.) Detail eines Kopplers mit IR-LED und Fotodiode.

Referenz: Fischer, Transistor- und Schaltkreistechnik,1988.

Optokoppler benutzen als Sender immer eine IR-LED. Empfängerelemente können aber verschiedenste fotoempfindliche Elemente sein.

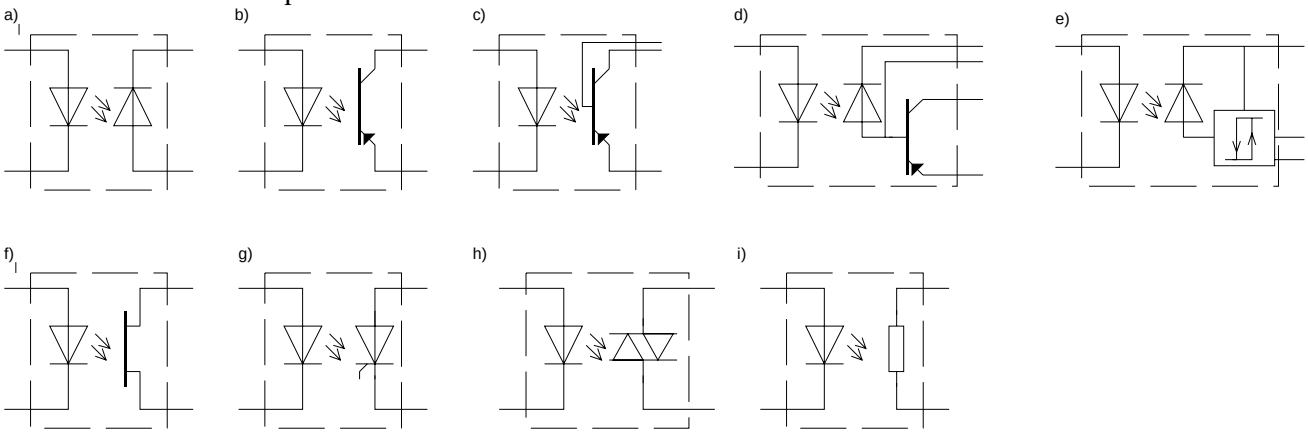
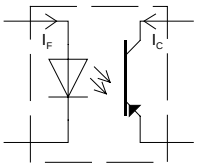


Bild 5.52: Zusammenstellung von Optokoppler-Grundtypen:

a) Mit Fotodiode
b) Mit Fototransistor
c) Mit Fototransistor und herausgeführter Basis
d) Mit Fotodiode und nachgeschaltetem Transistor
e) Mit Fotodiode und Schmitt-Trigger
f) Mit Foto-FET
g) Mit Foto-Thyristor
h) Mit Foto-Triac
i) Mit LDR

Wesentliche Kenngrösse ist der sog. Stromübertragungsfaktor *CTR* (Current Transfer Ratio). Er ist für einen Optokoppler mit Fototransistor folgendermassen definiert:

$$CTR = \frac{I_C}{I_F} \tag{5.39}$$



Im aktiven, nicht übersteuerten Betrieb liegt dieser Wert für einfache Optokoppler im Bereich von 0.1 bis 1. Er ist das Mass für die Empfindlichkeit des Optokopplers und vom Arbeitspunkt des Empfängerelementes sowie der Temperatur abhängig.

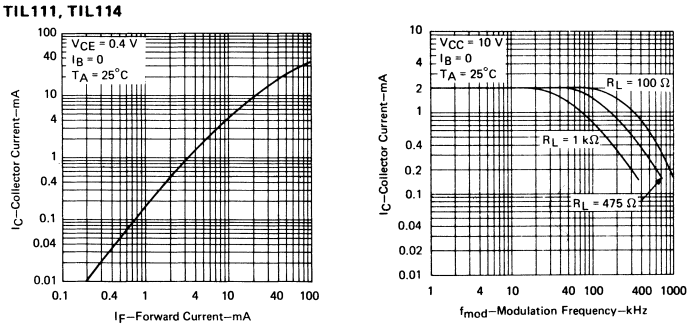


Bild 5.53: CTR-Kennlinie eines Optokopplers.

CTR-Kennlinie und Frequenzgang eines Standard-Optokopplers TIL111 von Texas Instruments.

Referenz: Texas Instruments, Optoelectronic Databook, 1984

Empfänger.

Bei Optokopplern mit herausgeführter Basis oder Gate kann die Empfindlichkeit in gewissen Grenzen beeinflusst werden.

Besonders hohe Übertragungsfaktoren erreicht man mit Foto-Darlingtontransistoren. Allerdings haben diese schlechte dynamische Eigenschaften, so dass man sie nur im unteren kHz-Bereich verwenden kann. Normale Optokoppler sind bis in den 100kHz-Bereich brauchbar. Besonders schnelle Typen können bis in den MHz-Bereich eingesetzt werden. Generell sind Optokoppler mit einer Fotodiode als Empfängerelement besser für höhere Frequenzen geeignet als Koppler mit einem Transistor.

5.4.6.1 Anwendungen

Optokoppler werden hauptsächlich zur Potenzialtrennung verwendet. Der typische Isolationswiderstand zwischen Ein- und Ausgang liegt im TΩ-Bereich bei maximalen Spannungen von ca. 1..5kV. Gebräuchliche Ausführungen werden in einem 4- bis 8-poligen DIL-Gehäuse gefertigt.

Sollen digitale Signale übertragen werden können bereits mit einfachen Schaltungen gute Übertragungseigenschaften erreicht werden.

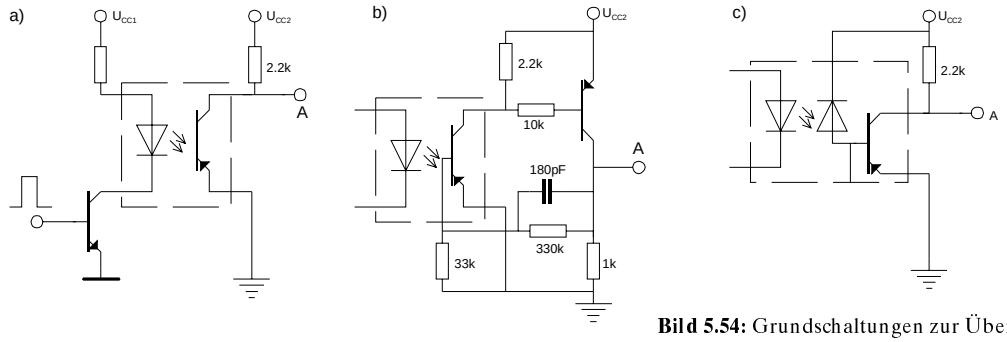


Bild 5.54: Grundschaltungen zur Übertragung von digitalen Signalen mit Optokopplern.

a.) Standard Grundschaltung
b.) Schaltung mit Schmitt-Trigger für bessere Flankensteilheit.
c.) Schaltung mit schnellem Optokoppler.

Die Schaltung a) erlaubt die Übertragung von Frequenzen bis in den 100 kHz-Bereich. Die Schaltung b) liefert steilere Flanken durch die Mitkopplungsschleife. Der Basisanschluss des Fototransistors wird hierbei für die Rückkopplung benutzt. Der Kondensator von 180pF wirkt als Beschleunigungskondensator für den Kippvorgang. Für Frequenzen oberhalb 1MHz ist es besser eine Fotodiode anstelle des relativ trägen Fototransistors zu verwenden. Schaltung c) zeigt eine solche Realisation mit einem schnellen Optokoppler. Der nicht benutzte Basisanschluss bleibt offen.

Sind Sender und Empfängerelement kontinuierlich steuerbar, können auch analoge Signale übertragen werden. Nachfolgend drei Grundschaltungen für analoge NF-Übertragung mit Optokopplern:

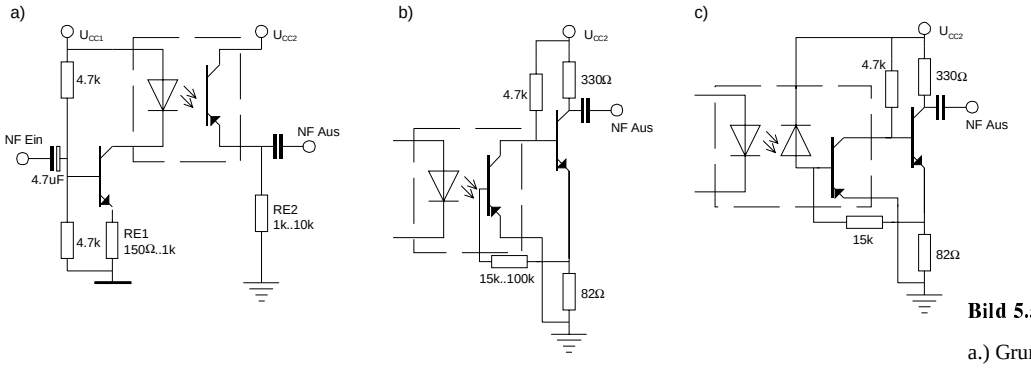


Bild 5.55: NF-Übertragung mit Optokopplern.

a.) Grundschaltung
b.) Verbesserte Linearität mit Gegenkopplung
c.) Mit schnellem Optokoppler

Bei der Grundschaltung a) beträgt der Spannungsübertragungsfaktor $\frac{R_{E2}}{R_{E1}} CTR$. Eine Verbesserung der Linearität kann durch eine zusätzliche Gegenkopplung nach b) auf der Empfängerseite erreicht werden. Der Arbeitspunkt des Fototransistors wird stabilisiert und die nichtlinearen Verzerrungen werden reduziert. Bild c) zeigt dieselbe Schaltung, aber für einen schnellen Optokoppler, z.B. 6N135 von Motorola. Die Eingangsschaltung für b), c) kann nach a) aufgebaut werden.