

INGENIEUR- FERNSTUDIUM

Winkler

Bauelemente der Informations- elektrik I 2

Herausgeber:
Ingenieurhochschule
Mittweida

200.40-02

LEHRWERK
für das Ingenieur-Fernstudium

Dipl.-Ing. Wolfgang Winkler

BAUELEMENTE
DER
INFORMATION S -
ELEKTRIK I

2

Widerstände

Veröffentlicht:
INSTITUT FÜR FACHSCHULWESEN DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
KARL-MARX-STADT

Lektoren:

1. Fachlektor: Dipl.-Ing. Kurt Biebach
VEB Werk für Bauelemente
der Nachrichtentechnik
"Carl v. Ossietzky" Teltow
2. Fachlektor: Dipl.-Ing. Wolfgang Kielhorn
VEB Fernmeldewerk Leipzig
- Deutschlektor: Fachschuldozent Arthur Gärtner
Ingenieurschule für Elektrotechnik
Mittweida
- Bearbeitung: Ingenieurschule für Elektrotechnik
Mittweida
Lehrbriefentwicklung

Redaktionsschluß: 15.10.1968

Inhaltsverzeichnis

Seite

1.	Vorbetrachtungen	1
1.1.	Definition und Maßeinheit des elektrischen Widerstandes	1
1.2.	Temperaturabhängigkeit	2
1.3.	Belastbarkeit	3
2.	Lineare Widerstände	6
2.1.	Drahtwiderstände	7
2.2.	Schichtwiderstände	10
2.2.1.	Kohleschichtwiderstände	11
2.2.2.	Metallschichtwiderstände	19
2.3.	Massewiderstände	21
2.4.	Farbcode für Miniaturwiderstände	22
2.5.	Veränderbare Widerstände	24
3.	Nichtlineare Widerstände	29
3.1.	Temperaturabhängige Widerstände	29
3.1.1.	Temperaturabhängige Widerstände mit negativem Temperaturkoeff.	30
3.1.1.1.	Temperatur-Widerstandskennlinie	30
3.1.1.2.	Stromspannungs- Kennlinie	35
3.1.1.3.	Dynamisches Verhalten	42
3.1.1.4.	Schaltungstechnik	45
3.1.1.4.1.	Reihenschaltung von Heißeitern	45
3.1.1.4.2.	Parallelschaltung von Heißeitern	47
3.1.1.4.3.	Reihenschaltung von Heißeitern mit linearen Widerständen	49
3.1.1.4.4.	Parallelschaltung von Heißeitern mit linearen Widerständen	49
3.1.1.5.	Frequenzabhängigkeit der Heißeiter	50
3.1.1.6.	Alterung	52
3.1.1.7.	Toleranzen	52
3.1.1.8.	Anwendung von Heißeitern	53
3.1.1.8.1.	Temperaturkompensation	53
3.1.1.8.2.	Relaisverzögerung	54

	Seite
3.1.1.8.3. Vermeidung von Einschaltstromstößen	54
3.1.1.8.4. Spannungsstabilisierung	55
3.1.1.8.5. Fernsteuerung	57
3.1.1.8.6. Temperaturmessung	57
3.1.1.8.7. Redundierung	58
3.1.1.9. Fertigungsprogramm Heißleiter	58
3.1.1.10. Heißleiter für tiefe Temperaturen	61

1. Vorbetrachtungen

1.1. Definition und Maßeinheit des elektrischen Widerstandes

Der elektrische Widerstand ist definiert als der Quotient aus Spannung und Strom:

$$R = \frac{U}{I}$$

Die Maßeinheit ist das Ω (Ohm); es wird definiert als der elektrische Widerstand zwischen zwei Punkten eines homogenen und gleichmäßig temperierten elektrischen Leiters, durch den bei der Spannung $U = 1V$ zwischen den zwei Punkten ein zeitlich unveränderlicher Strom $I = 1A$ fließt. Demzufolge gilt die Beziehung:

$$1\Omega = 1 \frac{V}{A} = 1m^2 kg s^{-3} \cdot A^{-2}$$

Damit ist auch das Ohm eine kohärente Maßeinheit unseres Maßsystems mit selbständigem Namen. Vielfache und dezimale Bruchteile werden durch Verwendung der gesetzlich vorgeschriebenen Vorsätze gebildet, also

$$10^{-6} \Omega = 1 \mu\Omega = 1 \text{ Mikroohm,}$$

$$10^{-3} \Omega = 1 m\Omega = 1 \text{ Milliohm,}$$

$$10^3 \Omega = 1 k\Omega = 1 \text{ Kiloohm,}$$

$$10^6 \Omega = 1 M\Omega = 1 \text{ Megaohm,}$$

$$10^9 \Omega = 1 G\Omega = 1 \text{ Gigaohm,}$$

$$10^{12} \Omega = 1 T\Omega = 1 \text{ Teraohm.}$$

Kleinere Widerstände als größenordnungsmäßig Mikroohm und größere als in der Größenordnung von Teraohm kommen in der Praxis nicht vor. Das besondere Kennzeichen der hier zu betrachtenden Widerstände ist, daß bei ihnen keine Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung auftritt, d. h., daß sie dem Stromkreis, in dem sie angeordnet sind, nur eine Wirkleistung entnehmen. Inwieweit dies in der Technik tatsächlich realisiert wird, soll in den folgenden Kapiteln an entsprechender Stelle erwähnt werden.

1.2. Temperaturabhängigkeit

Alle technischen Widerstände sind in ihrem Widerstandswert mehr oder weniger temperaturabhängig. Als Maß für die Temperaturabhängigkeit dient der Temperaturkoeffizient (TK_R).

Er ist definiert als relative Widerstandsänderung, bezogen auf eine Temperaturänderung von einem Grad Celsius:

$$TK_R = \frac{\alpha R}{R} \cdot \frac{1}{\alpha T} \quad (1.1)$$

Der Kehrwert des Widerstandes ist der Leitwert: $G = \frac{1}{R}$.

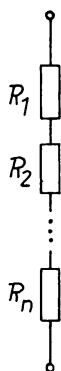
Für den Temperaturkoeffizienten des Leitwertes ergibt sich:

$$\frac{\alpha G}{\alpha T} = \frac{\alpha \left(\frac{1}{R} \right)}{\alpha T} = - \frac{\alpha R}{\alpha T} \cdot \frac{1}{R^2}$$

$$TK_G = \frac{\alpha G}{G} \cdot \frac{1}{\alpha T} = - \frac{\alpha R}{\alpha T} \cdot \frac{1}{R^2} \cdot \frac{1}{G} = - \frac{\alpha R}{R} \cdot \frac{1}{\alpha T}$$

$$\underline{\underline{TK_G = -TK_R}} \quad (1.2)$$

Der Gesamttemperaturkoeffizient einer Reihenschaltung von n temperaturabhängigen Widerständen berechnet sich wie folgt:



$$R_{ges} = R_1 + R_2 + \dots + R_n$$

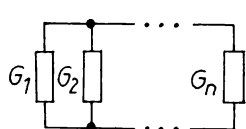
$$TK_{ges} = \frac{\alpha R_{ges}}{\alpha T} \cdot \frac{1}{R_{ges}}$$

$$TK_{ges} \cdot R_{ges} = \frac{\alpha (R_1 + R_2 + \dots + R_n)}{\alpha T}$$

$$TK_{ges} \cdot R_{ges} = \frac{\alpha R_1}{\alpha T} \cdot \frac{R_1}{R_1} + \frac{\alpha R_2}{\alpha T} \cdot \frac{R_2}{R_2} + \dots + \frac{\alpha R_n}{\alpha T} \cdot \frac{R_n}{R_n}$$

$$\underline{\underline{TK_{ges} = \frac{1}{R_{ges}} \cdot \sum_{v=1}^{v=n} TK_{Rv} \cdot R_v}} \quad (1.3.)$$

Für den Gesamttemperaturkoeffizienten einer Parallelschaltung ergibt sich:



$$G_{ges} = G_1 + G_2 + \dots + G_n$$

$$TK_{G_{ges}} \cdot G_{ges} = \frac{d G_{ges}}{dT} = \frac{d (G_1 + G_2 + \dots + G_n)}{dT}$$

$$TK_{G_{ges}} = \frac{1}{G_{ges}} \cdot \sum_{v=1}^{v=n} TK_{G_v} \cdot G_v$$

$$TK_{R_{ges}} = R_{ges} \cdot \sum_{v=1}^{v=n} \frac{TK_{R_v}}{R_v} \quad (1.4.)$$

Zu beachten ist weiterhin, daß der Temperaturkoeffizient unter Umständen nicht konstant ist; d.h., daß der Widerstand sich nicht linear mit der Temperatur verändert. Im allgemeinen kann man jedoch den Temperaturkoeffizienten innerhalb eines nicht allzugroßen Temperaturintervalls als konstant ansetzen und schreiben:

$$R_{20} = \text{Widerstand bei } 20^\circ\text{C}$$

$$R = R_{20} (1 + TK_{20} \cdot \Delta T)$$

$$TK_{20} = \text{Temperatur-Koeff. bei } 20^\circ\text{C}$$

$$R = \text{Widerstand bei } T = (20^\circ\text{C} + \Delta T).$$

1.3. Belastbarkeit

Widerstände sind natürlich nicht beliebig belastbar. Die an ihnen umgesetzte Wirkleistung berechnet sich zu:

$$P = U \cdot I = I^2 \cdot R = \frac{U^2}{R}.$$

Für die zugeführte elektrische Energie gilt mithin:

$$W = \int U \cdot i \cdot dt.$$

Im stationären Betrieb ist die zugeführte Energie gleich der in Form von Wärme an die Umgebung abgegebenen Energie. Wärmeabgabe erfolgt durch Strahlung, Leitung und Konvektion. Auf die quantitativen Beziehungen soll hier nicht näher eingegangen werden. Es ist jedoch wichtig zu wissen, daß Energieabgabe an die Umgebung voraussetzt, daß der Widerstand eine höhere Temperatur als seine Umgebung hat. Je größer diese Übertemperatur ist, desto größer ist der Wärmestrom. Je größere Leistung einem Widerstand eingespeist wird, desto höher muß also seine Temperatur über der seiner Umgebung liegen. Die Temperaturbeständigkeit der verwendeten Materialien legt somit fest, bis zu welcher Leistung ein Widerstand bei einer bestimmten Umgebungstemperatur belastet werden darf.

Bei vorgegebenem Wert der zulässigen Belastung lassen sich die zulässigen Werte von Strom und Spannung mit dem nebenstehenden Nomogramm sehr einfach ermitteln.

Wenn U und I vorgegeben sind, können der entsprechende Widerstandswert und die erforderliche Belastbarkeit dieses Widerstandes abgelesen werden.

Es sei jedoch darauf hingewiesen, daß es sich um den Wert der Belastbarkeit handelt, der mindestens garantiert sein muß, da sonst der Widerstand zerstört wird. Meistens werden noch andere Gesichtspunkte für die Wahl der Nennverlustleistung mitbestimmend sein, z. B.

die zulässige Änderung des Widerstandes bei Dauerbetrieb infolge seiner Eigenerwärmung,
die vorliegende Art der Belastung,
die sich ergebende Betriebstoleranz,
die in bezug auf die benachbarten Bauteile tragbare Temperaturerhöhung usw.

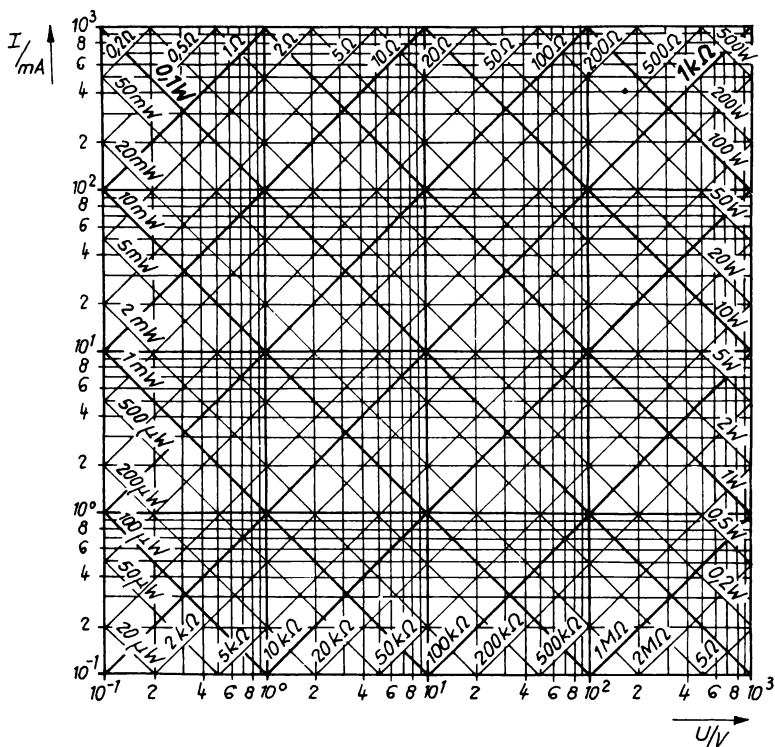


Bild 1 Nomogramm zur Ermittlung
der Belastung von Widerständen

2. Lineare Widerstände

Die oben angegebene Definitionsgleichung des elektrischen Widerstandes macht keine Aussage darüber, ob der Quotient $\frac{U}{I}$ konstant bleibt, d.h., ob die Kennlinie $U=f(I)$ eine Gerade ist. Wenn der Quotient $\frac{U}{I}$ vom Strom I abhängig ist, dann ist die $U-I$ Kennlinie keine Gerade, und man spricht von einem nichtlinearen Widerstand. Diejenigen Widerstände, bei denen $R = \text{konst.} \neq f(U; I)$ ist, werden als lineare Widerstände bezeichnet. Ihre $U-I$ -Kennlinie ist eine Gerade.

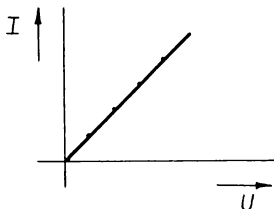


Bild 2.1 Strom-
Spannungskennlinie
linearer Widerstände

Für lineare Widerstände sind folgende Schaltzeichen üblich:

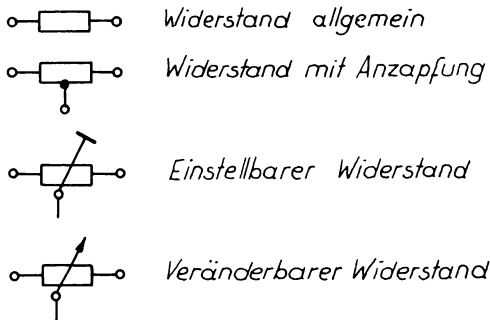


Bild 2.2 Schaltzeichen für Widerstände
(Auszug aus TGL 16008/B1.1)

Die technische Realisierung linearer Widerstände ist außerordentlich vielgestaltig. Je nach ihrem konstruktiven Aufbau und dem verwendeten Material lassen sich folgende Gruppen unterscheiden:

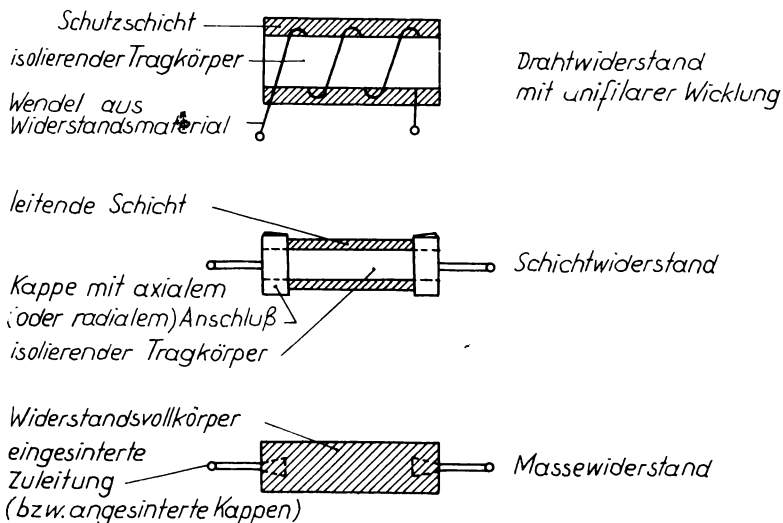


Bild 2.3 Widerstandsarten (schematisch)

2.1. Drahtwiderstände

Drahtwiderstände sind Widerstände ältester Bauform. Sie bestehen aus einem Tragkörper (Keramik, Glas, Hartpapier), auf dem Widerstandsdraht aufgewickelt wird.

Entsprechend dem jeweiligen Anwendungsfall kann der Widerstandsdraht gegen klimatische, mechanische oder chemische Einflüsse geschützt werden. Die verschiedenen Anforderungen führten zu glasierten, zementierten, lackierten und ungeschützten Drahtwiderständen.

Die Materialien, aus denen Widerstandswendel gefertigt werden, müssen folgende Qualitäten aufweisen:

- a) möglichst hohen spezifischen Widerstand, um die Abmessungen klein halten zu können; er ist vom dem zu realisierenden Widerstandsbetrag abhängig;
- b) hohe Schmelztemperatur, damit die Belastbarkeit des Widerstandes hoch ist;
- c) Korrosionsbeständigkeit;
- d) bei entsprechender Ausführungsform gute Lötbarkeit;
- e) möglichst kleine Thermokraft gegenüber Kupfer und
- f) gute technologische Eigenschaften, besonders hohe Ziehfähigkeit.

Diese Anforderungen sind meist nicht alle zu erfüllen; eine Verbesserung der Eigenschaften in der einen Richtung muß oft mit einer Verschlechterung auf einem anderen Gebiet erkauft werden.

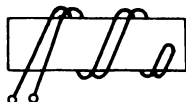


Bild 2.4 Drahtwiderstand
mit bifilarer Wicklung

Drahtwiderstände besitzen auf Grund ihres Aufbaues eine verhältnismäßig große Eigeninduktivität. Durch besondere Bewickelungsverfahren versucht man, L klein zu halten, muß aber dafür eine größere Eigenkapazität in Kauf nehmen. Wegen dieser Eigenschaft sind Drahtwiderstände bei höheren Frequenzen nur bedingt verwendbar. Im allgemeinen werden sie nur für Frequenzen bis etwa 100 kHz verwendet.

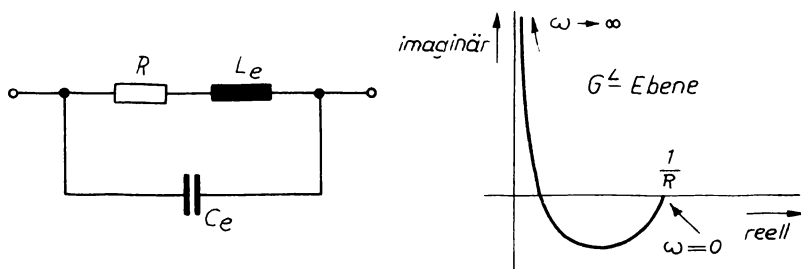


Bild 2.5 Vereinfachtes Ersatzschaltbild und Ortskurve eines Drahtwiderstandes

Drahtwiderstände werden meist nur mit niedrigen Ohmzahlen hergestellt, höchstens bis zu einigen $100 \text{ k}\Omega$.

Sehr vorteilhaft ist die hohe Flächenbelastbarkeit. Sie beträgt bei lackierten Ausführungen etwa $0,4 \text{ W/cm}^2$, bei zementierten oder glasierten Ausführungen bis zu $1,5 \text{ W/cm}^2$.

Die Temperaturen, die die Widerstände unter Nennlast annehmen können, liegen etwa zwischen $100 - 500^\circ\text{C}$.

Nach fünfstündiger Belastung mit 20% höherer Last, als in den Standards angegeben, darf die Widerstandsänderung nach Abkühlung auf 20°C nicht mehr als $\pm 3\%$ des ursprünglichen Wertes betragen.

Die Anwendung von Drahtwiderständen erstreckt sich vorwiegend auf folgende Gebiete: Heizwiderstände, Vorschalt- und Stellwiderstände sowie Meß- und Normalwiderstände. Je nach dem Anwendungsfall werden entsprechende Werkstoffe eingesetzt.

Während für die Heiz- und Stellwiderstände der Temperaturgang nicht so kritisch ist, verlangt man für Präzisionswiderstände einen Temperaturkoeffizienten

$$TK_{R20} \leq 25 \cdot 10^{-6} \text{ grad}^{-1}.$$

Bei glasierten und zementierten Drahtwiderständen darf der Temperaturkoeffizient im Bereich zwischen 20°C und 300°C höchstens $0,5 \cdot 10^{-4} \text{ grad}^{-1}$ sein.

Bei lackierten und ungeschützten Drahtwiderständen darf der Temperaturkoeffizient zwischen 20 °C und 170 °C höchstens
 10^{-4} grd^{-1} bei Klasse 0,5 und
 10^{-3} grd^{-1} bei Klasse 2 betragen.

Die Widerstandswerte sind entsprechend den Auslieferungstoleranzen nach folgenden Reihen festgelegt:

IEC - Reihe	Auslieferungstoleranz	Oberflächenschutz
E 12	$\pm 10\%$	glasiert, zementiert, lackiert, ungeschützt
E 24	$\pm 1\% ; \pm 2\% ; \pm 5\%$ $\pm 5\%$	lackiert, ungeschützt, zementiert

Die TGL-Vorschriften über Drahtwiderstände sind in der Tabelle (siehe Anhang) mit enthalten.

Hersteller ist der VEB WBN Teltow.

Spezialwiderstände werden auch von einer ganzen Reihe von Kleinbetrieben gefertigt.

2.2. Schichtwiderstände

Schichtwiderstände bestehen aus einer dünnen Schicht leitenden Materials (Kohle, Metall, Metallverbindungen) auf einem Isolationskörper. Es lassen sich damit relativ hochohmige Widerstände herstellen. Durch Einschleifen einer Wendel in die leitende Schicht erreicht man, daß diese sich bandförmig um den Trägerkörper herumlegt, somit also ihre wirksame Länge vergrößert und höhere Widerstandswerte ergibt. Gleichzeitig hat man dadurch eine Möglichkeit, die vorgefertigten Widerstandswerte auf den Nennwert zu bringen.

Läßt man die Verlustleistung außer Betracht, können Schichtwiderstände gleichen Widerstandswertes wesentlich kleiner als Drahtwiderstände sein.

Für hohe Verlustleistungen hingegen sind die geometrischen Abmessungen von Drahtwiderständen kleiner als die von Schichtwiderständen.

Vorteilhaft für die Anwendung in der Nachrichtentechnik sind die geringe Eigeninduktivität und Eigenkapazität der Schichtwiderstände. Schichtwiderstände sind folglich auch für hohe Frequenzen verwendbar. Sie zeichnen sich weiterhin durch niedrige Rauschzahlen aus (Vgl. Lehrbrief 01, Abschn. "Widerstandsräuschen"). Nachteilig ist ihre geringe Flächenbelastbarkeit.

2.2.1. Kohleschichtwiderstände

Kohleschichtwiderstände tragen eine Schicht aus Glanz- oder Borkohle, deren Dicke bestimmend ist für den Widerstandswert. Die üblichen Schichtdicken technisch genutzter Glanzkohleschichten liegen zwischen $2 \cdot 10^{-2}$ und $2 \cdot 10^{-4}$ mm.

Bei reinen Glanzkohleschichten erarbeitet man bis zu Widerstandswerten von etwa $10 \text{ k}\Omega$ vorwiegend mit zylindrischen Schichten; darüber wendet man den schon erwähnten Wendelschliff an. Ungewendelte Widerstände dieser Größenordnung haben aber bereits wesentlich geringere Stabilität als entsprechend große gewendelte Widerstände. Deshalb, um den Vorteil der leichteren Justierbarkeit zu nutzen, arbeitet man auch bis zu sehr niedrigen Werten (50Ω) mit Wendelschliff.

Vorwiegend für Sonderfälle (z.B. UKW-Widerstände) verwendet man zylindrische Schichten. Durch Sonderverfahren lassen sich auch hier Werte bis über $10 \text{ k}\Omega$ erreichen.

Die Herstellung der Kohleschicht erfolgt durch thermische Zersetzung (Pyrolyse) von Kohlenwasserstoffen bei etwa 1000°C . Über eine komplizierte Reaktionsfolge schlägt sich der Kohlenstoff in einer besonderen Kristallisationsform auf dem Trägerkörper nieder (pyrolytische Kohle). Diese Kohleschicht besteht aus hexagonalen Kristalliten, die nur zum Teil regelmäßig angeordnet sind. Die Kohleschicht muß gegen Einflüsse der Umwelt geschützt werden. Besonders die Einwirkung von Wasserdampf kann zu einer bemerkenswerten Widerstandserhöhung führen, da die Wassermolekeln sich an die Kristallite anlagern können und somit die Übergänge der Leitungselektronen von einer Gruppe zur anderen erschweren. Weiterhin kann durch die Anlagerung von

Wassermolekeln ein elektrolytischer Vorgang ausgelöst werden, der zu erheblichen Übergangswiderständen an den Endkappen führt.

Ein organischer Oberflächenschutz kann die Diffusion von Wasserdampf nicht völlig verhindern, sondern nur verzögern. Das günstigste zeitliche Verhalten zeigen daher diejenigen Kohleschichtwiderstände, die in einem Glasröhrchen eingeschmolzen oder in einem Keramikröhrchen gasdicht verlötet sind. Von der Zusammensetzung der Keramik wird auch die Haftfähigkeit der Kohle auf dem Tragkörper beeinflusst. Günstig ist in dieser Hinsicht die Verwendung von Keramiken, deren Gitterkonstanten der des Kohlestoffes verwandt sind, da dadurch sowohl die elektrostatischen Haftkräfte als auch die der Chemisorption erhöht werden.

Ein äußerst ungünstiger Betriebsfall für einen Kohleschichtwiderstand ist der Einsatz bei feucht-warmer Umgebung unter geringer Belastung. Durch die niedrige Belastung ist die Temperatur des Widerstandes so niedrig, daß der Diffusion von Wasserdampf nicht oder nur schwach entgegengewirkt wird. Es kommt zu elektrolytischen Vorgängen, in deren Verlauf durch den dabei frei werdenden Sauerstoff die Kohleschicht zu CO_2 oxydiert wird. Die Kohleschicht wird abgebaut, und der Widerstandswert geht gegen unendlich.

Wegen der auftretenden Festkörperelektrolyse ist die Verwendung alkaliarmer Trägerkörper notwendig. Auch bei fehlender Feuchtigkeit erfolgt bei alkalireichen Trägerkörpern ein Schichtabbau durch anodische Oxydation. Der Effekt ist abhängig von Feldstärke und Temperatur.

Der Temperaturkoeffizient der Glanzkohleschicht ist in erster Linie von der Schichtdicke abhängig. Er beträgt etwa

$$TK_R \approx (-2 \text{ bis } -8) \cdot 10^{-4} \cdot \text{grad}^{-1}.$$

Die Schichtdicke übt auch auf verschiedene andere Eigenschaften einen wesentlichen Einfluß aus. Im allgemeinen sind niederohmige Schichten rauschärmer, weniger frequenzabhängig, impulsfester und höher belastbar.

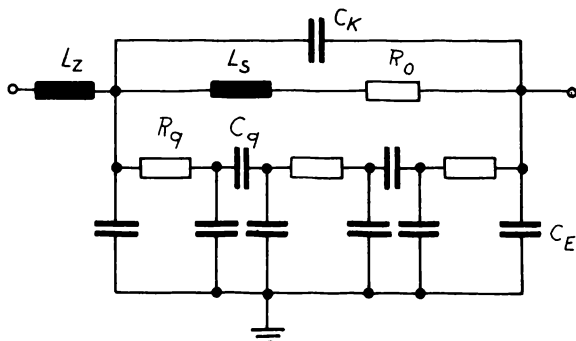


Bild 2.6 Ersatzschaltbild eines Wendelschichtwiderstandes bei hohen Frequenzen

Durch den Wendelschliff wird die Induktivität des Schichtwiderstandes etwas erhöht. Es gilt das Ersatzschaltbild nach Bild 2.6

Hierin bedeuten:

- L_S Induktivität des Kohlebandes,
- L_Z Induktivität der Zuleitungen,
- $R_g C_g$ Reihenwiderstand und Reihenkapazität von Wendel zu Wendel,
- R_0 Gleichstromwiderstand des Kohlebandes,
- C_K Kapazität zwischen den beiden Metallkappen,
- C_E Kapazität gegen benachbarte Bauelemente.

Im allgemeinen sind Eigenkapazität und Eigeninduktivität so klein, daß sie bis zu Frequenzen von ca. 100 MHz vernachlässigt werden können.

Nicht gewendelte Schichtwiderstände entsprechender Kontaktierung können bis etwa 3000 MHz verwendet werden.

Durch die Einlagerung von Boratomen in das Kristallgitter entstehen Störstellen, die eine wesentliche Herabsetzung des Temperaturkoeffizienten zur Folge haben.

Die Einlagerung von Bor ist eine technische Variante unter vielen, um qualitative Verbesserungen zu erreichen. Andere Möglichkeiten sind z.B. eine Dotierung mit Silizium oder Titan. Folgende Tabelle gibt einen Überblick über das derzeitige Typenprogramm von Schichtwiderständen.

Typenübersicht Schichtwiderstände

<u>Typ</u>	<u>Anwendung</u>
Schichtwiderstände Bauform 2; 6; 7; 8; 10 Kennfarbe 5	Glanzkohleschichtwiderstände für Rundfunk- und Fernseh- geräte, Elektronik und nor- malen Industriegebrauch
Schichtwiderstände Bauform 1 Kennfarbe 1	Widerstände für erhöhte An- forderungen, Meßinstrumente, Meßgeräte
Schichtwiderstände Bauform 6; 7 Kennfarbe 8	Widerstände für Meßinstru- mente und Meßgeräte
Borkohleschichtwiderstände Gütegruppe B Bauform 6; 7; 8; für 3W auch 9	
Höchstohmschichtwiderstände Bauform 4; 5; 6; 7	Widerstände für Dosimeter, Geiger-Müller-Zählrohre, Ionisationskammern, Vor- schaltwiderstände u.ä.
UKW-Schichtwiderstände Bauform 3	Einsetzbar bis 1000 MHz bei entsprechenden Anpassungs- forderungen
Schichtwiderstände mit homo- gener Schichtverteilung Bauform 3	Verwendbar bis 3000 MHz. Spezieller Einsatz in Richt- funkgeräten und als Ab- schlußwiderstand
Hochlastschichtwiderstände, luft- und wassergekühlt	Verwendbar als strahlungs- freie Belastungswiderstände in der Sendertechnik. Ab- sorber für UKW - Weichen und Filterplexer von Fernseh- sendern

In Bild 2.7 sind die zur Zeit gefertigten Bauformen von Schichtwiderständen zusammengestellt.

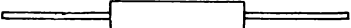
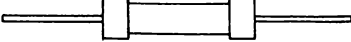
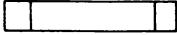
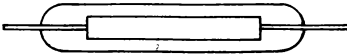

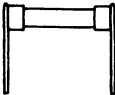
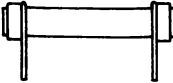
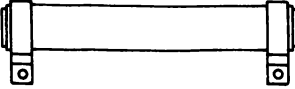
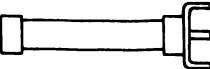
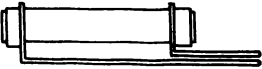
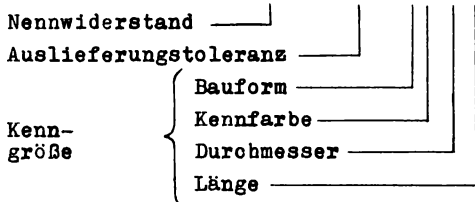
1	
2	
3	
4	
5	
6	
7	
8	
9	
10	

Bild 2.7 Bauformen

Den Widerständen einer bestimmten Kenngröße werden entsprechenden Nennverlustleistungen und Prüfcharakteristiken zugeordnet, die den Standards für Hauptkennwerte zu entnehmen sind. Die Kenngröße setzt sich zusammen aus Kurzzeichen (Ziffern) für die Bauform, die Kennfarbe und die geometrischen Abmessungen des Widerstandskörpers. Die Darstellung erfolgt durch eine mehrstellige Zahl, wobei die Bauform und die Kennfarbe von den geometrischen Abmessungen durch einen Punkt getrennt sind. Es ist zu beachten, daß die Kennfarbe allein keine Eigenschaft eines Schichtwiderstandes charakterisiert.

Beispiel:

Schichtwiderstand 100 k Ω 5% 11.511 TGL 14133



Die Prüfcharakteristik setzt sich zusammen aus dem Typ und der Klimaprüfklasse. Jeder Prüfcharakteristik entspricht ein bestimmtes Prüfprogramm.

Nach ihrer zeitlichen Konstanz und ihren Verwendungsmöglichkeiten bei verschiedenen Umgebungstemperaturen werden die Widerstände in folgende vier Typen unterteilt:

Typ	für Betrieb unter Nennlast max. zul. Umgebungstemperatur	Anwendung
I A	40 °C	für Schaltungen in denen hohe zeitliche Konstanz verlangt wird.
I B	70 °C	
II A	40 °C	für Schaltungen in denen keine hohe zeitliche Konstanz verlangt wird.
II B	70 °C	

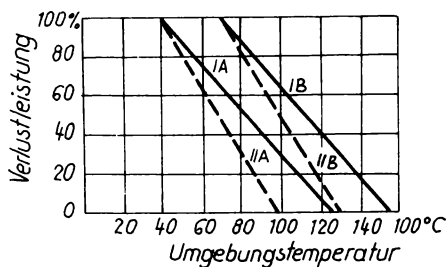


Bild 2.8 Verlustleistung der Schichtwiderstände nach TGL 4615, Bl.1, in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

In Bild 2.8 ist die Abhängigkeit der zulässigen Verlustleistung von der Umgebungstemperatur dargestellt. Wenn die Temperatur 40 bzw. 70 °C übersteigt, muß die Belastung entsprechend diesen Diagrammen reduziert werden.

Die Klimaprüfklasse kennzeichnet die angewendeten Schärfegrade der Klimaprüfung mit Kälte, trockener Wärme und feuchter Wärme. Sie macht keine direkte Aussage über die Anwendungsmöglichkeiten in bestimmten Klimaten, aber es kann eine typische Betriebs-eignung daraus abgelesen werden. Die Prüfklasse wird durch eine dreistellige Zahl symbolisiert. Dabei gilt folgende Zuordnung:

- erste Ziffer: Schärfegrad der Prüfung mit Kälte nach TGL 9204;
- zweite Ziffer: Schärfegrad der Prüfung mit trockener Wärme nach TGL 9205;
- dritte Ziffer: Schärfegrad der Prüfung mit feuchter Wärme nach TGL 9206, Bl. 3.

Die folgenden Tabellen enthalten die Angaben über die für Schichtwiderstände üblichen Klimaprüfklassen, die zulässigen Temperaturkoeffizienten in Abhängigkeit von der Nennlast und vom Widerstandswert sowie über die Kennfarben.

Klima - Prüfklassen

Prüfung	Prüfklasse								
	424	425	426	434	435	436	444	445	446
Klimatische Folge									
trockene Wärme °C	155	155	155	125	125	125	100	100	100
feuchte Wärme Zykl.	1	1	1	1	1	1	1	1	1
Kälte °C	-55	-55	-55	-55	-55	-55	-55	-55	-55
feuchte Wärme Zykl.	5	1	--	5	1	--	5	1	--
feuchte Wärme Konstant- prüfung Tage	56	21	4	56	21	4	56	21	4

Temperaturkoeffizient in $10^{-6} \cdot \text{grad}^{-1}$

Widerstandswert in $M\Omega$ bei Nennverlustleistung in W				Zulässige Werte für Typ			
0,05 / 0,125	0,25	0,5	1 / 2 / 3	IA IB	IIA IIB		
0,10	0,22-	0,47	2,2	+200 bis - 400	+400 bis		
0,10-0,47	0,22-1,0	0,47 -2,2	2,2	+200 bis -800	-1000		
0,47-2,2	1,0 -4,7	2,2	-	+200 bis -1200	+400 bis -2500		
2,2	4,7	-	-	+200 bis -1600	+400 -4000		

Vorzugsbereiche für Widerstände mit gegenüber der Prüfoha- rakteristik eingeeingtem Temperaturkoeffizienten

Kenngröße	TK 50	TK 100
11.310	200 bis 100 k Ω	100 bis 200 k Ω
11.511	200 bis 300 k Ω	100 bis 510 k Ω
11.618	200 bis 510 k Ω	100 bis 680 k Ω
11.720	200 bis 820 k Ω	100 bis 1,5 M Ω
11.1030	200 bis 1 M Ω	100 bis 2,2 M Ω

Kennfarben	
Kennfarbe 1	braun
Kennfarbe 5	grün
Kennfarbe 8	grau

Es sei noch einmal darauf hingewiesen, daß die in diesen Lehrbriefen gemachten Aussagen nur begrenzte zeitliche Gültigkeit besitzen können, da die TGL-Vorschriften ständigen Veränderungen ausgesetzt sind.

Außerdem ist zu beachten, daß außerhalb der DDR Normenwerke bestehen (z.B. GOST, MIL, IEC), die z.T. andere Definitionen aufweisen und anders klassifizieren.

2.2.2. Metallschichtwiderstände

Metallschichtwiderstände werden durch Aufbringen einer dünnen Metallschicht auf einen Tragkörper gebildet. Die Verfahren, nach denen die Metallschicht dem Glas- oder Porzellankörper aufgetragen wird, sind bei den einzelnen Herstellern unterschiedlich. Niederohmige Widerstände erhält man z.B. durch das Einbrennen von Pasten, die aus feinverteiltem Material in organischen Lösungsmitteln bestehen. Anwendung finden auch thermisch leicht spaltbare Metallverbindungen. Hochohmige Metallschichtwiderstände lassen sich mit Hilfe der Katodenzerstäubung herstellen. Das am weitesten verbreitete Verfahren ist jedoch das Aufdampfen im Vakuum. Bei einer Evakuierung auf 10^{-4} Torr und weniger lassen sich stabilere und besser reproduzierbare Verhältnisse garantieren als mit den anderen Verfahren. Die Tatsache, daß Metallschichten verwendet werden, legt die Vermutung nahe, die Eigenschaften der Metallschichtwiderstände entsprächen denen der Drahtwiderstände.

Dies trifft jedoch nicht zu. Kompakte Metalle zeigen ein anderes Verhalten als dünne Metallschichten. Der Ordnungszustand der zu einer dünnen Schicht gehörenden Kristallite ist gegenüber der Ordnung in kompakten Körpern gestört. Außerdem können Spannungen auftreten und Verunreinigungen der Oberfläche sich stärker auswirken. Mit wachsendem Ordnungszustand - d.h. bei wachsender Schichtdicke - und höherer Reinheit nähern sich die Eigenschaften der Metallschicht denen des kompakten Metalls. Je dünner die Schicht ist, desto kleiner wird die Beweglichkeit der Ladungsträger, desto größer folglich der Widerstand, während gleichzeitig der Temperaturkoeffizient abnimmt.

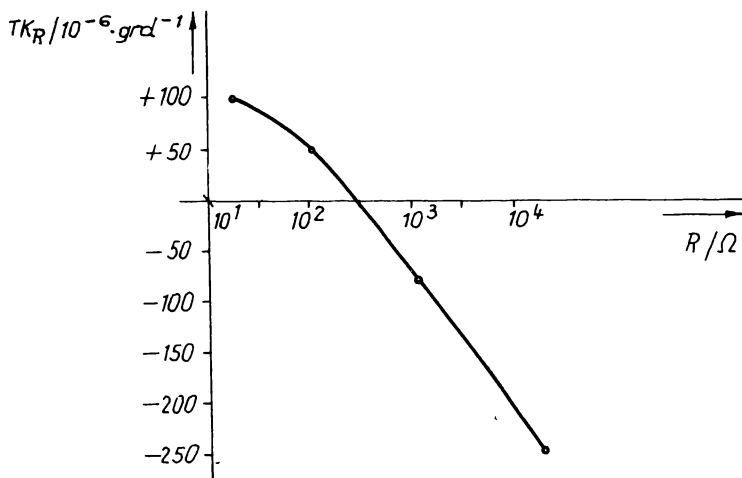


Bild 2.9 Temperaturkoeffizient einer Ni-Cu-Schicht in Abhängigkeit vom Widerstandswert

Bild 2.9 zeigt die Abhängigkeit des Temperaturkoeffizienten für eine Chrom-Nickelschicht vom Widerstandswert, d.h. von der Schichtdicke. Es ist zu sehen, daß der Temperaturkoeffizient sein Vorzeichen wechselt. Das bedeutet, daß unter bestimmten Umständen der Temperaturkoeffizient nahezu zu Null gemacht werden kann.

Metallschichtwiderstände haben gegenüber Kohleschichtwiderständen eine Reihe von Vorteilen: 1. Der Temperaturkoeffizient ist im allgemeinen wesentlich kleiner; 2. Das Rauschen von Metallschichtwiderständen liegt bis zu einer Größenordnung unter dem von Kohleschichtwiderständen; 3. Metallschichtwiderstände besitzen eine hohe zeitliche Konstanz.

Nachteilig bei Metallschichtwiderständen ist, daß sie gegenwärtig noch nicht beliebig hochohmig hergestellt werden können. Mit Abnahme der Schichtdicke ist auch immer eine Abnahme der Stabilität verbunden. Die heute am weitesten verbreiteten Ni-Cr-Schichtwiderstände haben bei Benutzung der Aufdampftechnik Schichtdicken im Bereich von 10^{-1} bis 10^{-3} μm .

Metallschichtwiderstände sind besonders für Schaltungen geeignet, in denen es auf hohe zeitliche Konstanz und geringe Temperaturabhängigkeit ankommt.

Die Konstanz und die anderen Parameter können verbessert werden, wenn die Widerstände nicht mit Nennlast bzw. wenn sie bei niedrigen Umgebungstemperaturen betrieben werden. (Das gilt nicht nur für Metallschichtwiderstände! Vgl. Lehrbrief 1)

2.3. Massewiderstände

Massewiderstände sind Widerstandsvollkörper. Es ist hier also nicht zu unterscheiden zwischen leitendem Teil und isolierendem Trägerkörper, sondern der Widerstand in seiner Gesamtheit, seinem vollen Volumen ist das elektrisch wirkende Teil.

Eine Möglichkeit, Massewiderstände herzustellen, besteht in der Verwendung von Gemischen aus Ruß oder Graphit mit nichtleitenden Harzen. Diese Bauformen sind heute bei uns weitestgehend durch keramische Erzeugnisse abgelöst. In anderen Ländern jedoch werden sie - z.T. in sehr großer Zahl - angewendet. Volumenwiderstände dieser Art bestehen aus einem Keramikröhrchen, in das das Ruß-Lack-Gemisch zusammen mit den Anschlußdrähten eingepreßt wird. Die in der DDR gefertigten keramischen Massewiderstände bestehen aus Magnesium-Titan-Spinell oder Siliziumkarbid. Neuere Materialien sind Sinterkörper aus Pulvergemischen von hochschmelzenden Metallen (Wolfram, Molybdän, Tantal, Thorium) mit hochschmelzenden Oxyden.

Das Gros der gegenwärtig eingesetzten Massewiderstände wird jedoch von den keramischen Widerständen dargestellt. Sie zeichnen sich durch enorme Belastbarkeit aus. Ihre weiteren Vorteile bestehen in ihrer Robustheit und daraus sich ergebender hoher Zuverlässigkeit, in der niedrigen Eigeninduktivität und in ihrer Korrosionsbeständigkeit. Nachteile, die ihnen anhaften, sind in erster Linie die relativ große Eigenkapazität, die durch die hohe Dielektrizitätskonstante des Siliziumkarbids verursacht wird, und die Temperaturabhängigkeit des Temperaturkoeffizienten.

Massewiderstände werden als Heizstäbe, Dämpfungswiderstände für Sicherungselemente, Zündwiderstände für Quecksilber-Hochdrucklampen, Entstörwiderstände in Verbrennungsmotoren und als Hochlastwiderstände in der gesamten Leistungselektronik angewendet. Hersteller ist der VEB Keramische Werke Hermsdorf.

2.4. Farbcode für Widerstände

Während bei Widerständen größerer Verlustleistung Angaben über Widerstandswert, Nennverlustleistung und Toleranz aufgestempelt werden, kennzeichnet man die Kleinstwiderstände durch Farbpunkte oder Farbringe. Nach der internationalen Übereinkunft gilt zwischen Farben und Zahlenwert folgende Zuordnung:

Farbe	1. Ziffer	2. Ziffer	Multiplikator	Toleranz
silber	-	-	10^{-2}	$\pm 10\%$
gold	-	-	10^{-1}	$\pm 5\%$
schwarz	-	0	1	-
braun	1	1	10	$\pm 1\%$
rot	2	2	10^2	$\pm 2\%$
orange	3	3	10^3	-
gelb	4	4	10^4	-
grün	5	5	10^5	-
blau	6	6	10^6	-
violett	7	7	10^7	-
grau	8	8	10^8	-
weiß	9	9	10^9	-
keine	-	-	-	$\pm 20\%$

Um mit diesen Wertigkeiten der Farben einen Widerstandswert angeben zu können, bedarf es eines Codes. Zwei verschiedene Möglichkeiten stehen zur Verfügung:

1. Standard-RMA-Code

Erste Ziffer: Grundfarbe des Widerstandskörpers

Zweite Ziffer: Farbe einer Kappe des Widerstandes

Multiplikator: Farbpunkt oder Farbring in der Mitte des Widerstandskörpers. Stimmen Farbe des Multiplikators und Grundfarbe überein, so gilt letztere auch für die Anzahl der Nullen.

Toleranzen: Farbpunkt oder Farbring zwischen Multiplikator und farbiger Kappe

2. IEC - Farbcode

Erste Ziffer: Farbpunkt auf einer Kappe des Widerstandes

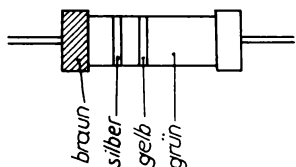
Zweite Ziffer: Farbpunkt auf dem Widerstandskörper neben der Kappe

Multiplikator: Dritter Farbpunkt

Toleranzen: Vierter Farbpunkt

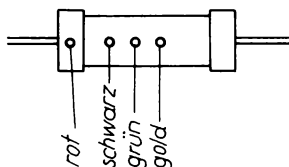
Beispiele siehe Bild 2.10

a) Farbcode RMA



= $510 \text{ k}\Omega \pm 10 \%$

b) Farbcode IEC



= $2 \text{ M}\Omega \pm 5 \%$

Bild 2.10 Beispiele für Farbcodierung

2.5. Veränderbare Widerstände

Für viele technische Zwecke ist es notwendig, einen Widerstandswert kontinuierlich verändern oder einen beliebigen Teil eines Gesamtwiderstandes abgreifen zu können. Für die Bewältigung dieser Aufgabe wurden verschiedene Typen veränderbarer Widerstände entwickelt, die sich in erster Linie durch die Leistung, die sie verarbeiten können unterscheiden.

Für kleine Leistungen werden meist Schichtdrehwiderstände eingesetzt. Die Widerstandsschicht besteht aus einer abriebfesten Spezial-Kohleschicht. Sie wird auf Hartpapierstreifen aufgespritzt, aus denen dann die Leiterbahnen ausgestanzt werden. Auf dieser Widerstandsbahn gleitet ein Schleifkontakt, der in der Regel aus einer Spezial-Kohle besteht. Die Härte des Schleifkontaktes und die Abriebfestigkeit der Widerstandsbahn müssen so aufeinander abgestimmt sein, daß durch Auftragen von Teilchen des Kontaktes auf die Widerstandsbahn der Gesamtwiderstand nicht verringert bzw. durch Abreiben von Leiterteilchen der Widerstandsbahn diese nicht hochohmiger wird.

Schichtdrehwiderstände gibt es in den verschiedensten Ausführungen: In den sog. Tandem-Schichtwiderständen sind zwei einfache Schichtwiderstände baulich zusammengefaßt, die durch ein gemeinsames Bedienungselement betätigt werden.

Ein Doppelschichtdrehwiderstand hingegen ist eine bauliche Zusammenfassung von zwei einfachen Schichtdrehwiderständen, die getrennte konzentrische Bedienungselemente besitzen.

In vielen Fällen wird keine beliebige, ständig vorzunehmende Widerstandsvariation verlangt, sondern es genügt, wenn der Widerstand zu Abgleichzwecken einmal auf einen bestimmten Wert eingestellt und dann verhältnismäßig lange Zeit ohne weitere Änderung auf diesem Wert belassen wird. Für diese Abgleich- und Justieraufgaben werden Einstellregler verwendet, die nur mit Schraubenzieher verstellt werden können.

Man unterscheidet bei Schichtdrehwiderständen zwischen normalen Ausführungen, die besonders für den Einsatz in der Konsumgüterindustrie vorgesehen sind, und Spezialausführungen, die den erhöhten Anforderungen der kommerziellen Technik gewachsen sind.

Als veränderbare Widerstände hoher Auflösung, d.h. hoher Einstellgenauigkeit, werden mehrgängige Potentiometer gefertigt. Bei ihnen beträgt der Drehwinkel, den der Schleifkontakt von einem Ende der Widerstandsbahn zum anderen zurückzulegen hat, mehrere volle Umdrehungen. Schichtdrehwiderstände besitzen im allgemeinen drei Lötflächen: Schleifer, Anfang und Ende der Widerstandsbahn. Es können jedoch noch weitere Lötflächen - Anzapfungen - an die Widerstandsbahn angeschlossen sein. Die wichtigsten Bestimmungsstücke eines Schichtdrehwiderstandes sind in Bild 2.11 skizziert:

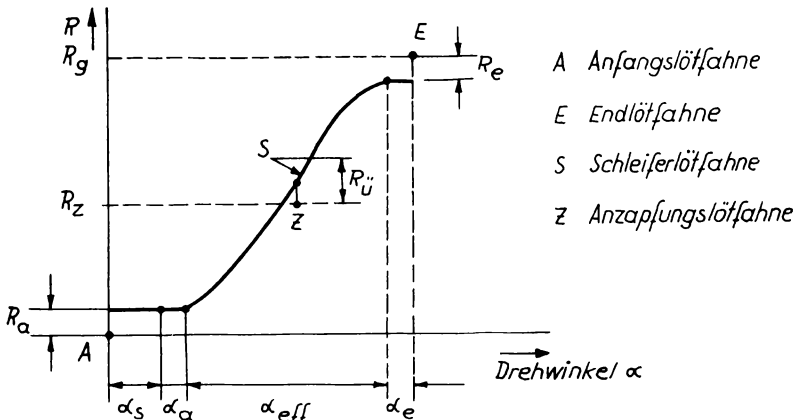


Bild 2.11 Definition der Kennwerte eines Drehwiderstandes nach TGL 9099

Nennwiderstand R_N ist der Widerstandswert, der für die Anwendung und Benennung unter Berücksichtigung der Toleranz als Grundlage dient.

Gesamtwiderstand R_g ist der Widerstandswert zwischen Anfangslötfläche A und Endlötfläche E bei Anschlagstellung des Schleifers am niederohmigen Ende.

Anfangsanschlagwert R_a ist der Widerstand zwischen Anfangslötfläche A und Schleiferlötfläche S in der Anfangsstellung des Schleifers.

Endanschlagwert R_e ist der Widerstand zwischen der Endlötfläche E und der Schleiferlötfläche S in der Endstellung des Schleifers.

Übergangswiderstand R_u ist der kleinste zwischen einer Anzapflötfahe Z und der Schleiflötfahe S beim Durchdrehen des Schleifers auftretende Widerstand.

Arbeitsbereich α_{eff} ist der Bereich, in dem sich der Widerstandswert entsprechend der vorgeschriebenen Kurve ändert.

Anfangsbereich α_a ist der Bereich, den der Schleifer zurücklegt, um von dem Anfangsanschlag in den Arbeitsbereich zu gelangen.

Endbereich α_e ist der Bereich, den der Schleifer nach Verlassen des Arbeitsbereiches bis zum Erreichen des Endanschlages zurücklegt.

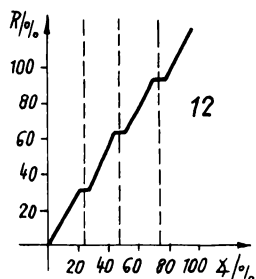
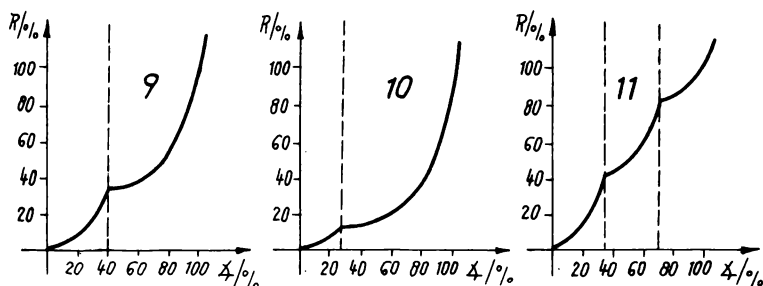
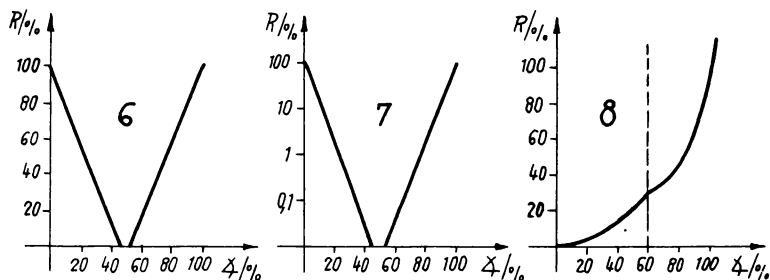
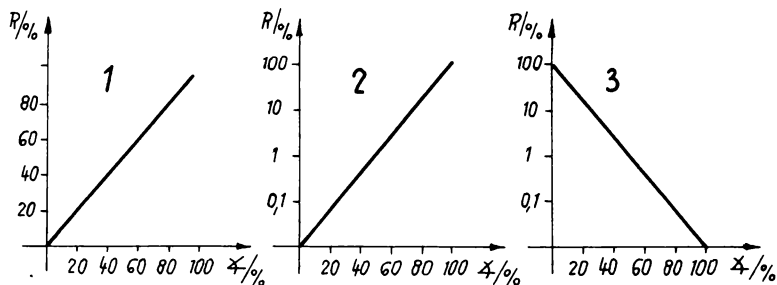
Schalterbereich α_s ist der Bereich, der für einen eingebauten Drehschalter festgelegt ist.

Der Widerstandsverlauf in Abhängigkeit vom Drehwinkel kann verschiedenen mathematischen Funktionen entsprechen. (Siehe Bild 2.12)

Eine Kenngröße, die besonders bei Tandem-Schichtdrehwiderständen von Bedeutung ist, ist der Gleichlauf. Er gibt an, mit welcher Genauigkeit die beiden Kurven übereinstimmen.

Für manche Anwendungen interessiert das sog. Drehgeräusch, d.h. die beim Durchdrehen eines mit Gleichspannung belasteten Schichtdrehwiderstandes auftretende Wechselspannung. Es wird gefordert, daß bei einer Drehgeschwindigkeit von 15 Doppelwegen pro Minute die zwischen Schleifer und Anfangslötfahe auftretende Wechselspannung folgende Werte nicht überschreitet:

Nennwiderstand	angelegte Gleichspannung	Rauschspannung
$< 1 \text{ k}\Omega$	3 V	$\leq 7,5 \text{ mV}$
$\geq 1 \text{ k}\Omega$	10 V	$\leq 25 \text{ mV}$



- 1 linear
- 2 steigend exponentiell
- 3 fallend exponentiell
- 6 zweimal linear (Überblender)
- 7 zweimal exponentiell (Überblender)
- 8 mit 1 Abgriff bei 60...80% d. Drehbereiches
- 9 mit 1 Abgriff bei 40...60% des Drehbereiches
- 10 mit 1 Abgriff bei 20...40% des Drehbereiches
- 11 mit 2 Abgriffen: erster bei 30...50% d. Drehbereiches
zweiter bei 50...70% d. Drehbereiches
- 12 linear mit drei gleichmäßig über den Drehbereich
verteilten Abgriffen

Bild 2.12 Widerstandsverlauf als Funktion des Drehwinkels

Die höchstzulässige Betriebsspannung zwischen Anfangs- und Endlötfläche läßt sich aus der Nennverlustleistung berechnen. Je nach Nenngröße liegen die Werte zwischen 250 V und 750 V. Schichtdrehwiderstände werden mit Wechselspannung hinsichtlich der Spannungsfestigkeit zwischen Gehäuse und dem eigentlichen Widerstandselement geprüft. Die Höhe der Prüfspannung richtet sich nach der Nenngröße.

Der Temperaturkoeffizient ist für den Bereich zwischen -10°C und $+70^{\circ}\text{C}$ wie folgt vorgeschrieben:

R_N	TK_R
$< 1 \text{ M}\Omega$	$\leq \pm 2 \cdot 10^{-3} \text{ grd}^{-1}$
$\geq 1 \text{ M}\Omega$	$\leq \pm 3 \cdot 10^{-3} \text{ grd}^{-1}$

Schichtdrehwiderstände müssen des weiteren eine Reihe von mechanischen Forderungen erfüllen. Die genaueren Einzelheiten sind in den zuständigen TGL-Blättern zusammengefaßt. Es werden heute Schichtdrehwiderstände mit Nennverlustleistungen von 0,05 W bis 1 W gefertigt.

Für größere Leistungen werden entweder Drahtwiderstände oder Schiebewiderstände eingesetzt.

Über die speziellen Ausführungen und Eigenschaften der einzelnen Typen sind die entsprechenden Informationen den TGL-Blättern und den Katalogen der Hersteller zu entnehmen.

Hersteller von Schichtdrehwiderständen ist der VEB Elektro- und Radiosubehör Dorfhaun.

Hersteller von Drahtdrehwiderständen: VEB Elektrogerätewerk Gornsdorf.

Hersteller von Schiebewiderständen: Oskar Heine KG Dresden.

3. Nichtlineare Widerstände

Nichtlineare Widerstände sind dadurch gekennzeichnet, daß ihr Widerstandswert von der Größe der anliegenden Spannung bzw. vom Betrag des hindurchfließenden Stromes abhängig ist.

Die Strom-Spannungskennlinie ist keine Gerade. Ihr Verlauf ist bei den verschiedenen Typen von nichtlinearen Widerständen durch den jeweils wirkenden physikalischen Mechanismus bestimmt, kann aber auch durch die Herstellung des speziellen Bauelementes in gewissen Grenzen beeinflußt werden.

Die Nichtlinearität der U-I-Kennlinie kann sowohl durch eine direkte Abhängigkeit der elektrischen Leitfähigkeit von einer physikalischen Größe (Stromdichte, Feldstärke, Beleuchtung), bedingt sein, als auch über sekundäre Erscheinungen (z.B. durch Erwärmung) zustande kommen.

Die verschiedenen Gruppen von nichtlinearen Widerständen sollen in den folgenden Abschnitten behandelt werden.

3.1. Temperaturabhängige Widerstände

Im 1. Lehrbrief war bei der Behandlung der verschiedenen Stromleitungsmechanismen stets die Abhängigkeit von der Temperatur mit erläutert worden. Es ist bekannt, daß es Leiterwerkstoffe mit positivem und solche mit negativem Temperaturkoeffizienten gibt. Während bei linearen Widerständen stets ein möglichst kleiner TK_R angestrebt wurde, ist es bei der Herstellung temperaturabhängiger nichtlinearer Widerstände im allgemeinen erwünscht, einen großen TK_R zu erlangen.

Temperaturabhängige Widerstände werden Thermistoren genannt (Thermistor = thermal sensitive resistor).

Es muß zwischen Thermistoren mit negativem und solchen mit positivem TK_R unterschieden werden.

Da jede Temperaturänderung träge vor sich geht, sind Thermistoren für schnelle Vorgänge nicht geeignet. Sie benötigen stets eine gewisse Zeit, um nach einer Änderung der ihnen aufgeprägten Leistung oder der Umgebungstemperatur ein neues thermisches Gleichgewicht mit ihrer Umgebung einzugehen.

3.1.1. Temperaturabhängige Widerstände mit negativem Temperaturkoeffizienten

Diese Widerstände sind durch einen hohen Widerstand im kalten Zustand und einen niedrigen Widerstand im warmen Zustand gekennzeichnet. Sie werden daher häufig als Heißleiter bezeichnet. In der angelsächsischen Literatur ist die Abkürzung NTC üblich (NTC $\hat{=}$ Negative Temperature Coefficient).

3.1.1.1. Temperatur - Widerstandskennlinie

Die hier zunächst zu behandelnden Heißleiter sind komplizierte Mehrstoffsyste \ddot{m} e. Ihrem Leitungsmechanismus nach sind sie Halbleiter, der Herstellungstechnologie nach keramische Sinterwerkstoffe. Sie tragen daher den Namen keramische Halbleiter. Sie zeichnen sich wie alle Halbleiter durch eine starke Temperaturabhängigkeit des Leitvermögens aus (Siehe Lehrbrief 01 !). Da die elektrische Leitfähigkeit \propto nach der Gleichung

$$\propto = \text{Konstante} \cdot e^{-\frac{\Delta W}{kT}}$$

mit der Temperatur zunimmt - Siehe Lehrbrief 1, Gleichung (1.14) muß der elektrische Widerstand nach der Beziehung

$$R = \alpha \cdot e^{\frac{b}{T}} \quad (3.1)$$

mit T abnehmen.

Diese Gleichung gilt für die meisten Anwendungsfälle mit hinreichender Genauigkeit. Es bedeuten:

R den Widerstand des Heißleiters bei einer bestimmten absoluten Temperatur T,

a die Mengenkongstante; a ist abhängig von den Werkstoffeigenschaften und von Form und Größe des Widerstandes.

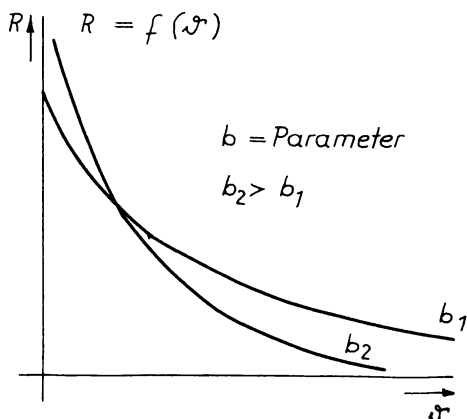
Die Maßeinheit von a ist das Ohm;

b die Energiekonstante; b ist die wichtigste Kenngröße eines Heißleiters. Sie ist bestimmend für den Widerstands-Temperaturverlauf;

Maßeinheit von b ist das $^{\circ}\text{K}$;

T die absolute Temperatur in $^{\circ}\text{K}$.

Wenn $R = f(\vartheta)$ grafisch dargestellt wird, ergibt sich der in Bild 3.1 dargestellte Verlauf.



**Bild 3.1 Widerstands-Temperaturverlauf
von Heißeitern**

Aus dieser Abbildung ist der Einfluß der Größe b auf das Verhalten des Heißeiters recht deutlich zu erkennen. Je größer b ist, desto steiler verläuft die Widerstands-Temperaturkennlinie. Bei der Messung dieser Kennlinie muß darauf geachtet werden, daß der Wert des Widerstandes nicht durch die Eigenerwärmung infolge des fließenden Meßstromes beeinflusst wird. Es ist also der Heißeiter in einem Thermostaten unterzubringen und mit möglichst kleinem Meßstrom zu arbeiten. Wenn aber die $R = f(\vartheta)$ - Charakteristik bekannt ist, läßt sich daraus die Energiekonstante b sehr einfach ermitteln.

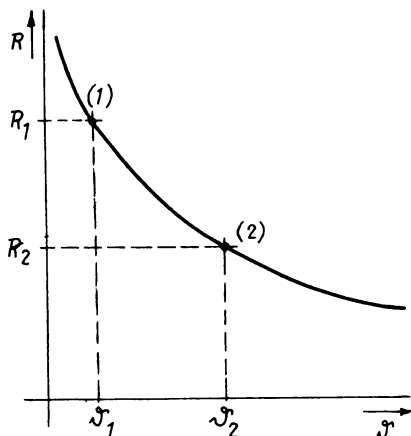


Bild 3.2 Zur Ermittlung von b aus $R = f(J)$

Man benötigt dazu lediglich zwei Meßpunkte mit den Werten T_1, R_1 bzw. T_2, R_2 .

$$\begin{aligned} T_1 &= 273 + J_1 & R_1 &= \alpha \cdot e^{\frac{b}{T_1}} \\ T_2 &= 273 + J_2 & R_2 &= \alpha \cdot e^{\frac{b}{T_2}} \end{aligned}$$

$$\ln R_1 = \ln \alpha + \frac{b}{T_1}$$

$$\ln R_2 = \ln \alpha + \frac{b}{T_2}$$

$$\ln R_1 - \ln R_2 = b \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right)$$

$$b = \frac{1}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}} \cdot \ln \left(\frac{R_1}{R_2} \right)$$

$$b = \ln \left(\frac{R_1}{R_2} \right) \cdot \frac{T_1 \cdot T_2}{T_2 - T_1} \quad (3.2)$$

Im allgemeinen, d.h., wenn in den Datenblättern der Hersteller nicht anders vermerkt, wird die Energiekonstante zwischen 20 °C und 50 °C gemessen.

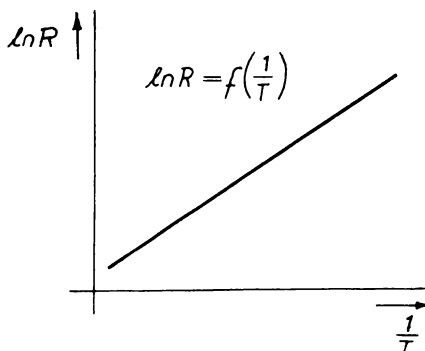


Bild 3.3 Logarithmische Darstellung
der Halbleitercharakteristik

Eine andere Art der Darstellung ist in Bild 3.3 angegeben. Gemäß der Gleichung (3.2) ist der Anstieg der sich hier ergebenden Geraden identisch mit b .

Die Beziehung nach Gleichung (3.1) gilt nicht für beliebig große Temperaturbereiche, aber die Abweichungen sind im allgemeinen vernachlässigbar. Falls genaue Untersuchungen angestellt werden sollen, ist die genauere Gleichung (3.3) anzuwenden:

$$\varrho = A \cdot T^{-D} \cdot e^{\frac{b}{T}}. \quad (3.3)$$

Darin sind

ϱ = spezifischer Widerstand (Ωcm) bei der Temperatur $T [^{\circ}\text{K}]$,

A = Konstante,

T = absolute Temperatur ($^{\circ}\text{K}$),

b = Energiekonstante ($^{\circ}\text{K}$),

D = kleine negative Größe, abhängig vom Halbleiterwerkstoff und von der Form des Widerstandes.

Für die meisten praktischen Belange genügt jedoch die Beziehung nach Gleichung (3.1)

Nach Gleichung (3.1) lässt sich der Temperaturkoeffizient TK_R wie folgt berechnen:

$$R = \alpha \cdot e^{\frac{b}{T}}$$

$$TK_R = \frac{dR}{R} \cdot \frac{1}{dT} = \frac{dR}{dT} \cdot \frac{1}{R}$$

$$TK_R = - \frac{b \cdot \alpha \cdot e^{\frac{b}{T}}}{T^2} \cdot \frac{1}{\alpha \cdot e^{\frac{b}{T}}}$$

$$TK_R = - \frac{b}{T^2} \quad (3.4)$$

Da der Temperaturkoeffizient bei jeder Temperatur einen anderen Wert hat, wird im allgemeinen nicht TK_R sondern b als Kenngröße angegeben. Die Energiekonstante kann in einem gewissen Temperaturbereich als konstant angesehen werden. Mit Kenntnis der Energiekonstanten lässt sich über die Gleichung (3.4) für jede beliebige Temperatur der zugehörige TK_R berechnen. Bild 3.4 zeigt die Funktion $TK_R = f(T)$ mit b als Parameter.

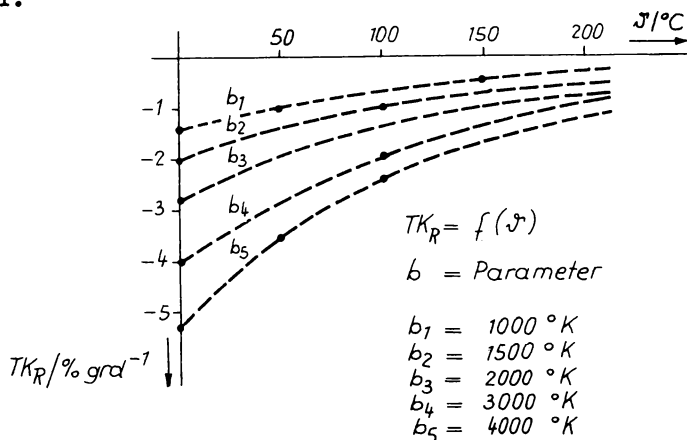


Bild 3.4 Temperaturabhängigkeit des Temperaturkoeffizienten bei Halbleitern

Große Werte des TK_R lassen sich somit erreichen, wenn b groß und die Temperatur niedrig sind.

Wenn also für bestimmte Zwecke ein möglichst hoher TK_R gefordert ist, empfiehlt es sich, den Heißleiter entsprechend zu kühlen. Wenn beispielsweise ein Heißleiter bei 27°C einen Temperaturkoeffizienten von $-5\% \text{ grad}^{-1}$ besitzt, so steigt der TK_R bei einer Temperaturerniedrigung auf -123°C auf den Wert $-20\% \text{ grad}^{-1}$.

Allerdings ist dabei zu berücksichtigen, daß der Widerstand R ebenfalls stark zunimmt.

3.1.1.2. Strom-Spannungs-Kennlinie

Fließt durch den Heißleiter ein Strom, so wird eine gewisse Leistung in Wärme umgesetzt. Solange diese Leistung so gering ist, daß keine nennenswerte Erwärmung erfolgt und damit keine Widerstandsänderung vonstatten geht, wird die U-I-Kennlinie notwendigerweise dem Ohmschen Gesetz, $R = \frac{U}{I} = \text{konst.}$, gehorchen. Die Strom-Spannungs-Charakteristik eines Heißleiters muß also in ihrem Anfangsbereich linear verlaufen.

Mit steigendem Strom wird die Verlustleistung und mit dieser die Eigenerwärmung zunehmen. Von einer bestimmten Leistung an wird sich die Widerstands-Temperatur-Charakteristik in der U-I-Kennlinie bemerkbar machen. Es kommt zu einer nicht mehr vernachlässigbaren Abweichung von der Nichtlinearität. Diese Leistung heißt die Grenzleistung ohne Eigenerwärmung:

$$P_{oe} = I_{oe} \cdot U_{oe}$$

Die Grenzleistung ist diejenige Leistung, bei der die durch die Stromerwärmung bewirkte Widerstandsänderung in ruhender Luft von 20°C kleiner oder höchstens gleich $0,3\%$ ist.

Eine weitere Steigerung des Stromes bewirkt, daß der Widerstand merklich niederohmiger wird; die Spannung am Heißleiter nimmt folglich langsamer zu, als es der linearen Beziehung entspräche; die Kurve verläuft flacher.

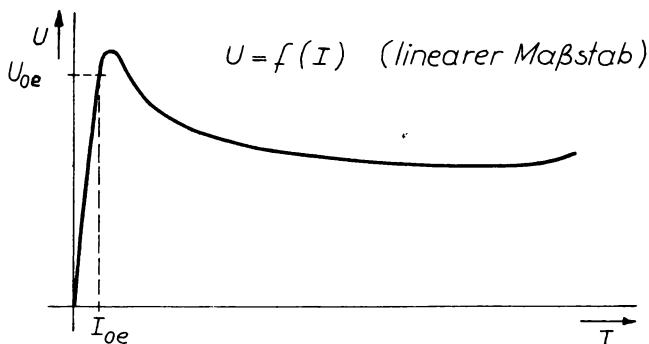


Bild 3.5a Strom-Spannungs-Kennlinie in linearem Maßstab

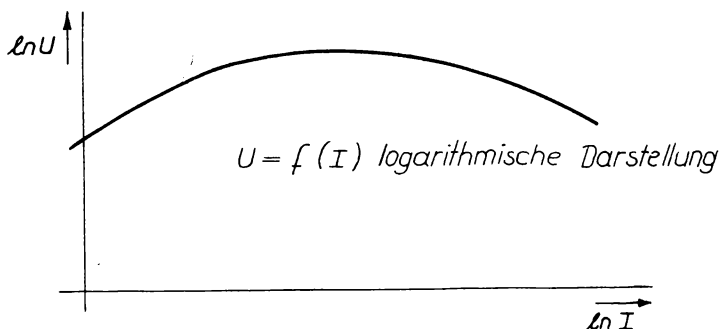


Bild 3.5b Strom-Spannungs-Kennlinie in logarithmischem Maßstab

Wenn der Strom weiter erhöht wird, erreicht die Leistung und damit die Temperatur am Widerstand derartige Werte, daß die U-I-Kennlinie ein Maximum durchläuft und anschließend wieder fällt. Bei sehr hohen Werten des Stromes schließlich ist die Temperatur so hoch, daß gemäß Gleichung (3.4) der TK sehr klein ist. Hier hat eine Temperaturerhöhung keine nennenswerte Widerstandsänderung mehr zur Folge, die Strom-Spannungs-Kennlinie steigt wieder an.

Die so gewonnene Charakteristik gilt nur statisch. Es war ja vorausgesetzt worden, daß die Stromänderung zu einer Temperaturänderung führen soll.

Das setzt voraus, daß dem Heißeiter eine hinreichend lange Zeit gewährt wird, einen Ausgleichsvorgang zu durchlaufen, bis sich mit der Umgebungstemperatur und der zugeführten Leistung ein Gleichgewichtszustand einstellt. Die U-I-Kennlinie wird mithin aufgenommen, indem an den Heißeiter eine bestimmte Spannung U angelegt und nach ausreichend langer Zeit der Strom I abgelesen wird. Es ist dabei wichtig, dem Widerstand genügend Zeit zu lassen, bis alle Ausgleichsvorgänge abgeklungen sind. Die Strom-Spannungs-Kennlinie muß bei konstanter Umgebungstemperatur aufgenommen werden. Die Zusammensetzung des umgebenden Mediums sowie seine Geschwindigkeit bezüglich der Oberfläche des Heißeiters und die Wärmeableitungsbedingungen müssen während der Messung konstant gehalten werden.

Die von den Herstellern angegebenen Kennlinien sind meist auf 20 °C in ruhender Luft bezogen.

Wenn die Umgebungstemperatur, das Medium oder die Wärmeableitungsbedingungen geändert werden, gelten andere Kennlinien.

Die Temperatur, die der Heißeiter an den einzelnen Punkten der U-I-Kennlinie besitzt, läßt sich aus dem statischen Widerstand bestimmen, wenn die $R = f(\mathcal{N})$ Charakteristik bekannt ist. Da die Hersteller immer den Kaltwiderstand R_{20} , d.h. den Widerstand bei 20 °C angeben, läßt sich, wenn aus der U-I-Kennlinie der statische Widerstand R_T ermittelt wurde, mit Hilfe des Diagramms leicht die zugehörige Temperatur bestimmen (Siehe Bild 3.6!).

Wenn sich nach einer Stromänderung eine bestimmte Temperaturänderung des Heißeiters eingestellt hat und ein thermisches Gleichgewicht mit der Umgebung besteht, dann wird die gesamte im Heißeiter umgesetzte Leistung an die Umgebung abgegeben. Das läßt sich beschreiben durch die Gleichung

$$I^2 \cdot R_{\mathcal{N}} = C \cdot \mathcal{N}_{\mathcal{U}} \quad (3.5)$$

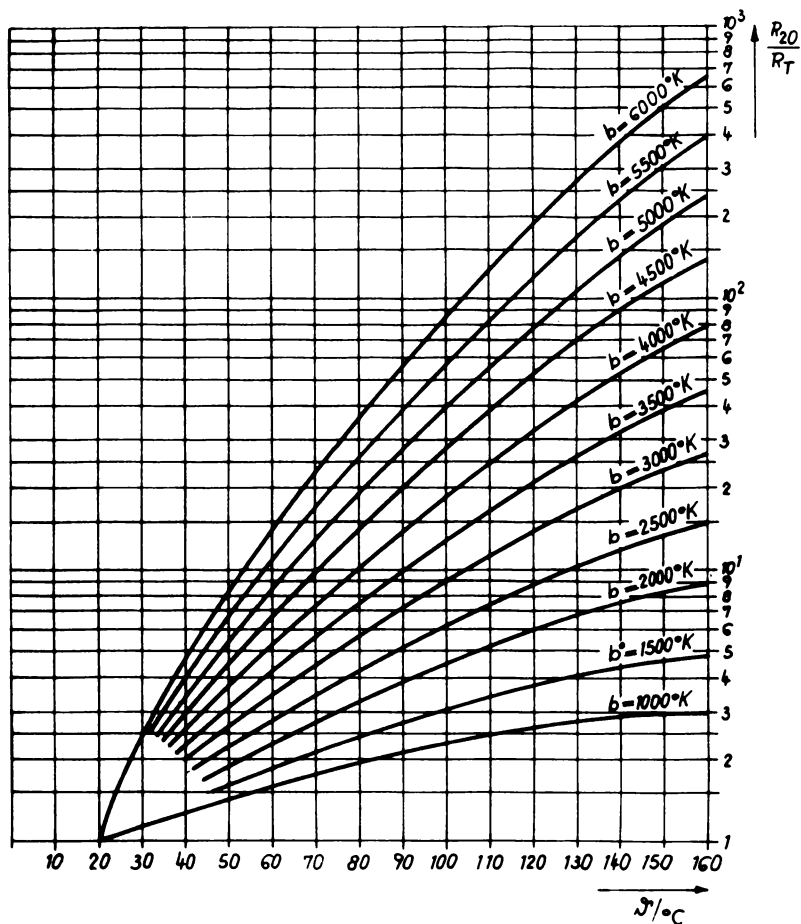


Bild 3.6 Diagramm zur Ermittlung des Widerstandes von Heißeleitern in Abhängigkeit von der Temperatur

Dabei sind

I = der im Heißleiter fließende Strom;

$R_{\mathcal{J}}$ = der statische Widerstand in diesem eingeschwungenen Zustand;

C = die Dissipationskonstante; sie gibt an, in welchem Maße der Heißleiter Wärme an die Umgebung abzugeben vermag und beinhaltet Wärmeabgabe durch Leitung, Konvektion und Strahlung $[C] = \frac{W}{\text{grad}}$;

$\mathcal{J}_{\ddot{U}}$ = die Übertemperatur, d.h. die Differenz zwischen der Temperatur des Heißleiters im eingeschwungenen Zustand und der Umgebungstemperatur.

Die Größe der Dissipationskonstanten C hängt vom Material, von den Abmessungen und von der Oberflächenbeschaffenheit ab.

Sie wird jedoch auch beeinflusst von den Eigenschaften des umgebenden Mediums und von der Temperatur des Heißleiters.

Die Dissipationskonstante sagt aus, wieviel Leistung bei einer Umgebungstemperatur von 20°C zugeführt bzw. abgeführt werden muß, damit sich die Temperatur des Heißleiters um 1°C erhöht bzw. verringert.

Aus der U-I-Kennlinie und der Widerstands-Temperatur-Kennlinie kann man die Dissipationskonstante errechnen.

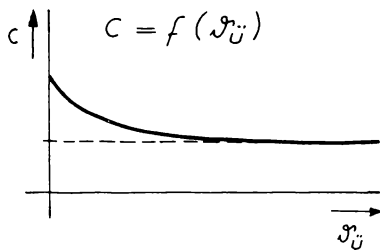
Man bestimmt zu diesem Zweck aus der U-I-Kennlinie für einen bestimmten Punkt den statischen Widerstand und ermittelt aus $R = f(\mathcal{J})$ bzw. nach Bild 3.6 den zugehörigen Temperaturwert T .

Damit liegt $\mathcal{J}_{\ddot{U}}$ fest, da die U-I-Charakteristik bei einer bekannten Temperatur - in der Regel 20°C - aufgenommen worden ist.

Nunmehr kann die Gleichung (3.5) umgestellt werden zu

$$C = \frac{I^2 \cdot R_{\mathcal{J}}}{\mathcal{J}_{\ddot{U}}} .$$

Berechnet man einige Werte der Dissipationskonstanten, so erkennt man, daß sie abhängig ist von der Erwärmung.



**Bild 3.7 Temperaturabhängigkeit
der Dissipationskonstanten**

Die Abhängigkeit der Dissipationskonstanten von der Übertemperatur ist für jeden Thermistor eines Types die gleiche. Sie wird Dissipationskennlinie dieses Typs genannt.

Wenn andererseits die Dissipationskennlinie und die Temperaturkennlinie eines Heißleiters vorliegen, dann kann die U-I-Kennlinie für eine beliebige Temperatur berechnet werden.

Für einen vorgegebenen Wert der Temperatur entnimmt man aus der Temperaturkennlinie den statischen Widerstand R.

Mit der Dissipationskennlinie und der bekannten Umgebungstemperatur gewinnt man die Größe von C und errechnet aus Gleichung (3.5) den Strom I

$$I = \sqrt{\frac{C \cdot T_U}{R_{\mathcal{T}}}} \quad (3.6)$$

Für den Spannungsabfall am Thermistor gilt dann:

$$U = \sqrt{C \cdot T_U \cdot R_{\mathcal{T}}} \quad (3.7)$$

Wie aus Bild 3.5 ersichtlich, durchläuft die U-I-Kennlinie ein Maximum und ein Minimum. Die Berechnung dieser beiden Extremwerte ist auf folgende Weise möglich:

Nach Gleichung (3.5) gilt:

$$P = I^2 \cdot R_{\mathcal{T}} = U \cdot I = C T_U$$

$$U \cdot I = C \cdot (T - T_{\text{umg}})$$

$$\ln U + \ln I = \ln C + \ln (T - T_{\text{umg}})$$

$$T_{\text{umg}} = \text{Umgebungstemperatur}$$

Aus Gleichung (3.1) folgt :

$$R = \frac{U}{I} = \alpha \cdot e^{\frac{b}{T}}$$

$$\ln U - \ln I = \ln \alpha + \frac{b}{T}$$

Die Addition dieser beiden Gleichungen ergibt :

$$\ln U = \frac{1}{2} \ln \alpha + \frac{1}{2} \ln C + \frac{1}{2} \ln (T - T_{umg}) + \frac{b}{2T}$$

Daraus wird :

$$U = \sqrt{C(T - T_{umg}) \cdot \alpha \cdot e^{\frac{b}{T}}} \quad (3.7a)$$

Differentiation nach T und Nullsetzen liefern :

$$\left. \begin{aligned} T_{Umax} &= \frac{b}{2} - \sqrt{\frac{b^2}{4} - b \cdot T_{umg}} \\ T_{Umin} &= \frac{b}{2} + \sqrt{\frac{b^2}{4} - b \cdot T_{umg}} \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

Die Temperatur an der Extremwertstelle wird von der Energiekonstanten und von der Umgebungstemperatur bestimmt.

Für die heute praktisch verwendeten Energiekonstanten von $b = 2000^\circ\text{K}$ bis 5000°K ergibt sich mit einer Umgebungstemperatur

$$T_{umg} = 20^\circ\text{C}$$

$$T_{Umax} \approx (42 \text{ bis } 82)^\circ\text{C} : \text{Temperatur, bei der Spannungsmax. vorliegt}$$

$$T_{Umin} \approx (3170 \text{ bis } 4412)^\circ\text{C} : \text{Temperatur, bei der Spannungsmin. vorliegt}$$

Daraus ist zu ersehen, daß bis zu den maximal zulässigen Betriebstemperaturen handelsüblicher Thermistoren kein Minimum auftreten kann. Praktisch weicht jedoch bei Temperaturen über 300°C die Kennlinie von dem Verlauf nach Gleichung (3.1) ab, so daß bei Thermistoren mit einer Energiekonstante $b < 2000^\circ\text{K}$ ein Spannungsminimum nachweisbar ist.

Das Spannungsmaximum eines Thermistors läßt sich ohne Schwierigkeiten messen, so daß auch mit Hilfe der oben angegebenen Gleichungen die Dissipationskonstante berechnet werden könnte, wenn a und b bekannt sind.

Da jedoch von den Herstellern meist der Kaltwiderstand R_{20} genannt wird, empfiehlt es sich, C auf folgendem Wege zu bestimmen:

Mit Gleichung (3.8) und (3.7a) wird:

$$U_{max} = \sqrt{C \cdot (T_{Umax} - T_{Um}) \cdot a \cdot e^{\frac{b}{T_{Umax}}}}$$

Nach (3.1) gilt:

$$\frac{U}{I} = R_{20} \cdot e^{b\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{293^{\circ}K}\right)}$$

Daraus ergibt sich:

$$C = \frac{U_{max}^2}{(T_{Umax} - 293) \cdot R_{20} \cdot e^{b\left(\frac{1}{T_{Umax}} - \frac{1}{293^{\circ}K}\right)}} \quad (3.9)$$

3.1.1.3. Dynamisches Verhalten

Für alle zeitlich rasch ablaufenden Vorgänge ist die statische Strom-Spannungs-Kennlinie nicht anwendbar, da der Heißleiter auf Grund seiner Wärmeträgheit kurzzeitigen Stromänderungen nicht zu folgen vermag.

Das dynamische Verhalten ergibt sich aus einer Energiebilanz: Die zugeführte elektrische Energie muß gleich sein der Energie, die im Heißleiter in Form von Wärme gespeichert wird, plus der Energie, die an die Umgebung abgegeben wird.

Es muß also gelten:

$$W_{el} = W_{sp} + W_{ab}$$

$$U \cdot i \cdot dt = H \cdot d\mathcal{T} + C \mathcal{T}_{\ddot{U}} \cdot dt \quad (3.10)$$

U = Spannung,

i = Strom,

dt = Zeitelement,

H = Wärmekapazität,

$\mathcal{T}_{\ddot{U}}$ = Übertemperatur,

$d\mathcal{T}$ = Temperaturerhöhung,

C = Dissipationskonstante.

Diese Differentialgleichung sagt aus, daß die pro Zeiteinheit zugeführte elektrische Leistung erstens eine Temperaturerhöhung $d\mathcal{T}$ erzeugt (abhängig von H) und daß sie zweitens nach Maßgabe der Dissipationskonstanten und der Übertemperatur zu einem Teil an die Umgebung abgegeben wird.

Diese Gleichung kann man umstellen:

$$U \cdot i = H \cdot \frac{d\mathcal{T}}{dt} + C \cdot \ddot{\mathcal{T}}$$

$$\frac{d\mathcal{T}}{dt} = \frac{1}{H} (U \cdot i - C \cdot \ddot{\mathcal{T}})$$

$$\frac{d\mathcal{T}}{dt} = \frac{1}{H} (U \cdot i - P_A)$$

$$C \cdot \ddot{\mathcal{T}}$$

ist eine Gleichstromleistung, die für jeden Arbeitspunkt A genau angegeben werden kann:

$$C \cdot \ddot{\mathcal{T}} = P_A$$

Für die exakte Untersuchung dynamischer Vorgänge muß diese Gleichung zugrunde gelegt werden.

Eine quantitative Auswertung soll hier nicht vorgenommen werden. Es sei nur kurz auf folgende qualitativen Zusammenhänge hingewiesen:

Abkühlungskennlinie

Wenn ein durch Eigen- oder Fremderwärmung aufgeheizter Thermistor sich wieder abkühlt, dann wird je nach Abkühlungsbedingungen sein Widerstand als Funktion der Zeit einen Zeitverlauf ähnlich dem in Bild 3.8 skizzierten nehmen.

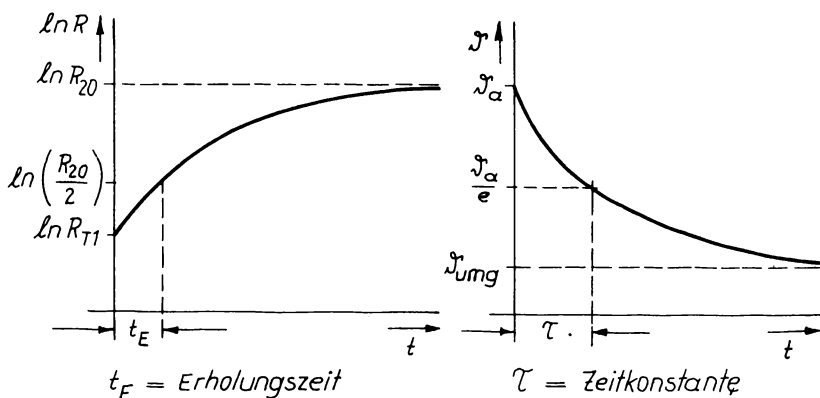


Bild 3.8 Abkühlungsvorgang

Als Erholungszeit wird dabei diejenige Zeit bezeichnet, die ein Heißeiter braucht, um bei Abkühlung von einer bestimmten Temperatur T_1 auf 20°C in ruhender Luft seinen halben Kaltwiderstandswert anzunehmen. Die Bezugstemperatur ist bei den einzelnen Typen verschieden und in den Datenblättern eingetragen. (500°C ; 250°C ; 150°C ; 120°C).

Für die Abkühlungskurve gilt nach Gleichung (3.10):

$$\begin{aligned} u \cdot i \cdot dt &= 0 = H d_{\mathcal{T}} + C \cdot \mathcal{T}_{\ddot{U}} \cdot dt \\ H \cdot d_{\mathcal{T}} &= - C \cdot \mathcal{T}_{\ddot{U}} \cdot dt \\ \frac{H}{C} &= - \mathcal{T}_{\ddot{U}} \cdot \frac{dt}{d_{\mathcal{T}}} = \tau \quad (3.11) \end{aligned}$$

Wenn C konstant wäre, ergäbe sich als Lösung dieser Gleichung eine e-Funktion. Da aber $C = f(\mathcal{T})$ ist, läßt sich die Gleichung nicht geschlossen lösen, bzw. muß man entsprechende Abweichungen vom exponentiellen Verlauf, d.h. Differenzen zwischen Rechnung und Messung in Kauf nehmen.

Die Größe τ wird als Zeitkonstante bezeichnet. Sie entspricht derjenigen Zeit, in der die Temperatur des Heißeiters auf den $\frac{1}{e}$ -ten Teil ihres Anfangswertes abgesunken ist. Im Gegensatz zur Erholungszeit ist die Zeitkonstante nicht an bestimmte Werte von Anfangs- und Endtemperatur gebunden. (Siehe Bild 3.81) .

Aufheizkennlinie

Die Aufheizkennlinie gibt den zeitlichen Verlauf der Widerstandsänderung bei Erwärmung des Heißeiters an. Entsprechend dem hauptsächlichen Verwendungszweck der einzelnen Heißeiter-Typengruppen werden diese Aufheizkennlinien unter verschiedenen Bedingungen aufgenommen.

Wenn die Aufheizung durch den hindurchfließenden Strom erfolgt und die Temperatur nicht auf allzu hohe Werte ansteigt, kann man annehmen, daß die Wärmeverlustleistung proportional der Übertemperatur $\mathcal{T}_{\ddot{U}} = \Delta T$ ist: $\Delta P = C \cdot \Delta T$

Es gilt: $TK_R = - \frac{b}{T^2} = \frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{1}{\Delta T}$

Mit : $\Delta P = C \cdot \Delta T$ wird:

- 44 - $\frac{\Delta R}{R} = - \frac{b}{T^2} \cdot \frac{\Delta P}{C}$

Für

$$\frac{\Delta R}{R} = 1\% \quad \text{ergibt sich:} \quad \Delta P_1 = \frac{C}{100 \cdot TK_R}.$$

Dieses ΔP_1 ist also der Leistungsbedarf für eine Widerstandsänderung von 1%.

In Bild 3.9 ist der prinzipielle Verlauf einer Aufheizkennlinie skizziert.

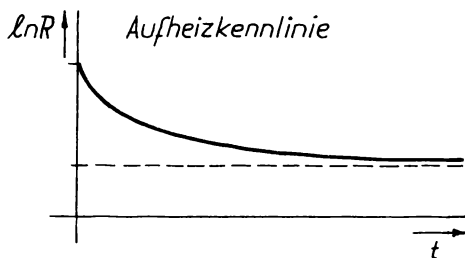


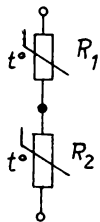
Bild 3.9 Aufheizkennlinie

3.1.1.4. Schaltungstechnik

Es soll untersucht werden, in welcher Weise sich die Eigenschaften zusammenschalteter Heißeiter zu einem resultierenden Bauelement ergänzen. Weiterhin interessiert die Kombination von Heißeitern mit linearen Widerständen.

3.1.1.4.1. Reihenschaltung von Heißeitern

Schaltet man zwei Heißeiter in Reihe, so ergibt sich:



$$R_1 = a_1 \cdot e^{\frac{b_1}{T}}$$

$$R_2 = a_2 \cdot e^{\frac{b_2}{T}}$$

$$R_{ges} = R_1 + R_2 = a_{ges} \cdot e^{\frac{b_{ges}}{T}}.$$

Durch Differentiation nach $\left(\frac{1}{T}\right)$ erhält man:

$$\frac{d R_{ges}}{d\left(\frac{1}{T}\right)} = \frac{d R_1}{d\left(\frac{1}{T}\right)} + \frac{d R_2}{d\left(\frac{1}{T}\right)}$$

$$\frac{d R_{ges}}{d\left(\frac{1}{T}\right)} = \alpha_{ges} \cdot b_{ges} \cdot e^{\frac{b_{ges}}{T}} = b_{ges} \cdot R_{ges}$$

$$\frac{d R_1}{d\left(\frac{1}{T}\right)} = \alpha_1 \cdot b_1 \cdot e^{\frac{b_1}{T}} = b_1 \cdot R_1$$

$$\frac{d R_2}{d\left(\frac{1}{T}\right)} = \alpha_2 \cdot b_2 \cdot e^{\frac{b_2}{T}} = b_2 \cdot R_2$$

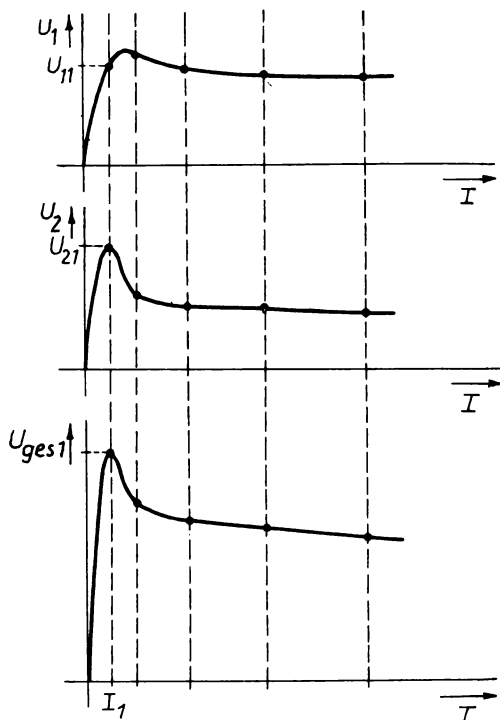
$$b_{ges} \cdot R_{ges} = b_1 \cdot R_1 + b_2 \cdot R_2.$$

Wenn nicht nur zwei, sondern beliebig viele Halbleiter in Serie geschaltet sind, erhält man analog:

$$b_{ges} = \frac{1}{R_{ges}} \cdot \sum_{v=1}^{v=n} R_v \cdot b_v \quad (3.12)$$

Wichtig ist festzuhalten, daß b_{ges} in Wirklichkeit keine Konstante, sondern abhängig von der Temperatur ist, da sowohl R_{ges} als auch R_v Funktionen von T sind.

Die u.U. etwas langwierige zahlenmäßige Auswertung kann durch eine grafische Lösung umgangen werden.



HL_1 ; $U-I$ -Kennlinie gegeben.

HL_2 ; $U-I$ -Kennlinie gegeben.

HL_{ges} ; $U-I$ -Kennlinie gesucht.
Vorgabe eines beliebigen Stromes, der in jedem Punkt der Reihenschaltung gleich ist.
Addition der Teilspannungen U_1 und U_2 ergibt U_{ges} bei diesem Strom.

$$U_{ges1} = U_{11} + U_{21} \text{ usw.}$$

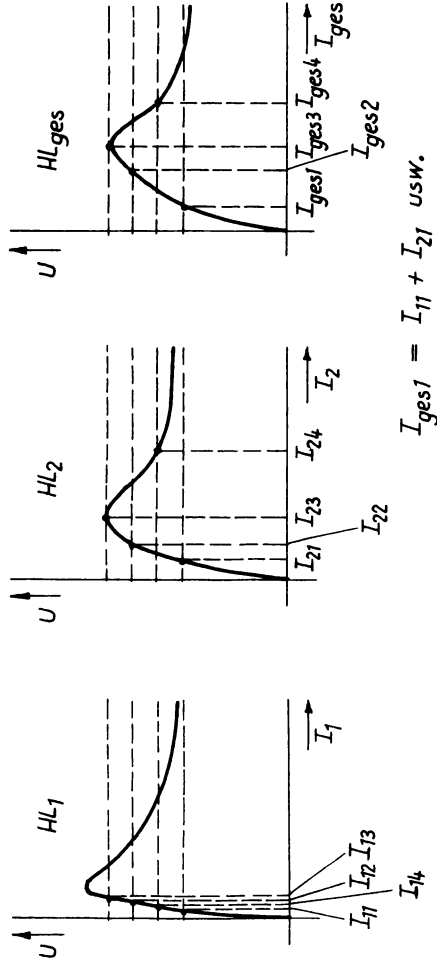
Bild 3.10 Graphische Ermittlung der Ersatzkennlinie für zwei in Reihe geschaltete Heißeiter

3.1.1.4.2. Parallelschaltung von Heißeitern

Über eine analoge Rechnung wie unter Punkt 3.1.1.4.1. erhält man für n parallelgeschaltete Heißeiter:

$$b_{ges} = R_{ges} \cdot \sum_{v=1}^{v=n} \frac{b_v}{R_v} \quad , \quad \text{mit} \quad \frac{1}{R_{ges}} = \sum_{v=1}^{v=n} \frac{1}{R_v} \quad . \quad (3.13)$$

Bei der Parallelschaltung mehrerer Heißeiter ist zu beachten, daß über dem mit dem kleinsten Widerstandswert infolge der fallenden Kennlinie der größte Strom fließt, so daß für ihn die Gefahr des Durchbrennens besteht, während die anderen Widerstände kälter bleiben. Dieser Tatsache ist auch bei der grafischen Behandlung Rechnung zu tragen.



Bei Parallelschaltung sind die Ströme verschieden, die Spannung ist gleich. Für einen vorgegebenen Spannungswert erhält man also den Gesamtstrom als Summe der Teilströme.

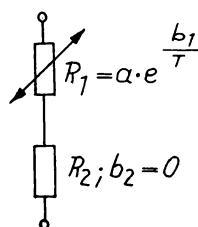
Aber beachte: Derjenige Heißleiter, dessen Spannungsmaximum den höheren Wert hat, wird nicht bis in das Gebiet der fallenden Kennlinie angesteuert. Denn dazu müßte ja erst das Maximum überschritten werden, was jedoch nicht möglich ist, da der andere Heißleiter mit dem niedrigeren Maximalwert die Spannung begrenzt.

Bild 3.11 Graphische Ermittlung der Ersatzkennlinie für zwei parallelgeschaltete Heißleiter

3.1.1.4.3. Reihenschaltung von Heißeilitern mit linearen Widerständen

Wird ein Heißeilitr mit einem linearen Widerstand kombiniert, so ist die Gleichung (3.12) im Prinzip anwendbar.

Es ist jedoch für den linearen Widerstand der zugehörige b-Wert Null zu setzen.



$$R_{ges} = R_1 + R_2$$

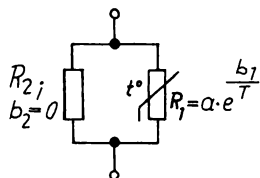
$$b_{ges} = \frac{1}{R_{ges}} \cdot (b_1 R_1 + \underbrace{b_2 R_2}_{=0})$$

$$b_{ges} = \frac{b_1 \cdot R_1}{R_1 + R_2} = b_1 \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

Durch Serienschaltung eines Heißeiliters mit einem linearen Widerstand erhält man also einen größeren Gesamtwiderstandswert bei kleinerem b-Wert der Kombination.

3.1.1.4.4. Parallelschaltung von Heißeilitern mit linearen Widerständen

Wenn ein Heißeilitr mit einem linearen Widerstand kombiniert wird, ergibt sich bei Parallelschaltung:



$$R_{ges} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$b_{ges} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{b_1}{R_1} = b_1 \cdot \frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + 1}$$

Es wird also sowohl der Widerstandswert als auch der b-Wert verkleinert.

3.1.1.5. Frequenzabhängigkeit der Heißleiter

Messungen, die bei Gleichstrom oder bei 50 Hz vorgenommen werden, unterscheiden sich praktisch nicht. Dagegen tritt bei hohen Frequenzen eine deutliche Abnahme des Widerstandes auf.

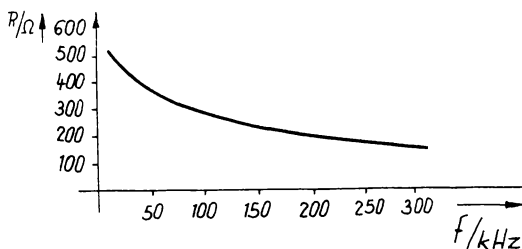


Bild 3.12 Frequenzabhängigkeit des
reellen Widerstandes bei einem
TNK-10-Widerstand

Es sei besonders darauf hingewiesen, daß es sich hier um einen reellen frequenzabhängigen Widerstand handelt. Die Leitfähigkeit des Materials ändert sich bei Änderung der Frequenz.

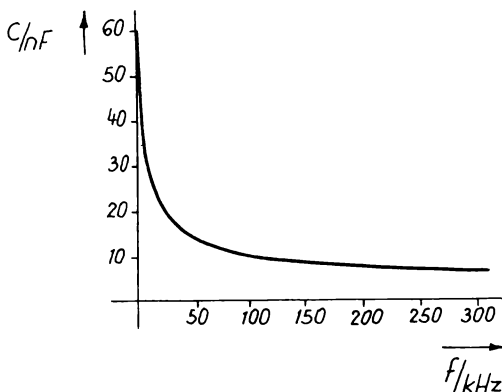


Bild 3.13 Frequenzabhängigkeit
der Kapazität bei einem TNK-10-
Widerstand

In Bild 3.13 ist die Abhängigkeit der Eigenkapazität von der Frequenz dargestellt. Auch hier ist nicht der kapazitive Blindwiderstand $\frac{1}{\omega \cdot C_e}$ gemeint, sondern der Betrag der Schaltgröße C_e (Nicht zu verwechseln mit der Dissipationskonstanten!).

Die Eigenkapazität ist temperaturabhängig. Sie nimmt mit steigender Temperatur zu.

(Siehe Katalog KWH Hermsdorf!) /9/

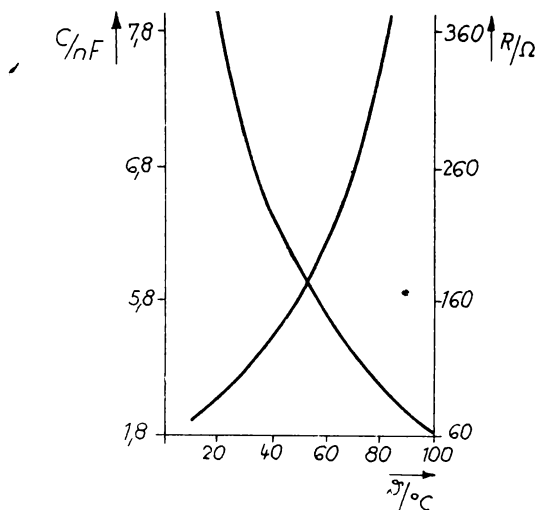


Bild 3.14 Temperaturabhängigkeit des reellen Widerstandes und der Kapazität bei einem TNK-10-Widerstand

3.1.1.6. Alterung

Der Alterungsprozeß setzt sich aus zwei Anteilen zusammen: aus der Alterung des Werkstoffes und aus der Alterung der Kontaktierungen. Die Alterung des Werkstoffes, die auf seine polykristalline Struktur zurückzuführen ist und nicht beeinflußt werden kann, ist meist sehr gering und gegenüber der Alterung der Kontaktierung zu vernachlässigen.

Die Gesamalterung wirkt sich meist in einer Erhöhung des Widerstandswertes aus.

Durch eine künstliche Alterung kann die zeitliche Konstanz verbessert werden /9/.

Die Stabilität ist um so besser, je geringer die thermische Beanspruchung der Widerstände im Betrieb ist.

Im allgemeinen liegen die Alterungsquoten bei ungefähr 1%/Jahr. Die maximal erreichbare Widerstandsstabilität beträgt 0,2%/Jahr. (Siehe Katalog KWH!).

3.1.1.7 Toleranzen (Siehe Katalog KWH!)

Die Heißeiter können nicht wie Kohleschichtwiderstände auf einen bestimmten Wert eingeschliffen werden. Sie müssen vielmehr durch Messung aus einer Charge ermittelt werden. Um die Preise erträglich zu halten, werden deshalb Heißeiter im allgemeinen mit Toleranzen von $\pm 20\%$ für den Widerstandswert, $\pm 20\%$ für den b-Wert geliefert/9/.

Grundsätzlich sind Heißeiter auch mit Widerstandstoleranzen von $\pm 10\%$ und b-Toleranzen von $\pm 10\%$ lieferbar, während Bauelemente mit Widerstands- und b-Toleranzen von $\pm 5\%$ nur in kleineren Stückzahlen bezogen werden können. In Einzelexemplaren sind auch Toleranzen von $\pm 2\%$ erhältlich.

Es muß darauf hingewiesen werden, daß es sinnvoll ist, die Schaltung, in der ein Heißeiter eingestzt ist, so auszuführen, daß eine ausreichende Justierungsmöglichkeit besteht. Die technisch günstigste Lösung für die Einhaltung einer bestimmten geforderten Kennlinie ist nicht die Verwendung von Heißeitern mit engster Toleranz, sondern eine Schaltung, bestehend aus Reihen- und Parallelschaltung von Heißeitern mit linearen Widerständen, die eine Kennlinienkorrektur gestattet.

3.1.1.8. Anwendung von Heißeleitern

3.1.1.8.1. Temperaturkompensation

Heißeleiter können zur Kompensation der Temperaturabhängigkeit von Widerständen mit positivem Temperaturkoeffizienten verwendet werden. Diese Kompensationsheißeleiter werden elektrisch so schwach belastet, daß ihr Widerstand nur von der Umgebungstemperatur bestimmt wird; d.h. sie werden möglichst weit unter ihrer Grenzleistung betrieben.

Bei Transistorschaltungen ist es notwendig, den Arbeitspunkt zu stabilisieren. Der Kollektorstrom ist temperaturabhängig, und ein Ansteigen über den maximal zulässigen Wert hinaus hätte die Zerstörung des Transistors zur Folge. Dem temperaturbedingten Anstieg des Kollektorstromes kann man entgegenwirken, indem die Basisvorspannung mit steigender Temperatur entsprechend verändert wird.

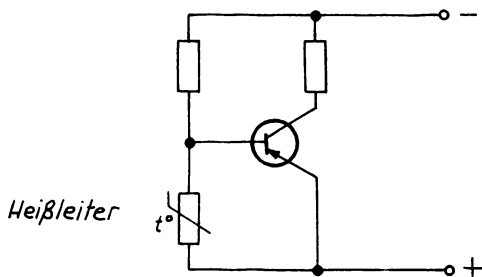


Bild 3.15 Stabilisierung des
Arbeitspunktes eines Transistors

Nähere Einzelheiten sind der Literatur /7/,/8/ zu entnehmen. Hier sei nur darauf hingewiesen, daß für das richtige Funktionieren dieser Schaltung zwischen Transistor und Heißeiter ein möglichst guter Wärmekontakt erforderlich ist.

3.1.1.8.2. Relaisverzögerung

Heißleiter zur Relaisverzögerung ermöglichen sowohl die Abfall- als auch die Anzugsverzögerung von 0,1s bis zu einigen Minuten.

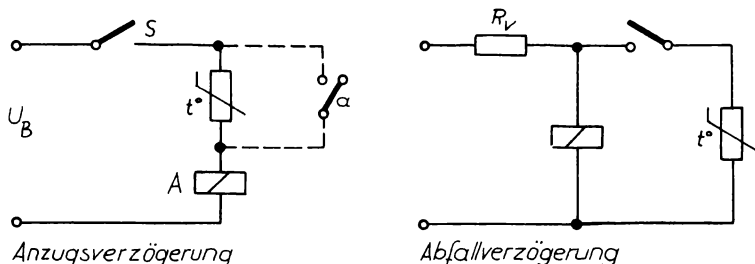


Bild 3.16 Relaisverzögerung

Die Wirkungsweise der in Bild 3.16 angegebenen Schaltungen kann man sich anhand der Abkühlungs- bzw. Aufheizkennlinie leicht klar machen. Im übrigen sei auf die Literatur verwiesen /4/.

3.1.1.8.3. Vermeidung von Einschaltstromstößen

Beim Einschalten von Motoren, Glühlampen, Kondensatoren, Röhrenheizkreisen usw. treten Einschaltstromspitzen auf, die die Spannungsquelle oder die in dem Kreis liegenden Bauelemente gefährden können. Der Einschaltvorgang kann durch Reihenschaltung eines Heißleiters auf ein ungefährliches Maß begrenzt werden. Die dafür verwendeten sog. Anlaßheißleiter werden elektrisch so stark belastet, daß ihr Widerstand durch die Eigenerwärmung abnimmt. Die Aufheizkennlinie des Heißleiters und der eigentliche Einschaltvorgang ergänzen sich zu einem resultierenden Stromverlauf, der keine gefährlichen Spitzen mehr aufweist /8/.

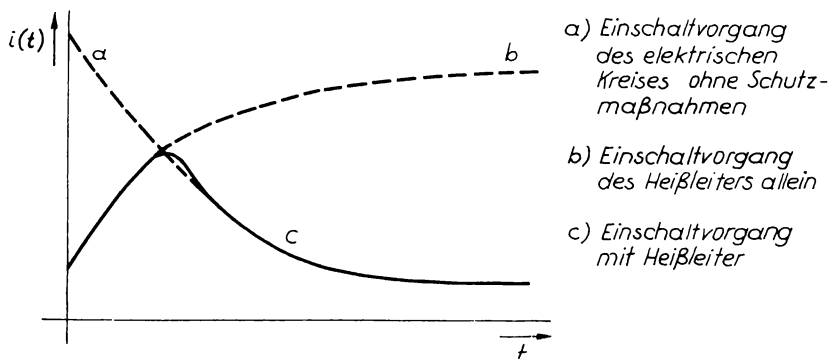


Bild 3.17 Einschaltvorgänge mit und ohne Heißleiter

3.1.1.8.4. Spannungsstabilisierung

An die zur Spannungsstabilisierung verwendeten sog. Regelwiderstände werden besondere Forderungen bezüglich ihrer U-I-Kennlinie gestellt. Sie soll innerhalb eines gewissen Bereiches möglichst parallel zur I-Achse verlaufen; , d.h. der Quotient

$$\frac{\Delta U}{\Delta I} \text{ soll möglichst klein sein.}$$

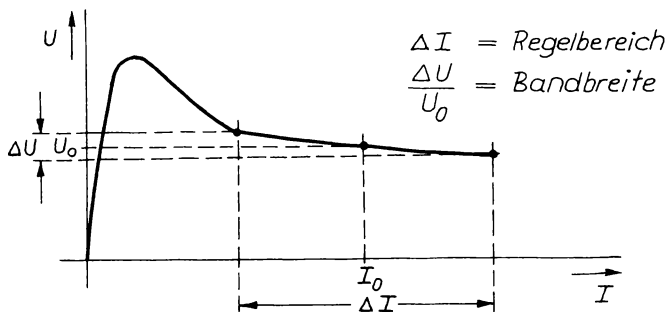


Bild 3.18 Regelwiderstandskennlinie

Der Ruhestrom I_0 wird so gewählt, daß bei Aussteuerung mit die dabei auftretende Spannungsänderung $\frac{\Delta U}{U_0}$ möglichst klein ist. $\frac{\Delta U}{U_0}$ heißt die Bandbreite des Heißleiters. Sie ist die wichtigste Kenngröße eines Regelwiderstandes. Eine einfache Methode zur Spannungsstabilisierung besteht z.B. in folgendem:

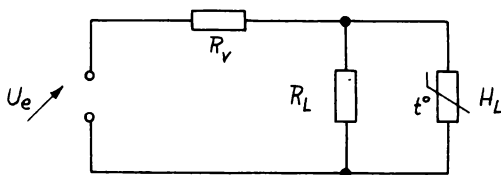


Bild 3.19 Spannungsstabilisierung mit Heißleiter

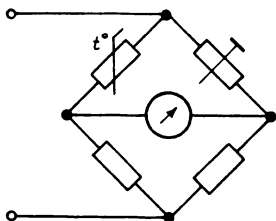
Eine zeitlich schwankende Spannung speist über einen Vorwiderstand einen Lastwiderstand R_L , für den konstante Betriebsspannung gefordert wird. Schwankungen der Eingangsspannung führen zu Stromänderungen, die sich als zusätzliche Erwärmung (oder Abkühlung) des parallel zu R_L liegenden Heißleiters auswirken. Damit ändert sich dessen Widerstand nach Maßgabe seiner $R = f(\vartheta)$ -Kennlinie. Die Spannungsschwankungen über dem Heißleiter - und somit über R_L - können bei richtiger Dimensionierung der Schaltung über einen beträchtlichen Strombereich sehr klein gehalten werden. Nachteilig an dieser Anordnung ist, daß die Regelung über thermische Ausgleichsvorgänge erfolgt und somit also sehr träge arbeitet. Schnelle Spannungsschwankungen werden nicht ausgeglichen. Nachteilig ist weiterhin die Abhängigkeit der Nennspannung U_N von der Umgebungstemperatur, da sich der Thermistorwiderstand im Betriebszustand mit etwa $1\%/^{\circ}\text{C}$ ändert. Vorteilhaft ist andererseits wieder, daß die Stabilisierung auf den Effektivwert des fließenden Stromes anspricht. Deshalb können mit dieser Schaltung Wechselströme und -spannungen in der Amplitude stabilisiert werden.

3.1.1.8.5. Fernsteuerung

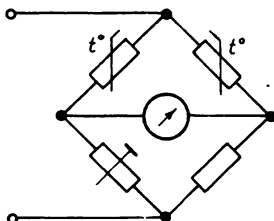
Indirekt geheizte Heißeiter sind zur Pegelregelung in Trägerfrequenzanlagen geeignet. Die Wirkungsweise dabei besteht darin, daß sich der Widerstand des Heißeiters durch einen Heizstrom, der von der zu regelnden Größe gesteuert wird, verändern läßt. Natürlich kann auf der gleichen Basis auch eine Fernsteuerung aufgebaut werden, wobei der Heißeiter je nach Größe der aufgetragten Heizleistung seinen Widerstandswert verändert.

3.1.1.8.6. Temperaturmessung

Die zur Temperaturmessung verwendeten Heißeiter (sog. Meßfühler) arbeiten bei möglichst geringer Eigenerwärmung, so daß ihr Widerstandswert nur von ihrer Umgebungstemperatur abhängig ist. Zur Erhöhung der Meßgenauigkeit werden sie häufig in Brückenschaltungen eingesetzt.



- a) Brücke wird bei bestimmter Temperatur abgeglichen. Abweichungen von diesem Sollwert werden sehr genau angezeigt.



- b) Brücke eignet sich besonders zur Messung von Temperaturdifferenzen.

Bild 3.20 Brückenschaltungen zur Temperaturmessung mit Heißeitern

3.1.1.8.7. Redundierung

Der Begriff der Redundanz wurde bereits im ersten Lehrbrief erläutert. Als Beispiel für eine einfache, häufig angewandte Möglichkeit der Redundierung einer Schaltung sei die Parallelschaltung eines Heißleiters mit einem linearen Widerstand betrachtet.

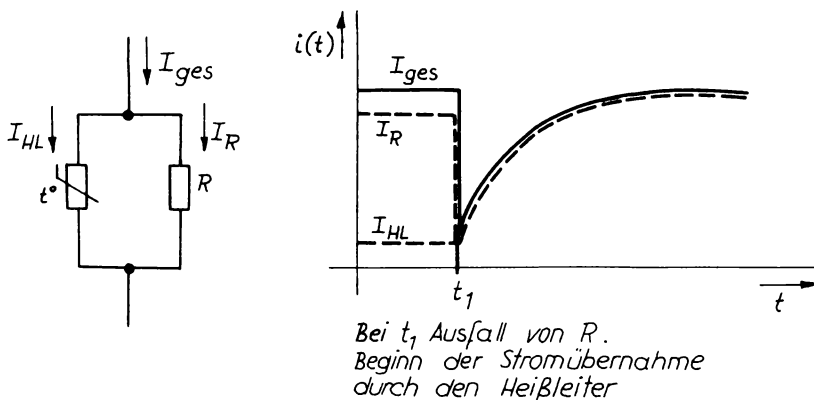


Bild 3.21 Schaltungsredundierung mit Heißleiter

Die Schaltung ist so dimensioniert, daß im Normalzustand der Strom durch den Heißleiter nur einen sehr geringen Teil des Gesamtstromes darstellt. Wenn der Widerstand R ausfällt, bricht der Strom I_{ges} zunächst zusammen, steigt dann aber wieder an, da auf Grund der nun höheren Belastung der Widerstand des Heißleiters abnimmt. Dieses Prinzip wird beispielsweise in Allstromempfängern zur Überbrückung der Skalenlampen angewendet.

3.1.1.9. Fertigungsprogramm Heißleiter

Hersteller von Heißleitern ist der VEB Keramische Werke Hermsdorf. In dessen Fertigungsprogramm werden die einzelnen Heißleitertypen durch Buchstaben und Ziffern gekennzeichnet.

Es gilt für den Buchstabenschlüssel folgende Zuordnung:

Buchstaben	Bedeutung
TNA	Anlaßwiderstände für Rundfunk- und Fernsehgeräte, Relaisverzögerungswiderstände
TNI	Indirekt geheizter Heißleiter
TNK	Kompensations- und Meßwiderstände in Scheibenform
TNM	Meßwiderstände in Stabform
TNR	Regelwiderstände in Miniaturausführung
TNS	Spezialwiderstände in Perlform
TNV	Vakuum- Meßwiderstände

An die Buchstabenkennzeichnung schließt sich eine Zifferngruppe an, die entweder aus einer Zahl besteht und dann den Kaltwiderstandswert (ohne Eigenerwärmung) bei 20 °C angibt; oder sie besteht aus zwei Zahlen, die durch einen Schrägstrich voneinander getrennt sind. Dann bedeutet die erste Zahl stets die Spannung in V, die an dem Heißleiter anliegt, wenn der hinter dem Schrägstrich stehende Strom in mA fließt.

Auf diese Ziffernangabe folgt manchmal noch eine durch einen Querstrich abgetrennte Zahl. Sie kennzeichnet die Bauform, wenn innerhalb der durch die ersten Buchstaben gekennzeichneten Typengruppe mehrere Bauformen geliefert werden. Falls zwei Zahlen angeführt werden, so gibt die erste den Durchmesser an, die zweite die Höhe bzw. die Länge.

Beispiele:

TNA 12/300	Heißleiter für Anlaßzwecke in Rundfunk- und Fernsehgeräten bzw. zur Relaisverzögerung. Bei einem Nennstrom von 300 mA beträgt der Spannungsabfall im eingeschwungenen Zustand 12 V
TNM 330	stabförmiger Meßwiderstand mit einem Kaltwiderstand $R_{20} = 330 \text{ Ohm}$
TNK 270-10	Heißleiter für Kompensationszwecke. Der Kaltwiderstand beträgt 270 Ohm. Bauform: Schreibe mit 10 mm Durchmesser.

Folgende Tabelle gibt einen groben Überblick über das vom VEB KWH gefertigte Heißleiterspektrum:

Typen- reihe	Nennspannung V	Nennstrom mA	Kaltwiderst. $R_{20} [\Omega]$	Energiekonst. $[10^3 \text{ } ^\circ\text{K}]$	Grenzleistung [mW]	Erholungs- zeit [s]	Dissipat.konst. [mW/grad ²]	TK_{R20} [%·grad ⁻¹]	max. Belast- barkeit [W]
TNA	10 ... 25	100 ... 200	(2 ... 7) k Ω	3,5 ... 4,7	18 ... 60	230 ... 550 bezogen auf 250 °C	13 ... 38	4,2 ... 5,5	4,2 ... 10,4
TNM			47 Ω ... 150 k Ω	1,5 ... 5	0,5	30 \pm 10 bezogen auf 150 °C	5	1,7 ... 5,8	1 ... 2
TNK			22 Ω ... 1 k Ω	2,25 ... 4,8	1 ... 2	2 \pm 1 min bezogen auf 120 °C	10 ... 15	2,8 ... 6,3	1 ... 2
TNI			470 Ω ... 10,0 k Ω	Regelver- hältnis 1:10 ... 1:80					max. Heiz- leistung 50 mW
TNS			1 k Ω 100 k Ω						max. Belast- bark. 30 mW

3.1.1.10. Heißleiter für tiefe Temperaturen

Die Verwendung der bisher besprochenen Heißleiter als Widerstandsthermometer ist nicht bis zu beliebig tiefen Temperaturen möglich. Bei sehr tiefen Temperaturen werden die Widerstände so hochohmig, daß sie für Meßzwecke ungeeignet sind.

Man hat andere Heißleiter-Werkstoffe entwickelt, die auch bei tiefsten Temperaturen noch brauchbar sind. Diese Werkstoffe folgen nicht mehr dem Exponentialgesetz nach Gleichung (3.1), sondern für sie gilt eine Widerstands-Temperatur-Kennlinie nach Bild 3.22.

Von Raumtemperatur abwärts zeigt sich zunächst ein schwach positiver TK bis etwa 140 °K. Von diesem Punkte an zu tieferen Temperaturen fortschreitend, hat man es mit einem deutlich negativen TK zu tun. In diesem Gebiet ist der Widerstand zur Temperaturmessung brauchbar.

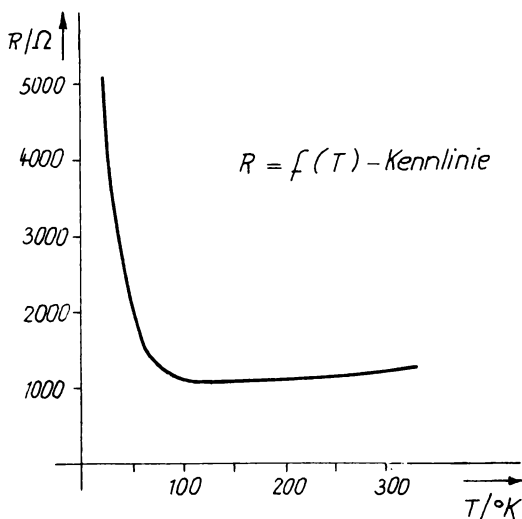


Bild 3.22 Thermistor für tiefe Temperaturen

Der Kennlinienverlauf nach Bild 3.22 wurde bis zu Temperaturen von 14 °K nachgewiesen. Es ist aber zu erwarten, daß sich auch unterhalb dieser Temperatur der $R = f(T)$ -Verlauf prinzipiell derart fortsetzen wird.

1. Schichtwiderstände

- TGL 4615 Festwiderstände, Schichtwiderstände, Begriffe,
allg. techn. Forderungen, Prüfung, Lieferung
- 4616 -, -, Nennlast 0,05 W bis 1 W, Hauptkennwerte,
Bauform 6, Kennfarbe 5
- 4617 -, -, mit einseitigem Anschluß, Nennlast 2 W,
Hauptkennwerte
- 4618 -, -, Nennlast 2 und 3 W, Bauform 7, Kennfarbe 5,
Hauptkennwerte
- 4619 -, -, Nennlast 5 W, Hauptkennwerte
- 4620 -, -, Nennlast 10 bis 50 W, Hauptkennwerte
- 4621 -, -, Nennlast 100 bis 250 W, Hauptkennwerte
- 8698 UKW-Schichtwiderstände, Nennlast 0,125 bis 5 W,
Abmessungen, technische Daten
- 8728 Festwiderstände, Schichtwiderstände, Bauform 2,
Kennfarbe 5
- 11532 Festwiderstände, Schichtwiderstände,
Nennlast bis 250 W, Übersicht
- 12261 Festwiderstände, Schichtwiderstände mit homogener
Schichtverteilung, Nennlast 0,05 bis 5 W,
Hauptkennwerte

2. Drahtwiderstände

- 200-8040 Festwiderstand, Drahtwiderstand, geschützt und
ungeschützt, technische Lieferbedingungen
- 200-8041 -, -, glasiert und zementiert, mit Drahtan-
schluß, Hauptkennwerte
- 200-8042 -, -, glasiert und zementiert mit Schellenan-
schluß, Hauptkennwerte
- 200-8043 -, -, lackiert und ungeschützt mit Drahtan-
schluß, Hauptkennwerte
- 200-8044 -, -, lackiert und ungeschützt mit Lötflächenan-
schluß, Hauptkennwerte

Fortsetzung

- 200-8045 -, -, lackiert und ungeschützt, mit Schellenanschluß, Rohrkörper, Hauptkennwerte
- 200-8046 -, -, ungeschützt, mit Steckanschluß, Hauptkennwerte
- 200-8047 -, -, lackiert und ungeschützt, mit asymmetrischem Lötflächenanschluß, Hauptkennwerte
- 200-8048 -, -, lackiert und ungeschützt, mit Schellenanschluß, Topfkörper, Hauptkennwerte

3. Schichtdrehwiderstände

- TGL 9099 Drehwiderstände, Schichtdrehwiderstände, Begriffe, allgemeine techn. Forderungen, Prüfung, Kennzeichnung, Lieferung
- 9100 -, Einfach-Schichtdrehwid., geschlossene Ausführung, Nennlast 0,05 bis 0,3 W, Hauptkennwerte
- 9102 -, Doppelschichtdrehwid. mit getrennten Wellen und isolierten Schleifern, Nennlast 0,15 bis 0,4 W, Hauptkennwerte
- 9103 -, Einfach-Schichtdrehwid. Einstellregler offen, Nennlast 0,1 und 0,2 W, Hauptkennwerte
- 11884 -, -, Nennlast 0,1 und 0,2 W, Hauptkennwerte
- 11886 -, -, Einstellregler für gedruckte Schaltungen, Nennlast 0,05 und 1 W, Hauptkennwerte
- 11887 -, -, mit Einstellknopf, Nennlast 0,1 bis 0,8 W, Hauptkennwerte
- 11889 -, -, Knopfreger, Nennlast 0,05 und 0,1 W, Hauptkennwerte
- 11891 -, -, Knopfreger mit Drehschalter, Nennlast 0,05 W, Hauptkennwerte
- 11892 -, -, für gedruckte Schaltungen, Nennlast 0,05 W, Hauptkennwerte
- 11897 -, -, mit Drehschalter, Nennlast 0,1 bis 0,4 W, Hauptkennwerte
- 11898 -, -, -, für gedruckte Schaltungen, Nennlast 0,1 W, 0,2 W, Hauptkennwerte

Fortsetzung

- 11899 -, -, mit Schiebeschalter, Nennlast 0,2 und 0,4 W, Hauptkennwerte
- 11901 -, Doppelschichtdrehwid. mit Schalter, Nennlast 0,1 bis 0,4 W, Hauptkennwerte
- 11902 -, Tandem-Schichtdrehwid., Nennlast 0,1 bis 0,8 W Hauptkennwerte
- 11904 -, Tandem-Schichtdrehw. mit Anzapfungen, Nennlast 0,2 bis 0,4 W, Hauptkennwerte
- 11894 -, Einfach-Schichtdrehwid. mit Anzapfungen, Nennlast 0,1 bis 0,4 W , Hauptkennwerte
- 11896 -, -, mit Anzapfungen und Drehschalter, Nennlast 0,2 W, Hauptkennwerte

4. Drahtdrehwiderstände

- TGL 6850 Drahtdrehwid., Nennlast bis 250 W, Technische Lieferbeding.
- 6851 Hochlastdrahtdrehwid., Nennlast 10 W
Abmessungen, technische Daten
- 6852 -, Nennlast 50 W , Abmessungen , technische Daten
- 6853 -, Nennlast 100 W , Abmessungen, technische Daten
- 6855 Drahtdrehwid., Nennlast 3,5 W, Abmessungen, techn. Daten
- 6856 -, 2 x 3,5 W , Abmessungen, technische Daten
- 6857 -, Nennlast 7 W , Abmessungen, techn. Daten
- 6858 -, Hochlastdrahtdrehwid., Nennlast 10 W, Abmessungen, techn. Daten
- 6859 -, Nennlast 250 W, Abmessungen, techn. Daten
- 8753 -, einstellbar, Nennlast bis 15 W, techn. Forderungen, Prüfung , Lieferung
- 8754 -, einstellbar, Arten
- 9281 Lautstärkeregler für Lautsprecher, techn. Lieferbedingungen
- 9282 -, Auf-Putz-Ausführung, Abmessungen, techn. Daten
- 9283 -, Flach-Putz-Ausführung, Abmessungen, techn. Daten
- 9284 -, Schnurregler, Abmessungen, techn. Daten
- 9285 -, Einbau-Ausführung, Abmessungen, techn. Daten

Fortsetzung

- 0-41470 Drahtdrehwid., Nennlast 2,5 W, Hauptkennwerte
- 0-41471 -, Nennlast 5 W , Hauptkennwerte
- 200-8050 Veränderbare Widerstände, Drahtwid. einstellbar,
Hauptkennwerte
- 200-8070 Lautstärkeregl. für Lautsprecher, Allgemeine
technische Forderungen, Prüfung, Lieferung.
- 200-8074 Drahtdrehwid., Nennlast 0,5 bis 500 W,
Begriffe
- 200-8075 -,-, Technische Forderungen, Prüfung, Lieferung
- 200-8076 -,-, Hauptkennwerte
- 200-8077 Hochlastdrehwiderstände
- 200-8079 Drehwid., Meß- Drahtdrehwiderstände

Literaturverzeichnis:

- /1/ Lossack, H.-J. : Ein einfaches Nomogramm zum Ohmschen Gesetz.
Radio und Fernsehen 12 (1963) 2, S. 63.
- /2/ Goldschmidt, H. : Klimatauglichkeit von Kohleschichtwiderständen.
Nachrichtentechnik 3 (1959) S. 125-128.
- /3/ Teuschler, : Physikochemisches Verhalten von Glanzkohleschichtwiderständen.
Nachrichtentechnik 6 (1962) 10, S. 369.
- /4/ Taeger, W. : Heißleiter für verschiedene Zwecke.
Radio und Fernsehen 9 (1960) 3, S. 90-91.
- /5/ Franke, H. : Strom- Spannungsverhalten von Thermistoren.
Radio und Fernsehen 10 (1961) 20, S. 639-641.
- /6/ Banik, A. : Dimensionierung von Heißleiter-Widerstandskombinationen.
Radio und Fernsehen 10 (1961) 10, S. 306-307.
- /7/ Franke, H. : Eine Möglichkeit zur Kompensation des positiven Temperaturkoeffizienten mit Heißleitern.
Radio und Fernsehen 10 (1961) 24, S. 755-759.
- /8/ Belter, K. : Anwendungsbeispiele mit Thermistoren.
Radio und Fernsehen 11 (1962) 6, S. 177-180.
- /9/ Schleicher, E. : Toleranz und Alterung von Thermistoren.
Radio und Fernsehen 11 (1962) 19, S. 595-597.
- /10/ Oettel, H. : Thermistoren für tiefe Temperaturen.
Nachrichtentechnik 6 (1962) 10, S. 374-376.
- /11/ Freitag, K. : Passive Bauelemente der Schwachstromtechnik. Lehrbriefe für das Fernstudium, herausgegeben von der TU Dresden.
Berlin: VEB Verlag Technik 1966.
- /12/ Katalog des VEB Keramische Werke Hermsdorf,
Ausgabe 1965.
- /13/ Katalog des VEB Elrado Dorfheim,
Ausgabe 1965.
- /14/ Katalog des VEB WBN "Carl von Ossietzky" Teltow,
Ausgabe 1965.
- /15/ Katalog des VEB Elektrogeräte Gornsdorf,
Ausgabe 1965.

Als Manuskript gedruckt
Alle Rechte vorbehalten

Ag 613/69/73/1100 (116)

1. Ausgabe

2. Auflage

Druck:

ZENTRALSTELLE FÜR LEHR- UND ORGANISATIONSMITTEL DES
MINISTERIUMS FÜR HOCH- UND FACHSCHULWESEN, ZWICKAU

Katalog-Nr.: 200.40-02

Vorzugsschutzgebühr: 2,50 M

INGENIEUR FERNSTUDIUM

Winkler

Bauelemente der Informations- elektrik I 3

Herausgeber:
Ingenieurhochschule
Mittweida

200.40-03

LEHRWERK
für das Ingenieur-Fernstudium

Dipl.-Ing. Wolfgang Winkler

BAUELEMENTE
DER
INFORMATION S -
ELEKTRIK I

3

Widerstände (Fortsetzung)

Veröffentlicht:
INSTITUT FÜR FACHSCHULWESEN DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
KARL-MARX-STADT

Lektoren:

- 1. Fachlektor:** Dipl.-Ing. Kurt Biebach
VEB Werk für Bauelemente
der Nachrichtentechnik
"Carl v. Ossietzky" Teltow
- 2. Fachlektor:** Dipl.-Ing. Wolfgang Kielhorn
VEB Fernmeldewerk Leipzig
- Deutschlektor:** Fachschuldozent Arthur Gärtner
Ingenieurschule für Elektrotechnik
Mittweida
- Bearbeitung:** Ingenieurschule für Elektrotechnik
Mittweida
Lehrbriefentwicklung

Redaktionsschluß: 15.6.1969

Inhaltsverzeichnis

Seite

3.1.2.	Temperaturabhängige Widerstände mit positivem Temperaturkoeffizient	1
3.1.2.1.	Metallische Kaltleiter	1
3.1.2.2.	Keramische Kaltleiter	3
3.1.2.2.1.	Widerstands-Temperatur-Kennlinie	3
3.1.2.2.2.	Strom-Spannungs-Kennlinie	7
3.1.2.2.3.	Belastbarkeit	10
3.1.2.2.4.	Wechselspannungsverhalten	11
3.1.2.2.5.	Anwendung	11
3.1.2.2.5.1.	Temperaturfühler	11
3.1.2.2.5.2.	Überlastungsschutz	13
3.1.2.2.5.3.	Stromstabilisierung	13
3.1.2.2.5.4.	Relaisverzögerung	13
3.1.2.2.5.5.	Kippschwingungsgenerator	14
3.1.2.2.6.	Prognostische Einschätzung	15
3.1.2.3.	Eisen - Wasserstoff - Widerstände	15
3.1.2.3.1.	U-I-Kennlinie	15
3.1.2.3.2.	Anwendung	17
3.1.2.3.3.	Vor- und Nachteile	17
3.2.	Spannungsabhängige Widerstände	17
3.2.1.	U-I-Kennlinie	19
3.2.2.	Statischer Widerstand	21
3.2.3.	Dynamischer Widerstand	22
3.2.4.	Temperaturabhängigkeit der elektrischen Eigenschaften	23
3.2.5.	Belastbarkeit	25
3.2.6.	Wechselspannungsverhalten	26
3.2.7.	Schaltungstechnik	29
3.2.8.	Alterung	32
3.2.9.	Messung von C und β	33
3.2.10.	Anwendung von Varistoren	35
3.2.10.1.	Spannungsstabilisierung	35
3.2.10.2.	Spannungsbegrenzung	43
3.2.10.3.	Linearisierung von Kippspannungen	45

	Seite
3.2.10.4. Meßbereichsdehnung	47
3.2.10.5. Erhöhung der Schaltempfindlichkeit von Relais	47
3.2.10.6. Überspannungsableitung	48
3.2.11. Fertigungsprogramm spannungsabhängiger Widerstände	49
Kontrollfragen	52
Übungsaufgaben	53

3.1.2. Temperaturabhängige Widerstände mit positivem Temperaturkoeffizienten

Widerstände mit positivem Temperaturkoeffizienten vergrößern bei Erwärmung ihren Widerstandswert. Sie sind also im kalten Zustand niederohmiger und werden deshalb als **K a l t l e i - t e r** bezeichnet. In der angelsächsischen Literatur ist häufig die Abkürzung PTC (\triangleq Positive Temperature Coefficient) zu finden.

3.1.2.1. Metallische Kaltleiter

Die ersten technischen Realisierungen des Kaltleiterprinzips basierten auf der Temperaturabhängigkeit des Widerstandes von Metallen. Diese metallischen Kaltleiter besitzen eine Wendel aus sehr dünnem Draht (in der Regel Wolfram o.ä.), der bei Stromfluß so weit aufgeheizt wird, daß sich der Widerstandswert merklich ändert. Die Wendel ist zum Schutz vor Oxydation und den Einflüssen der Umgebung in ein Glasröhrchen eingeschmolzen. Häufig werden auch Glühlampen zu dieser Rubrik der temperaturabhängigen Widerstände gerechnet.

Nachteile der metallischen Kaltleiter sind:

Der Widerstandswert im kalten Zustand kann nicht beliebig hoch gewählt werden; die nutzbare Widerstandsänderung beträgt im äußersten Falle 1:10, meistens jedoch nur 1:3 bis 1:5; bei kleinen Strömen ist die Steilheit der $R = f(I)$ - Kennlinie niedrig; die mechanische Festigkeit, besonders die Rüttelfestigkeit, ist nur gering; die Lebensdauer ist vergleichsweise kurz.

Einige typische Kennlinien für metallische Kaltleiter zeigen die Bilder 3.23, 3.24 und 3.25. Wegen ihrer Nachteile werden die metallischen Kaltleiter mehr und mehr von den keramischen Kaltleitern abgelöst und wahrscheinlich eines Tages völlig von diesen verdrängt werden.

Näheres zu diesem Thema ist der Literatur /1/, /2/ und /3/ zu entnehmen.

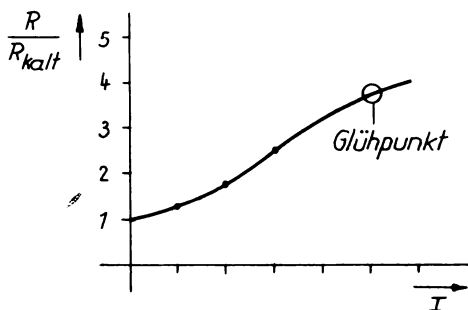


Bild 3.23 Widerstand eines metallischen Kaltleiters, bezogen auf seinen Kaltwert, in Abhängigkeit vom Strom

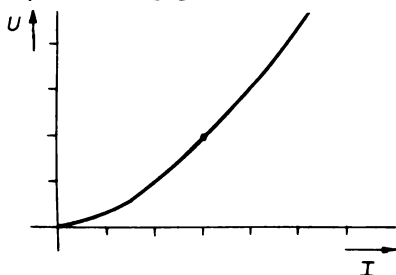


Bild 3.24 Strom-Spannungs-Kennlinie eines metallischen Kaltleiters

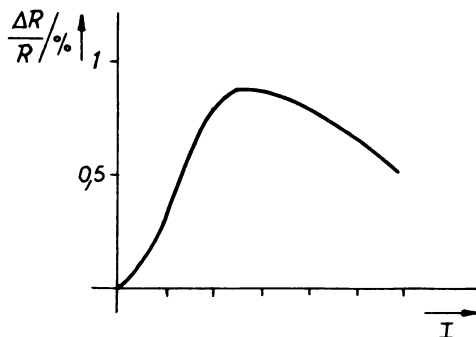


Bild 3.25 Steilheit des Widerstandsanstieges in Abhängigkeit vom Kaltleiterstrom

3.1.2.2. Keramische Kaltleiter

Die Entwicklung der keramischen Kaltleiter ist noch nicht so weit gediehen wie die der Heißeiter. Es sei deshalb hier nur auf einige prinzipielle Zusammenhänge hingewiesen.

3.1.2.2.1. Widerstands-Temperatur-Kennlinie

Die keramischen Kaltleiter sind Bauelemente auf der Basis von Bariumtitanat ($BaTiO_3$). Durch geeignete Dotierung gelingt es, dem an sich nichtleitenden Bariumtitanat Halbleitereigenschaften zu geben. Allerdings tritt bezüglich des Temperaturverhaltens eine bemerkenswerte Abweichung von den üblichen Halbleitereigenschaften auf:

Der Temperaturkoeffizient des Widerstandes kann unter Umständen stark positiv sein. Es gilt für die Temperatur-Widerstands-Charakteristik etwa der in Bild 3.26 skizzierte Verlauf. Unterhalb einer bestimmten Temperatur ist der Temperaturkoeffizient schwach negativ, um dann bei Überschreiten dieser Temperatur positiv zu werden. In dem nun folgenden Teil der Kennlinie ist ein ungewöhnlich steiler Anstieg des Widerstandes mit der Temperatur zu verzeichnen. Der Temperaturkoeffizient kann bei manchen Typen in diesem Gebiet Werte bis zu ca. $+60\%/^{\circ}C$ erreichen. Das ist dem Betrage nach wesentlich mehr als bei den bisher angebotenen Heißeitern. Allerdings ist diese Empfindlichkeit auf einen relativ engen Temperaturbereich begrenzt. Der Temperaturkoeffizient ist innerhalb dieses Bereiches nicht konstant. Die Breite dieses Gebietes mit PTC-Verhalten beträgt etwa $100^{\circ}C$. Wenn die Temperatur einen bestimmten oberen Grenzwert überschreitet, wird der Temperaturkoeffizient wieder negativ, wie es bei Halbleitern sonst üblich ist.

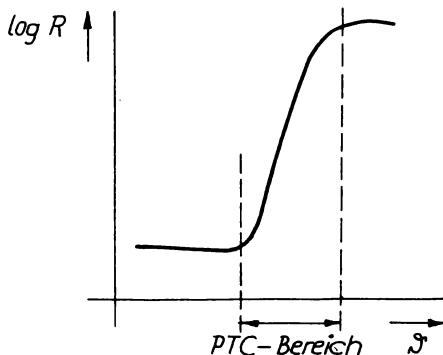


Bild 3.26 Widerstands-Temperatur-Kennlinie eines keramischen Kaltleiters

Der ganze dem Kaltleitereffekt zugrunde liegende Mechanismus läßt sich durch die Annahme von Sperrschichten zwischen den einzelnen Kristalliten des zusammengesinterten polykristallinen $BaTiO_3$ erklären. /4/, /5/, /6/.

Zuerst wurde dieser Effekt an $BaTiO_3$ nachgewiesen, das seinen größten Temperaturkoeffizienten bei ca. 120°C hat (Curie-Punkt). Inzwischen hat man erkannt, daß durch geeignete Zusätze die Curie-Temperatur - und damit der gesamte PTC-Bereich - verschoben werden kann. (Siehe Bild 3.27).

So kann man - teilweise erst im Laboratoriumsmaßstab - Kaltleiter herstellen, deren Curie-Temperaturen zwischen -50 und $+400^\circ\text{C}$ liegen.

Eine weitere bemerkenswerte, allerdings unerwünschte Eigenschaft der $BaTiO_3$ -Keramiken besteht darin, daß oberhalb der Curie-Temperatur der Widerstand spannungsabhängig ist. (Siehe Bild 3.28). /7/

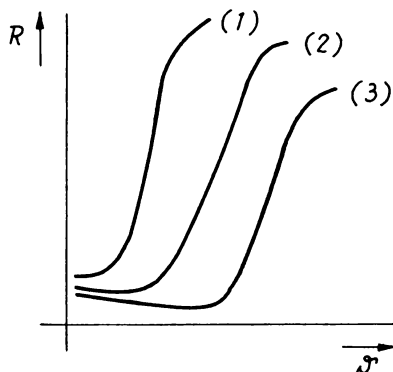


Bild 3.27

$R=f(J)$ -Kennlinien
unterschiedlich
dotierten Barium-
titanats

(1) Strontiumzusatz

(2) BaTiO_3

(3) Bleizusatz

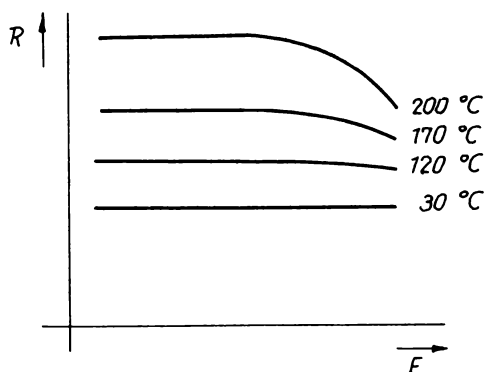


Bild 3.28

Widerstand eines
keramischen Kalt-
leiters in Abhän-
gigkeit von der
Feldstärke bei
verschiedenen
Temperaturen

(Curie-Temp. ≈ 120 °C)

Eine Eigenschaft, die sich sehr störend auswirken kann, ist die starke Temperaturabhängigkeit der Dielektrizitätskonstanten (Bild 3.29). Dazu kommt noch, daß Bariumtitanat zu den Ferroelektrika gehört; d.h., die elektrische Polarisierung zeigt bei Zimmertemperatur eine Hysterese und in starken Feldern Sättigung.

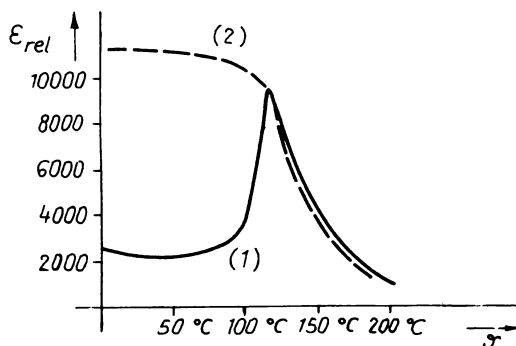


Bild 3.29 Temperaturabhängigkeit der Dielektrizitätskonstanten ϵ_{rel} von Bariumtitanat;

(1) gemessen bei Feldstärke $10 \frac{V}{cm}$

(2) gemessen bei Feldstärke $3 \frac{kV}{cm}$

Die keramischen Kaltleiter werden nach folgenden Kennwerten beurteilt:

- | | | |
|-----------|---|---|
| R_{20} | "Kaltwiderstand"; | - Widerstandswert bei $20^\circ C$. |
| T_s | "Sprungtemperatur"; | - Temperaturwert, bei dem der Widerstand auf den 1,5- bis 5-fachen Wert von R_{20} angestiegen ist. |
| T_M | "Maximaltemperatur"; | - höchste zulässige Temperaturbelastung. |
| f_A | "Anstiegsfaktor"; | - Faktor der Widerstandsänderung zwischen $T=20^\circ C$ und $T=T_M$. |
| U_{max} | maximal zulässige Betriebsspannung. | |
| C | "Dissipationskonstante" $[C] = \frac{W}{g \Delta T}$ - mittlerer Leistungsbedarf für eine Temperaturerhöhung von $1^\circ C$ gegenüber der Umgebungstemperatur. | |

Die z.Zt. in der Praxis zugänglichen Werte liegen etwa in folgenden Größenordnungen:

$$\begin{aligned}
 R_{20} &\approx 30 \text{ bis } 60 \, \Omega; \\
 f_A &\approx 10^3 \text{ bis } 10^4; \\
 T_s &\approx 50^\circ C \text{ bis } 120^\circ C;
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} J_M &\approx 130^\circ\text{C bis } 190^\circ\text{C}; \\ C &\geq 4 \text{ bis } \geq 10 \frac{\text{mW}}{\text{grad}}. \end{aligned}$$

In der DDR werden keramische Kaltleiter vom VEB Keramische Werke Hermsdorf hergestellt. Die Typenbezeichnung dieser scheibenförmigen Bauelemente wurde vom VEB KWH wie folgt festgelegt: /13/

Kennbuchstaben: TP (Temperaturabhängiger Widerstand mit positivem Temperaturkoeffizienten); anschließend eine Zahl, die den Kaltwiderstand in Ohm angibt; von dieser Zahl durch einen Schrägstrich getrennt eine zweite Zahl, die die Sprungtemperatur in $^\circ\text{C}$ ausdrückt; nach einem Längsstrich folgt die Angabe des Scheibendurchmessers in mm.

Beispiel: TP 40/120 - 7

Kaltleiter mit $40\ \Omega$ Kaltwiderstand; Sprungtemperatur 120°C ; Durchmesser 7 mm.

Die Sprungtemperatur wird in allen Typenreihen jeweils durch eine Kennfarbe angegeben.)

3.1.2.2.2. Strom-Spannungs-Kennlinie

In Bild 3.30 ist schematisch die statische Strom-Spannungs-Kennlinie dargestellt. Es wird vorausgesetzt, daß Temperaturänderungen nur infolge der Eigenerwärmung zustande kommen. Umgebungstemperatur und Kühlbedingungen sollen konstant sein. Die Kennlinie hat vier Bereiche:

Zunächst verhält sich der Kaltleiter wie ein linearer Widerstand, weil die umgesetzte elektrische Leistung keine merkliche Temperaturerhöhung bewirkt. Mit zunehmender Spannung steigt die Leistung und folglich die Temperatur, bis das Gebiet des stark positiven Temperaturkoeffizienten erreicht wird. Der Widerstand wird rasch größer, der Strom nimmt wieder ab. Nach Erreichen des Curie-Punktes wird der Widerstandsverlauf auch noch von der Spannung beeinflusst (Vgl. Bld 3.28). Als Folge dieser beiden gegenläufigen Effekte entsteht ein gewisser Kennlinienbereich, in dem sich der Strom nur noch sehr

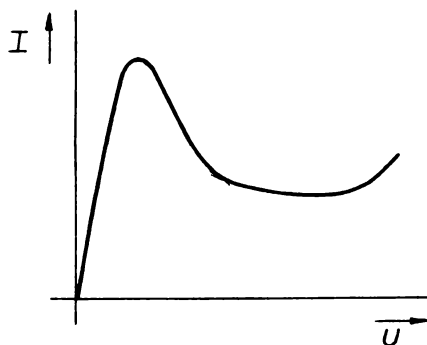


Bild 3.30 Strom-Spannungs-Kennlinie eines keramischen Kaltleiters (schematisch)

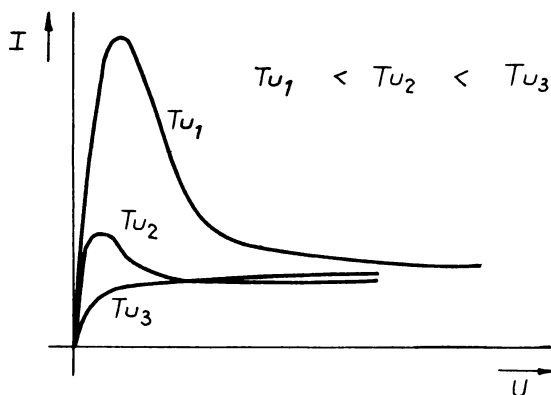


Bild 3.31 Strom-Spannungs-Kennlinien eines keramischen Kaltleiters bei verschiedenen Werten der Umgebungstemperatur

wenig mit der Spannung ändert. Wenn die Temperatur so weit ansteigt, daß der PTC-Bereich verlassen wird, steigt der Strom wieder an, aber wegen der Spannungsabhängigkeit des Widerstandes stärker als linear.

Da das Zustandekommen der Kennlinie in erster Linie an Temperaturänderungen gebunden ist und jede Temperaturänderung träge verläuft, gilt diese Kennlinie nur für Gleichspannung bzw. für sehr langsam verlaufende Änderungen: statische Kennlinie. Der Verlauf der U - I -Kennlinie ist weitestgehend von der Curie-Temperatur, der Wärmeableitung, der Umgebungstemperatur und den geometrischen Abmessungen abhängig.

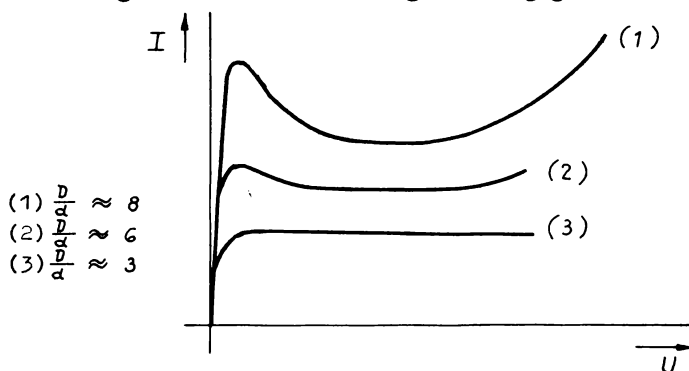


Bild 3.32 Strom-Spannungs-Kennlinien von Kaltleitern aus dem gleichen Material, aber mit unterschiedlichen Werten des Verhältnisses Durchmesser
Dicke

Bild 3.31 zeigt die Abhängigkeit der U - I -Kennlinie von der Umgebungstemperatur, Bild 3.32 die Abhängigkeit von den geometrischen Abmessungen.

Für die Kennlinie des Kaltleiters ergibt sich im Dualismus zum Heißleiter ein deutlich ausgeprägtes Strommaximum. Nach /8/ kann man den Betrag des Maximalstromes aus der $R=f(\mathcal{J})$ -Kennlinie ermitteln, wenn die Dissipationskonstante C bekannt ist.

Es gilt:

$$I_{\text{grenz}} = \sqrt{\frac{C \cdot (T_{\text{grenz}} - T_{\text{umg}})}{R_{\text{grenz}}}}$$

mit I_{grenz} = Maximalstrom; T_{grenz} = Temp. des Widerstandes bei I_{grenz} ;
 T_{umg} = Umgebungstemperatur; R_{grenz} = Widerstandswert bei I_{grenz} .
 R_{grenz} und T_{grenz} sind gemäß Bild 3.33 zu ermitteln.

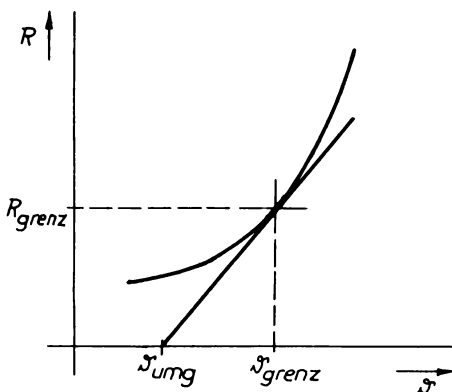


Bild 3.33 Ermittlung von R_{grenz} und T_{grenz}

3.1.2.2.3. Belastbarkeit

Wegen der geringen thermischen Leitfähigkeit (ca. $30 \text{ mW/cm } ^\circ\text{C}$) und wegen der niedrigen Spannungsfestigkeit des Materials ergeben sich vorläufig Grenzen einer zweckmäßigen Dimensionierung und der maximalen Belastbarkeit.

Für BaTiO_3 gilt dabei näherungsweise:

maximaler Strom bis zu einigen 100 mA ,

maximale Spannung bis zu etwa 70 V ,

maximale Leistung etwa 1 bis 5 W .

Zu erwähnen ist, daß die Kaltleiter (im Gegensatz zu den Heißleitern) beliebig parallelgeschaltet werden können. Ein Durchschlag ist, solange das Bauelement im PTC-Bereich arbeitet, nicht zu befürchten. Dort, wo sich durch Stromwärme ein heißer

rer Kanal bildet, wird das Material sofort hochohmiger und die Stromdichte verringert.

3.1.2.2.4. Wechselspannungsverhalten

Wegen ihrer hohen Dielektrizitätskonstante sind $BaTiO_3$ -Kaltleiter bei hohen Frequenzen nicht verwendbar, abgesehen davon, daß die $U-I$ -Kennlinie sowieso nur statisch gilt.

Sehr problematisch ist weiterhin eine einwandfreie Kontaktierung der $BaTiO_3$ -Körper. Es kann dabei leicht zur Bildung von Sperrschichten auf der Oberfläche des Halbleiters kommen. Der Kaltleiter kann unter ungünstigen Bedingungen dabei Gleichrichtereigenschaften erhalten. Eine für Laborversuche ausreichende Kontaktierung gelingt mit Indium und Indium-Blei-Legierungen.

3.1.2.2.5. Anwendung

Die in den vorangegangenen Abschnitten erläuterten Eigenschaften eröffnen dem Kaltleiter viele Anwendungsmöglichkeiten, besonders in der Meß- und Regelungstechnik.

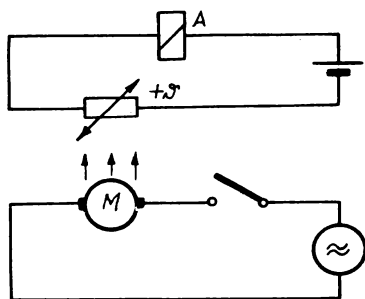
3.1.2.2.5.1. Temperaturfühler

Auf Grund seines großen Temperaturkoeffizienten eignet sich der Kaltleiter vorzüglich als Temperaturfühler. Auch mit relativ unempfindlichen Meßgeräten kann man dank seiner hohen Empfindlichkeit brauchbare Ergebnisse erhalten. Es ist jedoch notwendig, daß entweder die Curie-Temperatur von vornherein in der Größenordnung der zu messenden Temperatur liegt oder daß der Kaltleiter durch einen ihm aufgeprägten Strom so weit erwärmt wird, daß der Arbeitspunkt im Bereich des größten Temperaturkoeffizienten liegt. Für genaue Messungen werden Brückenschaltungen benutzt, wie sie schon bei den Heißleitern erläutert wurden; für weniger genaue Messungen genügt eine einfache Widerstands- oder Strommessung. Die Ansprechzeit, d.h. die thermische Trägheit hängt von den geometrischen Abmessungen ab. Der kleinste bisher erreichte Wert liegt bei etwa 0,5 s./7/.

Die Anwendung als Temperaturfühler beschränkt sich keineswegs nur auf direkte Temperaturmessungen. Es gibt eine Reihe von Beispielen, bei denen die Messung einer physikalischen Größe durch eine Kontrolle der Temperatur oder der Wärmeableitung erfolgt.

Erwähnt seien hier nur die Infrarotmessung, Röntgen- und Gammastrahlungsmessung, Flüssigkeitsstandanzeige, Durchflußmengenmesser, Feuchtigkeitsmessung bei Gasen und das Vakuummeter nach Pirani.

Besonders hervorgehoben werden muß in diesem Zusammenhang der Temperatur- und Überlastungsschutz von Elektromotoren. Der Kaltleiter wird dabei zweckmäßigerweise in die Wicklung eingewickelt und kann so die Erwärmung an ihrem eigentlichen Entstehungsort kontrollieren. Bild 3.34 zeigt eine Prinzipschaltung für eine einfache, aber wirkungsvolle Anwendung des Kaltleiters in dieser Funktion. Aus einer Spannungsquelle wird über den Kaltleiter ein Relais gespeist. Solange die Temperatur des Kaltleiters niedrig ist, ist sein Widerstand klein, und es kann ein hinreichend großer Strom fließen, der das Relais im angezogenen Zustand hält. Bei einer Überlastung, d.h. bei einer Erhöhung der Temperatur in der Motorwicklung, wird der Heißleiter hochohmiger, der Strom geringer, und das Relais fällt ab.



(Motorwicklung und Widerstand haben innigen Wärmekontakt)

Bild 3.34 Motorschutz mit Kaltleiter

Eine andere Möglichkeit zeigt Bild 3.35. Hier leuchtet eine Glühlampe auf, wenn der Kaltleiter hochohmig wird.

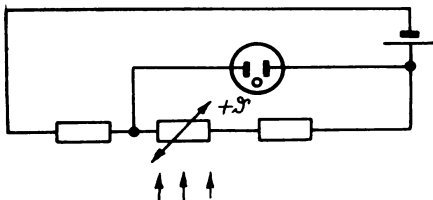


Bild 3.35 Temperaturüberwachung
mit Kaltleiter

3.1.2.2.5.2. Überlastungsschutz

In Stromkreisen, in denen nur niedrige Leistungen umgesetzt werden, kann der Kaltleiter direkt als Überlastungsschutz verwendet werden. Die statische U - I -Kennlinie zeigt, daß der Strom einen bestimmten Wert nicht übersteigen kann, solange die Spannung nicht so hoch wird, daß der Varistoreffekt überwiegt. Es ist dabei jedoch zu berücksichtigen, daß sehr schnelle, kurzzeitige Überlastungen wegen der thermischen Trägheit nicht erfaßt werden.

3.1.2.2.5.3. Stromstabilisierung

Aus den Bildern 3.31 und 3.32 ist zu entnehmen, daß unter bestimmten Bedingungen die U - I -Kennlinie in einem gewissen Bereich nahezu parallel zur U -Achse verläuft. In diesem Bereich ist also der Kaltleiter als Stromkonstanthalter zu verwenden. Allerdings ist zu beachten, daß die stabilisierende Wirkung nur für sehr langsame Änderungen wirksam wird.

3.1.2.2.5.4. Relaisverzögerung

Bild 3.36 gibt eine Prinzipschaltung zur Anzugsverzögerung wieder. Nach Einschalten der Spannung fällt zunächst die gesamte Spannung am Widerstand ab. Allmählich wird der Kaltleiter aufgeheizt, die Spannung an ihm steigt, und das Relais spricht an.

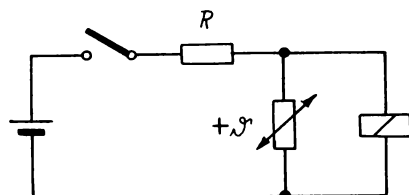


Bild 3.36 Relaisanzugsverzögerung
mittels Kaltleiter

Bild 3.37 zeigt eine Prinzipschaltung der Abfallverzögerung. Nach Öffnen des Schalters S ist der Kaltleiter zunächst noch niederohmig, erwärmt sich nun aber infolge der elektrischen Belastung, und der Strom durch das Relais wird verringert, das Relais fällt ab. Nachteilig ist in beiden Fällen, daß die Verzögerungszeit von der Umgebungstemperatur abhängig ist.

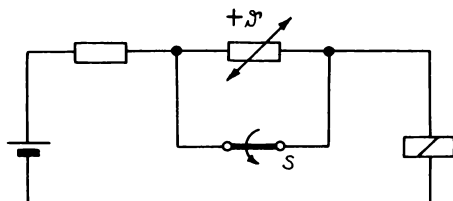


Bild 3.37 Relaisabfallverzögerung
mittels Kaltleiter

3.1.2.2.5.5. Kippschwingungsgenerator

Da die $U-I$ -Kennlinie einen fallenden Ast aufweist, d.h. ein Gebiet negativen differentiellen Widerstandes, sind Kaltleiter prinzipiell zur Erzeugung von Kippschwingungen geeignet. Wegen der thermischen Verknüpfung, die dieser Kennlinie zugrunde liegt, läßt sich der Kaltleiter jedoch nur zur Erzeugung sehr

niederfrequenter Schwingungen ($f < 1 \text{ Hz}$) verwenden.

3.1.2.2.6. Prognostische Einschätzung

Kaltleiter auf BaTiO_3 -Basis sind erst seit verhältnismäßig kurzer Zeit bekannt. Gegenwärtig haftet ihnen noch eine Reihe von Unzulänglichkeiten an. Es ist aber anzunehmen, daß es gelingen wird, einige dieser störenden Einflüsse zurückzudrängen. Da die Entwicklung auf diesem Gebiet noch längst nicht abgeschlossen ist, empfiehlt es sich, laufend die Mitteilungen und Applikationsschriften der Hersteller zu verfolgen, um über den jeweils neuesten Stand informiert zu sein.

3.1.2.3. Eisen - Wasserstoff - Widerstände

Der Eisen-Wasserstoff-Widerstand (EW) ist einstromstabilisierendes Bauelement, das jedoch heute bereits etwas veraltet ist und in zunehmendem Maße von moderneren Bauelementen auf Halbleiterbasis verdrängt wird.

Der EW besteht aus einem Eisendraht, der in einer Wasserstoff-Atmosphäre bestimmten Druckes aufgespannt ist. Diese Wasserstofffüllung hat die Aufgabe, für gute Wärmeableitung zu sorgen, und stellt gleichzeitig einen Oxydationsschutz dar.

3.1.2.3.1. U-I-Kennlinie

Da Eisen in der Nähe seiner Curie-Temperatur, also bei etwa 770°C , sein Kristallgefüge ändert, was mit einer starken Widerstandserhöhung verbunden ist, ist der EW in diesem Bereich ein Widerstand mit stark positivem Temperaturkoeffizienten. Die Spannungs-Widerstands-Kennlinie erscheint hier nach oben gekrümmt; die Strom-Spannungs-Kennlinie weist nur einen schwachen Stromanstieg auf. (Bilder 3.38 und 3.39).

Nennspannung und Nennstrom eines EW werden für die Mitte dieses Regelbereiches angegeben. Die Grenzen des Regelbereiches sind definiert als die Punkte, an denen $\frac{\Delta I}{I_N} \leq \pm 8\%$ ist. Der Regelbereich erstreckt sich mit dieser Festlegung im allgemeinen etwa von $0,5 U_0$ bis $1,5 U_0$ (Vgl. Bild 3.40).

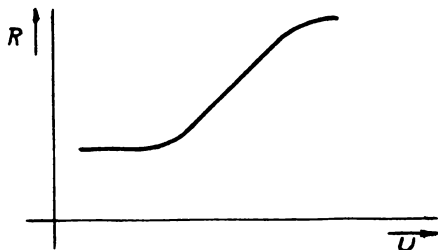


Bild 3.38 Spannungs-Widerstands-Kennlinie eines Eisen-Wasserstoff-Widerstandes (schematisch)

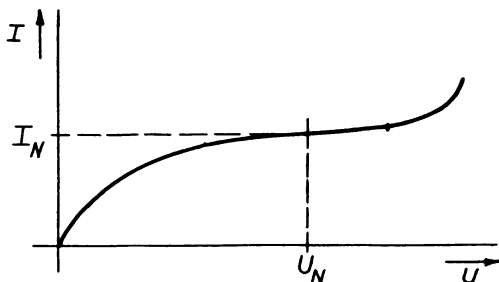


Bild 3.39 Strom-Spannungs-Kennlinie eines Eisen-Wasserstoff-Widerstandes

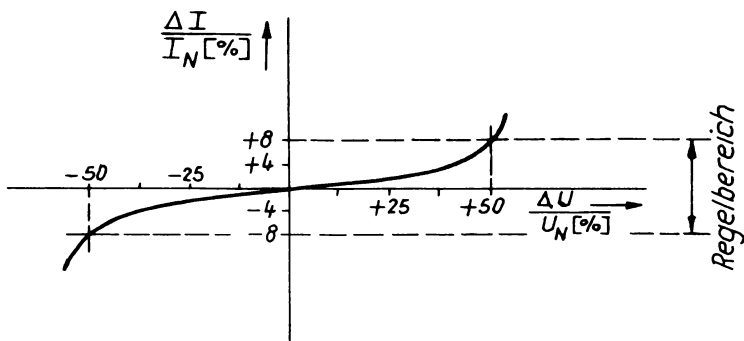


Bild 3.40 Strom-Spannungs-Kennlinie eines Eisen-Wasserstoff-Widerstandes in normierter Darstellung

Die Strom-Spannungs-Kennlinie kann innerhalb des Regelbereiches näherungsweise durch die Beziehung /9/

$$\frac{\Delta I}{I_N} \approx 0,266 \cdot \left(\frac{\Delta U}{U_N} \right)^{1,5}$$

beschrieben werden. Man erkennt, daß der EW über einen großen Spannungsbereich die Stromschwankungen auf relativ kleine Werte begrenzt.

3.1.2.3.2. Anwendung

Die Anwendung der EW erfolgt fast ausschließlich zur Stromstabilisierung. Am bekanntesten ist ihre Verwendung zum Konstanthalten des Heizstromes von Röhren. Eine Berechnungsanleitung für derart stabilisierte Kreise ist in der Literatur /9/ angegeben.

3.1.2.3.3. Vor- und Nachteile

Dem bereits erwähnten Vorteil des großen Regelbereiches steht eine Reihe von Nachteilen gegenüber:

EW sind durch Einschaltvorgänge gefährdet, da sie eine relativ geringe Wärmeträgheit besitzen. Wenn sie in einer Reihenschaltung mit anderen, trägeren Bauelementen mit positivem Temperaturkoeffizienten liegen, tritt am EW eine Spannungsspitze auf (z.B. Heizkreis von Röhren).

EW haben im Vergleich zu Kaltleitern auf Halbleiterbasis eine geringe Lebensdauer. Besonders zerstörend können häufige Einschaltvorgänge auf die Wendel wirken.

Die mechanische Festigkeit des Eisendrahtes ist gering. Der EW ist erschütterungsempfindlich und im allgemeinen an eine bestimmte Gebrauchslage gebunden.

Bei einer elektrischen Überlastung verliert der EW seine Regeleigenschaften teilweise oder völlig.

Hersteller der EW ist der VEB Glühlampenwerk Oberweißbach.

3.2. Spannungsabhängige Widerstände

Bei den spannungsabhängigen Widerständen ist zu unterscheiden zwischen denjenigen mit symmetrischer und solchen mit unsymme-

trischer Kennlinie (Vgl. Bild 3.41 !).

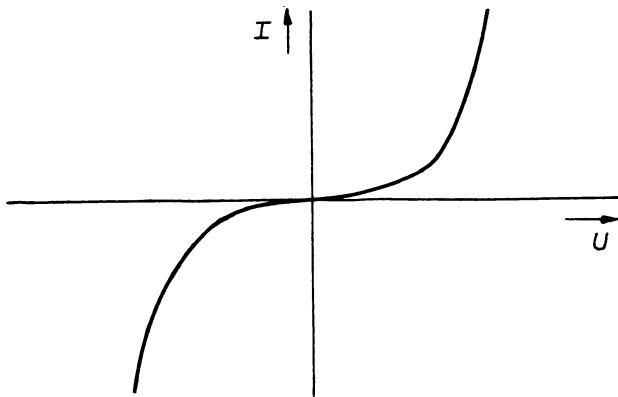


Bild 3.41 a Spannungsabhängiger Widerstand mit symmetrischer Kennlinie

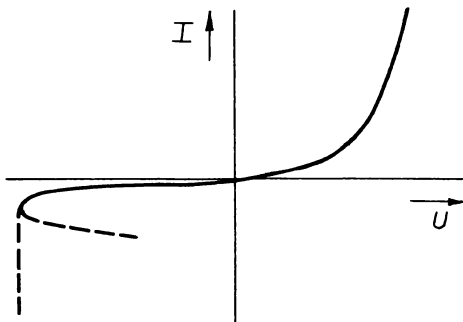


Bild 3.41 b Spannungsabhängiger Widerstand mit unsymmetrischer Kennlinie

In diesem Rahmen sollen nur die Widerstände mit symmetrischer Kennlinie behandelt werden. Die zweite Gruppe, zu denen die gesamten Gleichrichter gehören, soll hier nicht untersucht werden.

Die zu betrachtenden keramischen, spannungsabhängigen Widerstände werden als Varistoren bezeichnet, häufig auch als SV-Widerstände oder kurz als VDR ($\hat{=}$ Voltage Dependent Resistor). Varistoren bestehen aus Siliziumkarbidkörnern, die bei einer Temperatur von 1000 bis 1300 °C zusammengesintert werden. Je nach dem verwendeten Rohstoff und dem Herstellungsverfahren ergeben sich unterschiedliche Eigenschaften, wobei jedoch der Grundcharakter der gleiche ist.

Nach dem Sintern werden die Varistoren kontaktiert und mit einem Wachs imprägniert, um das Eindringen von Feuchtigkeit zu verhindern.

Die aus der Fertigung kommenden Varistoren werden künstlich gealtert, um ihre Eigenschaften zu stabilisieren. Der überwiegende Teil der Varistoren hat Scheibenform.

3.2.1. U-I-Kennlinie

Eine exakte Erklärung der Vorgänge im Varistor, eine endgültige Deutung des Stromleitungsmechanismus ist noch nicht gelungen. Man vermutet, daß in erster Linie die Übergangszonen zwischen einander benachbarten Siliziumkörnern dafür maßgebend sind. Im allgemeinen gilt die in Bild 3.42 skizzierte U-I-Charakteristik. Für Stromdichten $> 0,1 \text{ mA/cm}^2$ kann man bei Varistoren näherungsweise setzen:

$$U = C \cdot I^\beta \quad (3.14)$$

Der Exponent β ist ein Maß für die Nichtlinearität der Kennlinie. Es ist $0 < \beta < 1$. Je kleiner β ist, desto stärker gekrümmt ist die Kurve; je größer β wird, desto mehr wird die Kurve linearisiert.

$\beta = 1$ entspricht einem linearen Widerstand.

β heißt der Nichtlinearitätskoeffizient. Er läßt sich, wenn die U-I-Kennlinie gegeben ist, anhand der Gleichung (3.14) wie folgt ermitteln:

Aus der Kennlinie werden zwei beliebige Punkte mit den Werten $U_1; I_1$ und $U_2; I_2$ entnommen.

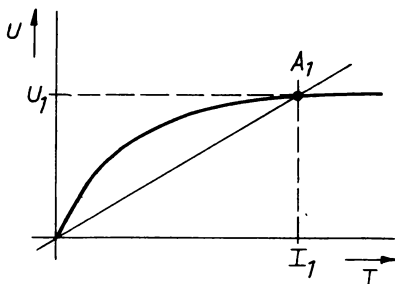


Bild 3.42 Strom-Spannungs-Kennlinie eines Varistors in linearem Maßstab (Da die Kennlinie symmetrisch ist, wird meist nur der erste Quadrant betrachtet)

Es gilt:

$$\begin{aligned}
 U_1 &= C \cdot I_1^\beta & U_2 &= C \cdot I_2^\beta \\
 \ln U_1 &= \ln C + \beta \cdot \ln I_1 & \ln U_2 &= \ln C + \beta \cdot \ln I_2 \\
 \beta &= \frac{\ln \left(\frac{U_1}{U_2} \right)}{\ln \left(\frac{I_1}{I_2} \right)} \quad (3.15)
 \end{aligned}$$

Somit ist β gleich dem Anstieg der Strom-Spannungskennlinie im doppelt logarithmischen Maßstab (Siehe Bild 3.43 !).

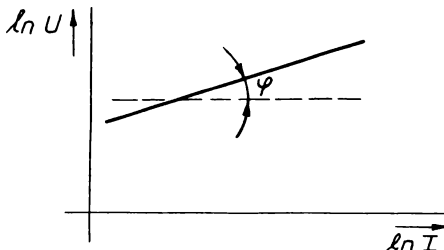


Bild 3.43 Strom-Spannungs-Kennlinie eines Varistors in doppelt logarithmischem Maßstab
 $\tan \varphi = \beta$

Die Größe C ist nicht die Eigenkapazität des Varistors, sondern eine Konstante, die von Typ zu Typ verschieden sein kann. Sie ist zahlenmäßig gleich der Spannung in Volt, bei der durch den Varistor ein Strom von 1 A fließt. Die Größe der Konstanten C wird bei einem gegebenen Werkstoff durch die geometrischen Abmessungen der Scheibe bestimmt. Zu beachten ist, daß C zwar direkt proportional der Scheibendicke d ist, aber zu dem Scheibenquerschnitt A in einem nichtlinearen Zusammenhang steht:

$$C \sim \frac{d}{A^\beta} \quad (3.16)$$

Das bedeutet, daß eine Änderung des Scheibenquerschnitts um den Faktor ρ nur zu einer Änderung des C -Wertes um den Faktor ρ^β führt.

3.2.2. Statischer Widerstand

Wird in der Kennlinie nach Bild 3.42 ein Arbeitspunkt A_1 gewählt, so erhält man die zugehörigen Strom- und Spannungswerte I_1 und U_1 . Daraus läßt sich ein Gleichstromwiderstand berechnen, der als statischer Widerstand bezeichnet wird:

$$R_S = \frac{U_1}{I_1} \quad (3.17)$$

Der statische Widerstand ist vom Arbeitspunkt abhängig. Je größer der Strom und damit die Spannung gewählt werden, umso kleiner wird der statische Widerstand (Siehe Bild 3.44!).

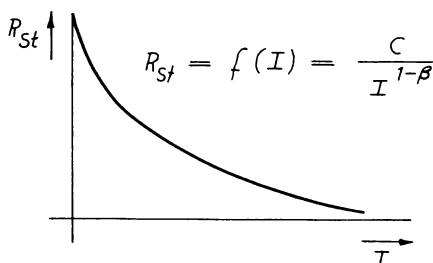


Bild 3.44 Statischer Widerstand eines Varistors in Abhängigkeit vom Strom

Veranschaulicht werden kann der statische Widerstand als Neigung der Geraden, die den Arbeitspunkt A_1 mit dem Ursprung verbindet. Der statische Widerstand ist bei der gleichstrommäßigen Dimensionierung einer Schaltung heranzuziehen. Bei Untersuchung des Wechselstromverhaltens ist statt seiner der dynamische Widerstand zu verwenden.

3.2.3. Dynamischer Widerstand

Wenn um den eingestellten Arbeitspunkt A_1 herum mit sehr kleinen Änderungen von Strom oder Spannung der Varistor angesteuert wird, muß der dynamische Widerstand benutzt werden. Denn für differentiell kleine Änderungen gilt nicht mehr die Gleichung (3.17), sondern man muß setzen:

$$R_{dyn} = \frac{dU}{dI} \quad (\text{Vgl. Bild 3.45 !}).$$

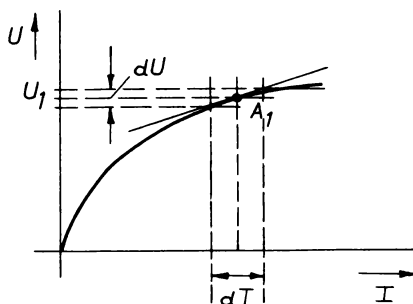


Bild 3.45 Zur Definition des dynamischen Widerstandes eines Varistors

Der dynamische Widerstand kann also als die Steilheit der Tangente an die Kennlinie im Punkte A_1 aufgefaßt werden. Der mathematische Zusammenhang zwischen Arbeitspunkt und dynamischem Widerstand läßt sich durch die Differentiation der all-

gemeinen U-I-Kennlinie klären:

$$U = C \cdot I^\beta$$

$$R_{dyn} = \frac{dU}{dI} = C \cdot \beta \cdot I^{\beta-1}$$

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

$$R_{dyn} = \frac{U}{I^\beta} \cdot \beta \cdot I^{\beta-1}$$

$$R_{dyn} = \beta \cdot U \cdot I^{\beta-1} \cdot I^{-\beta} = \beta \cdot U \cdot I^{-1} = \beta \cdot \frac{U}{I}$$

Mit $\frac{U}{I} = R_s$ erhält man:

$$R_{dyn} = \beta \cdot R_s . \quad (3.18)$$

Da in der Praxis der β -Wert etwa zwischen 0,17 und 0,30 liegt, ergibt sich, daß der dynamische Widerstand immer kleiner als der statische Widerstand ist.

3.2.4. Temperaturabhängigkeit der elektrischen Eigenschaften

Wenn man die Strom-Spannungs-Kennlinie eines Varistors bei zwei verschiedenen Temperaturen aufnimmt und im doppelt logarithmischen Maßstab darstellt -(Vgl. Bild 3.46 !)-, so erkennt man, daß der β -Wert nur sehr wenig von der Temperatur abhängig ist; denn die Neigung der beiden Geraden hat sich nicht merklich geändert. Dagegen ist der C-Wert deutlich temperaturabhängig. Die bei verschiedenen Temperaturen gemessenen Kennlinien werden parallel zueinander verschoben. Es ist ersichtlich, daß C einen negativen Temperaturkoeffizienten aufweist, der Widerstandswert sinkt also mit steigender Temperatur.

Innerhalb des zulässigen Temperaturbereiches kann näherungsweise gesetzt werden:

$$C = C_0 (1 + TK_C \Delta T) .$$

Darin bedeuten:

C_0 der C-Wert bei einer bestimmten Bezugstemperatur;

C der C-Wert bei der Übertemperatur ΔT ;

TK_C der Temperaturkoeffizient des C.

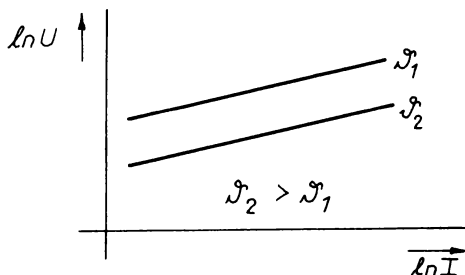


Bild 3.46 Strom-Spannungs-Kennlinie
eines Varistors, gemessen bei zwei
verschiedenen Temperaturen

Der Temperaturkoeffizient TK_C ist bei den einzelnen Typen etwas verschieden. Er liegt meist in der Größenordnung um

$$TK_C \approx -0,15 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}.$$

Wenn man untersucht, wie sich die Spannung bei konstantem Strom mit der Temperatur ändert, dann erhält man:

$$TK_U = \frac{\Delta U}{U} \cdot \frac{1}{\Delta T}.$$

Bei $I = \text{konst.}$ gilt:

$$\Delta U = \Delta C \cdot I^{\beta}$$

$$\frac{\Delta U}{U} = \Delta C \cdot \frac{I^{\beta}}{U}.$$

Mit $U = C \cdot I^{\beta}$ wird daraus:

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{\Delta C \cdot I^{\beta}}{C \cdot I^{\beta}} = \frac{\Delta C}{C}.$$

$$TK_U = \frac{\Delta C}{C} \cdot \frac{1}{\Delta T} = TK_C$$

$$TK_U = TK_C.$$

Bei konstantem Wert des Stromes ist also der Temperaturkoeffizient der Spannung gleich dem TK_C .

Betrachtet man andererseits den Temperaturverlauf des Stromes bei konstanter Spannung, dann ergibt sich:

$$U = C \cdot I^\beta \longrightarrow I = C^{-\frac{1}{\beta}} \cdot U^{\frac{1}{\beta}}$$

$$I = K \cdot C^\gamma$$

Wir setzen: $U^{\frac{1}{\beta}} = K$
 $-\frac{1}{\beta} = \gamma$

$$\frac{dI}{dC} = K \cdot \gamma \cdot C^{\gamma-1}$$

$$dI = K \cdot \gamma \cdot C^{\gamma-1} \cdot dC$$

$$\Delta I = K \cdot \gamma \cdot C^{\gamma-1} \cdot \Delta C$$

man bildet den Übergang:

$$dI \longrightarrow \Delta I$$

Es gilt: $C = C_0(1 + TK_C \cdot \Delta \mathcal{T}) = C_0 + \Delta C$.

Daraus folgt: $\Delta C = C_0 \cdot TK_C \cdot \Delta \mathcal{T}$.

Bei nicht allzu großem $\Delta \mathcal{T}$ ist $C_0 \cdot \Delta \mathcal{T} \cdot TK_C \approx C \cdot \Delta \mathcal{T} \cdot TK_C$.

Damit wird: $\Delta I = K \cdot \gamma \cdot C^{\gamma-1} \cdot C \cdot TK_C \cdot \Delta \mathcal{T} = K \cdot \gamma \cdot C^\gamma \cdot TK_C \cdot \Delta \mathcal{T}$.

Mit $I = K \cdot C^\gamma$ wird daraus:

$$\Delta I = I \cdot \gamma \cdot TK_C \cdot \Delta \mathcal{T}.$$

Mit der Definition des Temperaturkoeffizienten des Stromes

$$TK_I = \frac{\Delta I}{I} \cdot \frac{1}{\Delta \mathcal{T}} \text{ ergibt sich: } TK_I = \gamma \cdot TK_C = -\frac{TK_C}{\beta}.$$

Der Temperaturkoeffizient des Stromes ist also immer größer als der Temperaturkoeffizient des C-Wertes. Für $\beta = 0,2$ ergibt sich beispielsweise mit $TK_C = -0,15\% / ^\circ C$ ein $TK_I = +0,75\% / ^\circ C$.

3.2.5. Belastbarkeit

Aus der Gleichung (3.14) erhält man für die am Varistor umgesetzte Leistung

$$N = U \cdot I = C \cdot I^{1+\beta}.$$

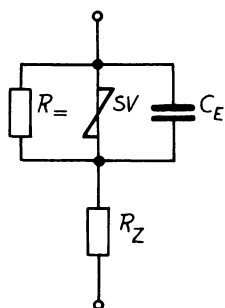
Diese Leistung darf nicht zu einer unzulässig hohen Erwärmung des Widerstandes führen. Die obere Temperaturgrenze ist in der Regel durch den Schmelzpunkt des Lotes gegeben, mit dem die Kontakte an dem eigentlichen Varistorkörper befestigt sind. Das Halbleitermaterial selbst könnte bis zu Temperaturen von

300 °C betrieben werden, aber durch das Lot ist die höchste zulässige Erwärmung auf 120 °C begrenzt.

Bei den vom VEB Keramische Werke Hermsdorf gefertigten Typen ist die auf das Gewicht bezogene Energie, die benötigt wird, um den Varistor von 20 °C auf 120 °C zu erwärmen, mit etwa 60 Ws/p angegeben. Die Belastbarkeit richtet sich - wie zu erwarten - nach der Scheibengröße.

3.2.6. Wechselspannungsverhalten

In Bild 3.47 ist das vereinfachte Ersatzschaltbild eines Varistors angegeben. Von Bedeutung für das Wechselspannungsverhalten ist sowohl der eigentliche SV-Widerstand als auch die Eigenkapazität C_E .



$R=$ linearer Anteil, bedingt durch Leitungsmechanismus im Inneren der Silizium-Karbid - Körner

SV nichtlinearer Anteil, bedingt durch Leitungsmechanismus in den Übergangszonen zwischen den Si-C-Körnern

C_E Eigenkapazität

R_Z linearer Widerstand der Zuleitungen und Kontaktierungen

Bild 3.47 Vereinfachtes Varistor-Ersatzschaltbild

Die Eigenkapazität ist bedingt durch die Dielektrizitätskonstante des Werkstoffes und hängt natürlich von der Scheibengröße ab. Durch diese unerwünschte Kapazität wird bewirkt, daß der Varistor - insbesondere die scheibenförmigen Typen - bei

höheren Frequenzen eine Phasenverschiebung zwischen U und I hervorruft. Dieser Einfluß kann nur bis zu Frequenzen von ca. 200 Hz vernachlässigt werden.

Liegt an einem Varistor eine Wechselspannung, so wird auf Grund der nichtlinearen Kennlinie der hindurchfließende Strom stark verzerrt; wird andererseits ein bestimmter Stromverlauf eingeprägt, so erhält man eine stark verzerrte Wechselspannung (Bilder 3.48 u. 3.49).

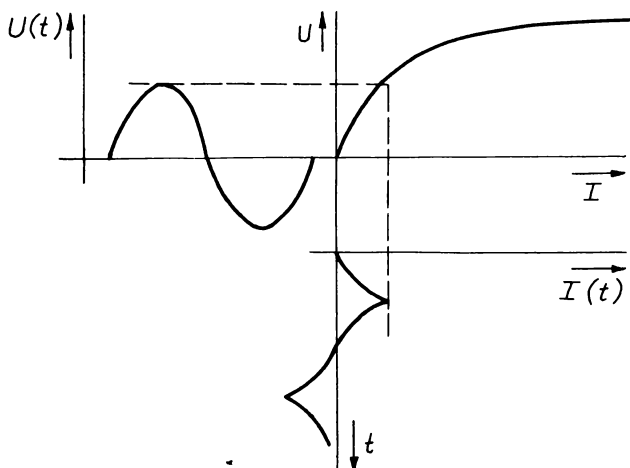


Bild 3.48 Stromverzerrung bei aufgeprägter sinusförmiger Spannung

Der Grad der Verzerrung ist abhängig vom Nichtlinearitätskoeffizienten β . Da die verzerrende Kennlinie symmetrisch ist, können nur ungradzahlige Harmonische vorhanden sein. Nachstehende Tabelle zeigt den Anteil der Harmonischen in Abhängigkeit vom β -Wert./10/

Ein für die Praxis besonders wichtiger Fall ist der Betrieb mit sinusförmigem Wechselstrom. Da bei Sinusgrößen häufig der Effektivwert angegeben wird, andererseits aber die bis-

Anteil der Harmonischen bei Varistoren in Abhängigkeit von β

Nichtlinearitätskoeff.	Erste Harmonische	Dritte Harmonische
0,5	0,85	0,17
0,333	0,75	0,25
0,25	0,68	0,29
0,222	0,65	0,30
0,2	0,625	0,31
0,182	0,6	0,32
0,167	0,58	0,32
0,154	0,56	0,33
0,143	0,55	0,33

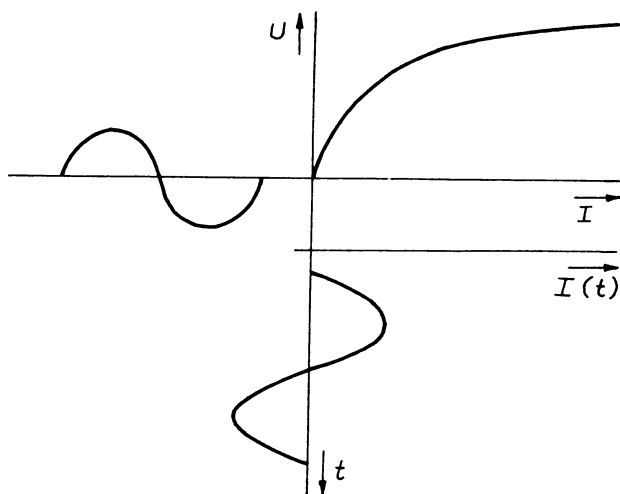


Bild 3.49 Spannungsverzerrung bei aufgeprägtem sinusförmigen Strom

her besprochenen Zusammenhänge auf Gleichstrom bezogen waren, empfiehlt es sich, entsprechende Umrechnungsfaktoren zu entwickeln. Einzelheiten hierzu sind der Literatur /11/ zu entnehmen.

3.2.7. Schaltungstechnik

Wenn gemäß Bild 3.50 n gleiche Varistoren in Reihe geschaltet werden, so gilt: $U_{ges} = U_1 + U_2 + \dots + U_n = C_1 \cdot I^{\beta_1} + C_2 I^{\beta_2} + \dots + C_n I^{\beta_n}$

$$U_{ges} = \sum_{i=1}^n C_i \cdot I^{\beta_i}$$

Und für n gleiche Widerstände:

$$U_{ges} = n \cdot C \cdot I^{\beta},$$

d.h.: $C_{ges} = n \cdot C$.

Bei der Parallelschaltung von n gleichen Varistoren ergibt sich:

$$I_{ges} = I_1 + I_2 + \dots + I_n = \sum_{i=1}^n \left(\frac{U}{C_i} \right)^{\frac{1}{\beta_i}}.$$

Für n gleiche Widerstände:

$$I_{ges} = n \cdot \left(\frac{U}{C} \right)^{\frac{1}{\beta}},$$

d.h.: $C_{ges} = \frac{C}{n^{\beta}}.$

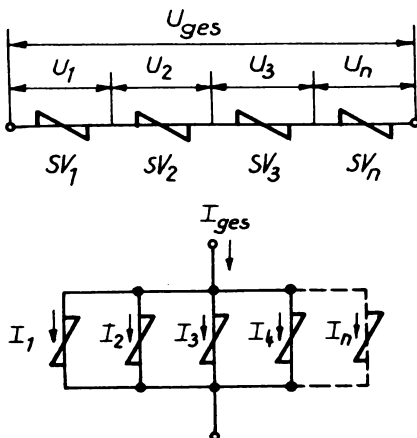


Bild 3.50 Zur Reihen- und Parallelschaltung von Varistoren

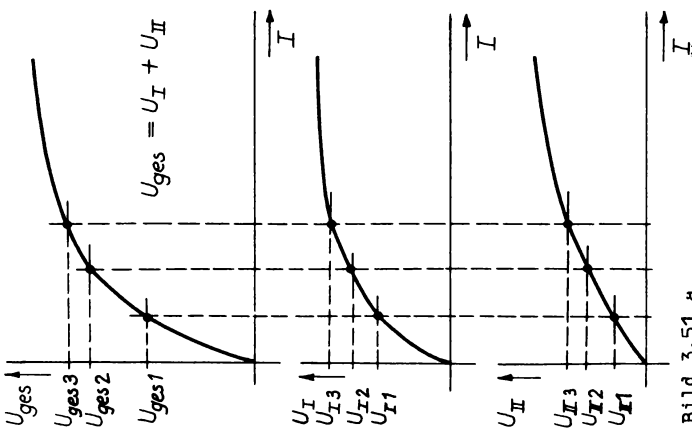


Bild 3.51 a

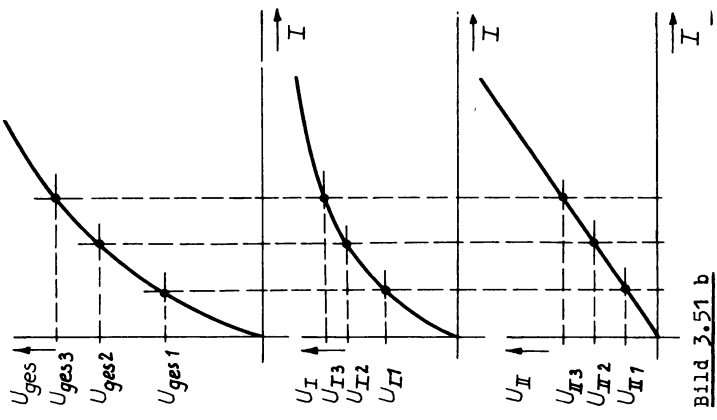


Bild 3.51 b

Bilder 3.51 Grafische Behandlung der Reihenschaltung von a) Varistoren
b) Varistor und linearem Widerstand

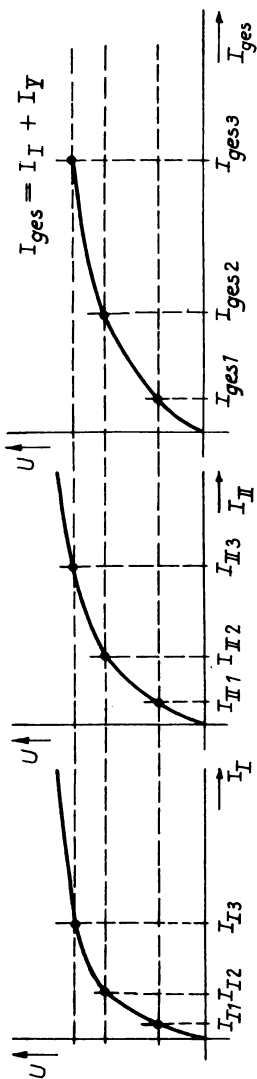


Bild 3.52 a

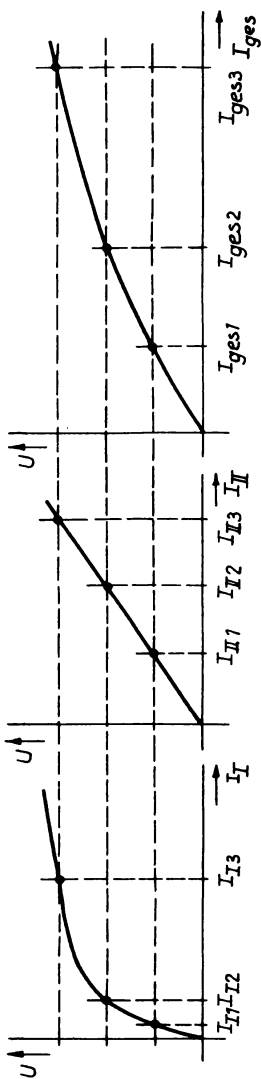


Bild 3.52 b

Bilder 3.52 Grafische Behandlung der Parallelschaltung von a) Varistoren

b) Varistor und linearem
Widerstand

Eine Halbierung des resultierenden C-Wertes läßt sich, also bei einem $\beta = 0,2$ erst durch Parallelschaltung von $n = 2^{\frac{1}{\beta}} = 32$ gleichartigen Varistoren erreichen. Parallelschaltung von Varistoren ist demnach nur sinnvoll hinsichtlich der Vergrößerung der Belastbarkeit und nicht zum Zweck einer Verringerung des C-Wertes. Liegt der Varistor mit einem linearen Widerstand in Reihe, so gilt für die Spannung an der Kombination:

$$U_{ges} = I \cdot R + C \cdot I^{\beta}.$$

Liegt zu einem Varistor ein linearer Widerstand parallel, so gilt für den durch die Kombination fließenden Strom:

$$I_{ges} = \frac{U}{R} + \left(\frac{U}{C} \right)^{\frac{1}{\beta}}.$$

Eine geschlossene mathematische Behandlung dieser Fälle ist recht umständlich und teilweise gar nicht möglich, weshalb es sich empfiehlt, mit den in den Bildern 3.51 und 3.52 dargestellten grafischen Verfahren zu arbeiten.

3.2.8. Alterung

Die Varistoren sind ihrer Struktur nach Sinterkörper aus einer Vielzahl kleinster Teilchen. Ihr elektrisches Verhalten wird in erster Linie von den Übergangszonen zwischen diesen Körnern bestimmt. Diese Kontaktstellen altern bei starker thermischer Belastung. Die Alterung äußert sich in einer Verschiebung der U-I-Kennlinie zu höheren Spannungen; der Varistor wird hochohmiger. Andererseits können durch hohe örtliche Feldstärken einige dieser Übergangszonen durchschlagen werden, so daß eine Verschiebung der U-I-Kennlinie nach tieferen Spannungswerten erfolgt.

Wie groß die im Betrieb auftretende Alterung ist, hängt von der Belastung ab. Bei sehr geringer Belastung und vorhergegangener künstlicher Alterung läßt sich als Optimum der Stabilität eine Alterung von 0,2% nach 1000 Betriebsstunden erreichen.

Bei Betrieb mit den maximal zulässigen Bedingungen ohne künstliche Alterung muß mit einer Alterung von 5% des Spannungswertes nach 1000 Betriebsstunden gerechnet werden.

Bei längerer Betriebsdauer nimmt die Alterungsneigung ab. Die größte Alterungsrate tritt stets in den ersten Betriebsstunden auf.

3.2.9. Messungen von C und β

Zur Ermittlung von C und β eines Varistors benutzt man zweckmäßigerweise die Schaltung nach Bild 3.53 a.

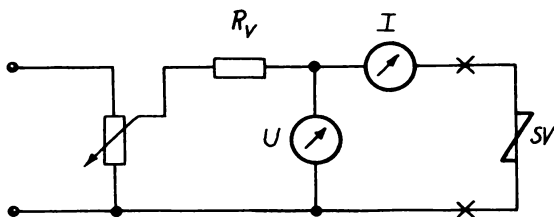
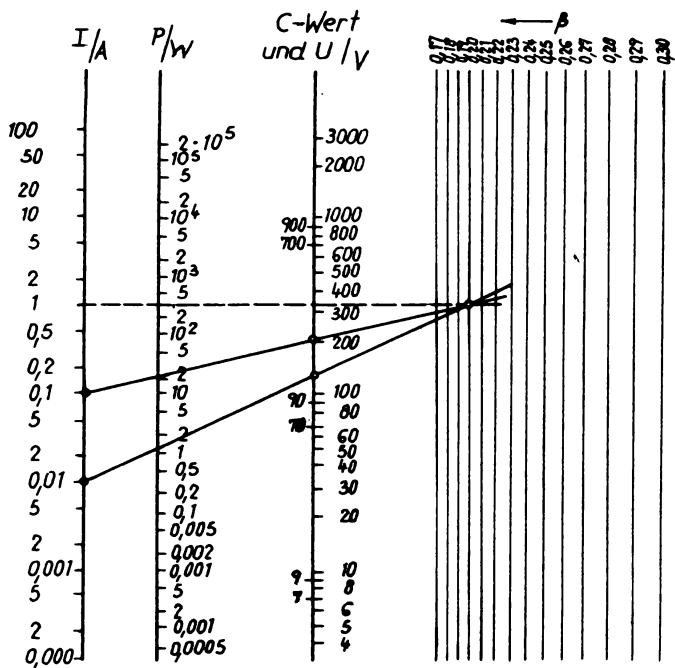


Bild 3.53 a Meßschaltung zur Bestimmung des C und β -Wertes

Ausgehend von der Gleichung (3.14)

$$\text{kann man setzen: } C = \frac{U}{I^\beta} \quad \text{und} \quad \beta = \frac{\ln\left(\frac{U_1}{U_2}\right)}{\ln\left(\frac{I_1}{I_2}\right)}.$$

Die etwas umständliche Rechenarbeit zur Bestimmung von β und C kann vermieden werden, wenn man das Nomogramm nach Bild 3.53 b anwendet. Es sind lediglich zwei Strommessungen und zwei Spannungsmessungen erforderlich, die auf den entsprechenden Skalen zu markieren sind. Die zueinander gehörigen U - I -Werte sind durch Geraden zu verbinden. Der Schnittpunkt der beiden Geraden ergibt den β -Wert. Wird der Schnittpunkt P mit dem Stromwert $1A$ verbunden, so kann auf der Spannungsskala der C -Wert abgelesen werden. Außerdem ergibt sich im Schnittpunkt mit der P -Achse der bei den jeweiligen Betriebsbedingungen umgesetzte Leistungsbetrag.



Beispiel: $I_1 = 10 \text{ mA}$, $I_2 = 100 \text{ mA}$,
 $U_1 = 125 \text{ V}$, $U_2 = 200 \text{ V}$;
 ergibt: $\beta = 0,2$; $C = 330$.

Bild 3.53 b U-I-C- β -Nomogramm

3.2.10. Anwendung von Varistoren

3.2.10.1. Spannungsstabilisierung (Siehe Literatur /11/).

Eine elektronische Spannungsstabilisierung wird in ihrer Güte von einer Stabilisierung mit Varistoren nicht erreicht, aber die Verwendung von Varistoren bietet den Vorteil, daß die Schaltung sehr einfach aufzubauen ist und daß die Kosten niedriger sind. Für diejenigen Fälle, bei denen der Stabilisierungsfaktor keine allzu hohen Werte besitzen muß, kann daher der Einsatz von Varistoren sinnvoll sein.

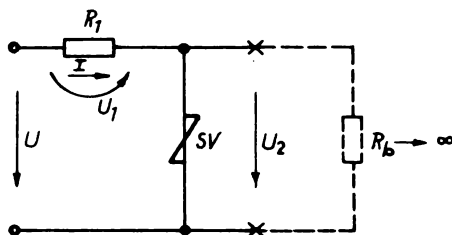


Bild 3.54 Spannungsstabilisierung mittels Varistor (ohne Belastung)

In Bild 3.54 ist eine einfache Schaltung skizziert. Dabei werde zunächst angenommen, daß der Belastungswiderstand sehr hoch sein soll, die Schaltung also praktisch nicht belastet wird.

Mit den bekannten Gesetzmäßigkeiten gilt:

$$U_{ges} = U_1 + U_2 \quad , \quad U_1 = R_1 \cdot I \quad , \quad U_2 = C \cdot I^\beta .$$

Wenn sich die Eingangsspannung um einen kleinen Betrag ΔU ändert, so folgt daraus eine Stromänderung ΔI :

$$\Delta U = \Delta U_1 + \Delta U_2 = \Delta I \cdot R_1 + \Delta I \cdot R_{dyn} .$$

Wenn man $R_{dyn} = \beta \cdot R_s = \beta \cdot \frac{U_2}{I}$ einsetzt, so ergibt sich:

$$\Delta U = \Delta I \cdot R_1 + \Delta I \cdot \beta \cdot \frac{U_2}{I}$$

$$\Delta U = \Delta I \left(R_1 + \beta \cdot \frac{U_2}{I} \right)$$

$$\Delta I = \frac{\Delta U \cdot I}{I \cdot R_1 + \beta \cdot U_2} .$$

Für die Änderung der Ausgangsspannung erhält man:

$$\Delta U_2 = \Delta I \cdot R_{dyn} = \beta \cdot \frac{U_2}{I} \cdot \Delta I$$

$$\Delta U_2 = \frac{\Delta U \cdot I}{I \cdot R_1 + \beta \cdot U_2} \cdot \beta \cdot \frac{U_2}{I}$$

$$\frac{\Delta U_2}{U_2} = \frac{\beta}{I} \cdot \frac{\Delta U \cdot I}{I \cdot R_1 + \beta \cdot U_2} = \frac{\beta}{U_1 + \beta \cdot U_2} \cdot \Delta U$$

Man definiert den Stabilisierungsfaktor als das Verhältnis der relativen Schwankungen der Eingangsspannung zu den relativen Schwankungen der Ausgangsspannung:

$$S = \frac{\frac{\Delta U}{U}}{\frac{\Delta U_2}{U_2}}$$

$$S = \frac{\frac{\Delta U}{U}}{\frac{\beta \cdot \Delta U}{U_1 + \beta \cdot U_2}} = \frac{U_1 + \beta \cdot U_2}{\beta \cdot U}$$

Wenn $x = \frac{U_2}{U_1}$ und $U_1 = U - U_2$ gesetzt wird, dann ergibt sich:

$$S = \frac{1}{\beta} - \frac{1-\beta}{\beta} \cdot x \quad (3.19)$$

Aus der Gleichung ist zu entnehmen, daß der Stabilisierungsfaktor vom Verhältnis $x = \frac{U_2}{U}$ und vom β -Wert des Varistors abhängig ist.

In Bild 3.55 ist der Stabilisierungsfaktor in Abhängigkeit von x mit β als Parameter dargestellt.

Wenn der Abschlußwiderstand nicht als sehr groß angesehen und vernachlässigt werden kann, also eine Schaltung gemäß Bild 3.56 vorliegt, dann gilt:

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{U_2}{R_s} \quad , \quad I_2 = \frac{U_2}{R_2} \quad , \quad R = \frac{U_1}{I_1 + I_2} \\ R &= \frac{U_1}{\frac{U_2}{R_s} + \frac{U_2}{R_2}} \\ R &= \frac{U_1 \cdot R_s \cdot R_2}{U_2 (R_s + R_2)} \end{aligned}$$

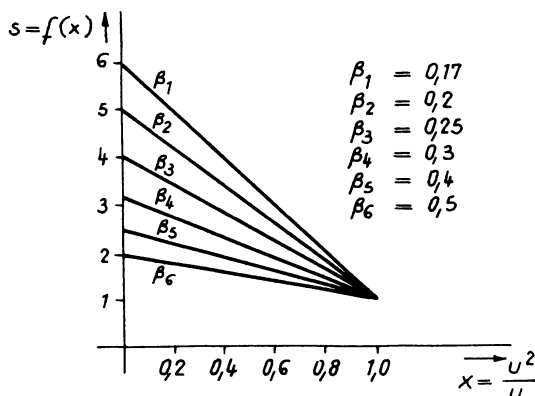


Bild 3.55 Stabilisierungsfaktor s in Abhängigkeit vom Spannungsteilerverhältnis für die Schaltung nach Bild 3.54
 β = Parameter

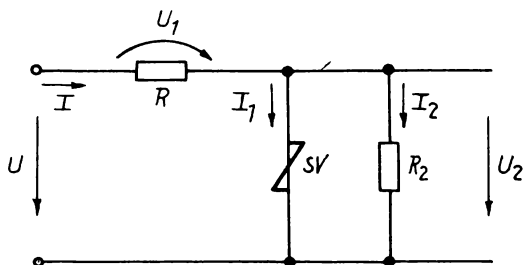


Bild 3.56 Spannungsstabilisierung mittels Varistor (mit Belastung)

Wenn man $U_1 = U - U_2$ und $x = \frac{U_2}{U}$ einführt, dann ergibt sich für den Vorwiderstand R :

$$R = \left(\frac{1}{x} - 1 \right) \cdot \frac{R_s \cdot R_2}{R_s + R_2} \quad (3.20)$$

Der Stabilisierungsfaktor ist definitionsgemäß

$$S = \frac{\frac{\Delta U}{U}}{\frac{\Delta U_2}{U_2}} = \frac{\Delta U \cdot U_2}{U \cdot \Delta U_2} = \frac{\Delta U}{\Delta U_2} \cdot x$$

Führt man für den durch R_s und R_2 gebildeten **Stromteiler** die Abkürzung y ein

$$y = \frac{R_s}{R_2} = \frac{I_2}{I_1} \quad /$$

dann erhält man über einige Zwischenrechnungen:

$$S = \frac{1}{\beta} - \frac{1-\beta}{\beta} \cdot \frac{x+y}{1+y} \quad . \quad (3.21)$$

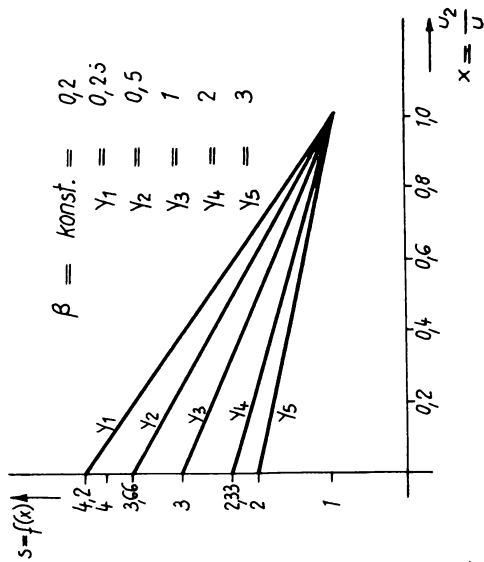
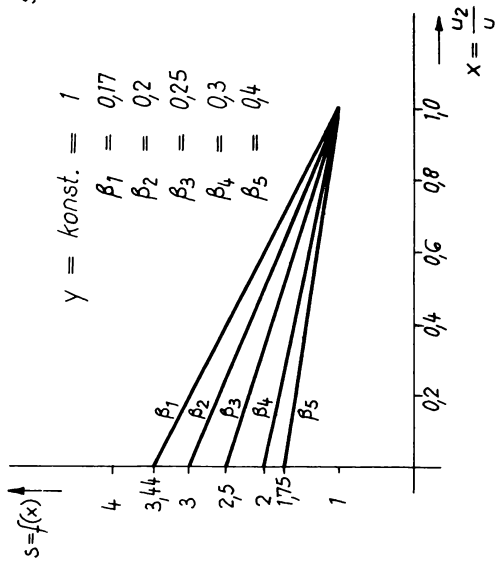
Für einen unbelasteten Spannungsteiler - d.h. für $y = 0$ - geht diese Beziehung in die Gleichung (3.19) über.

Die grafische Auswertung zeigt Bild 3.57.

Bei den bisherigen Betrachtungen war immer davon ausgegangen worden, daß die Belastung konstant sei und die Eingangsspannung schwanke. Es interessiert jedoch auch der Fall einer konstanten Eingangsspannung, die über einen Spannungsteiler einen Verbraucher unterschiedlicher Stromaufnahme speisen soll. Dabei sollen Änderungen der Belastung möglichst keine Änderungen der Ausgangsspannung zur Folge haben. Oder es kann ein veränderlicher Widerstand über einen Vorwiderstand aus einer Konstantspannungsquelle zu betreiben sein, und Änderungen des Widerstandes sollen möglichst geringen Einfluß auf das Spannungsteilerverhältnis ausüben.

In diesen Fällen erweist sich die Verwendung eines Varistors als sehr zweckmäßig. Die entsprechenden Schaltungen sind in den Bildern 3.58a und 3.58c skizziert.

Die Ausgangsgleichspannung U_2 wird aus der Eingangsgleichspannung gewonnen, und zwar nach einem Spannungsteilerverhältnis, das von den statischen Widerständen bestimmt wird. Eine Änderung der Belastung hat eine Änderung des Stromes durch den Varistor zur Folge. Die dadurch am Varistor in Erscheinung tretende Spannungsänderung ist jedoch nur über den dynamischen Widerstand mit ΔI verknüpft. Die Ausgangsspannung wird sich folglich nur wenig ändern.



a) $\gamma = \frac{I_2}{I_1} = \text{konst.} = 1$
 $\beta = \text{Parameter}$

b) $\beta = \text{konst.} = 0,2$
 $\gamma = \text{Parameter}$

Bilder 3.57 Stabilisierungsfaktor s in Abhängigkeit vom Spannungsteilerverhältnis für die Schaltung nach Bild 3.56

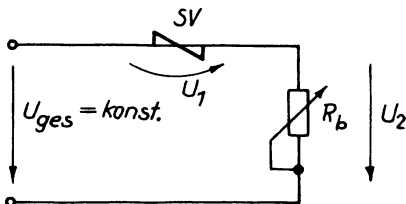


Bild 3.58 a Varistor als Vorwiderstand

Für Bild 3.58a gilt:

$$U_2 = I \cdot R_b .$$

Eine Änderung von R_b um ΔR_b bringt eine Änderung von U_2 um ΔU_2 und eine Änderung von I um ΔI mit sich. Diese Änderungen sind mathematisch über das totale Differential zu erfassen:

$$dU_2 = \frac{\partial (I \cdot R_b)}{\partial I} \cdot dI + \frac{\partial (I \cdot R_b)}{\partial R_b} \cdot dR_b$$

$$dU_2 = R_b \cdot dI + I \cdot dR_b .$$

Wenn man von den Differentialen auf die Differenzen übergeht, so erhält man:

$$dI \longrightarrow \Delta I; dR_b \longrightarrow \Delta R_b; dU \longrightarrow \Delta U$$

$$\Delta U_2 = R_b \cdot \Delta I + \Delta R_b \cdot I .$$

Da $U_{ges} = \text{konstant}$ vorausgesetzt wurde, gilt:

$$\Delta U_{ges} = 0 = \Delta U_1 + \Delta U_2 ,$$

$$\text{also: } \Delta U_1 = -\Delta U_2 .$$

Für den Varistor kann man setzen: $\Delta U_1 = \Delta I \cdot R_{dyn}$.

Mit $\Delta U_2 = -\Delta U_1$ wird daraus: $\Delta I = -\frac{\Delta U_2}{R_{dyn}}$.

Weiterhin gilt: $I = \frac{U_2}{R_b}$

Somit wird: $\Delta U_2 = -R_b \cdot \frac{\Delta U_2}{R_{dyn}} + I \cdot \Delta R_b$

$$\frac{\Delta U_2}{U_2} \cdot \left(1 + \frac{R_b}{R_{dyn}} \right) = \frac{\Delta R_b}{R_b} .$$

Man kann nun einen Stabilisierungsfaktor als das Verhältnis der Widerstandsänderungen zu den daraus sich ergebenden Spannungsänderungen definieren:

$$S = \frac{\frac{\Delta R_b}{R_b}}{\frac{\Delta U_2}{U_2}} .$$

Mit $R_{dyn} = \beta \cdot R_s$ und $\frac{R_b}{R_s} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U_{ges} U_2} = \frac{x}{1-x}$, worin $x = \frac{U_2}{U_{ges}}$ ist, erhält man:

$$S = 1 + \frac{x}{1-x} \cdot \frac{1}{\beta} .$$

Die grafische Auswertung zeigt Bild 3.58b.

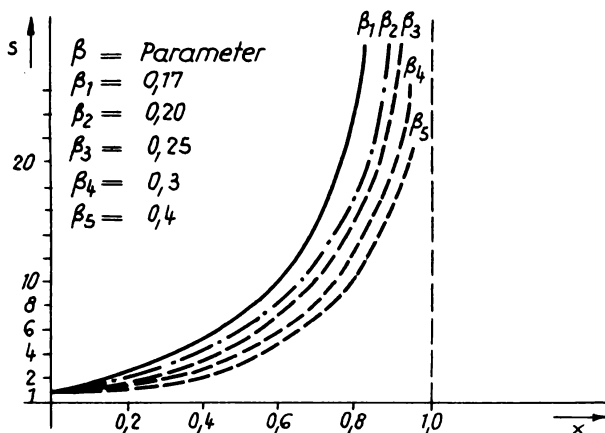
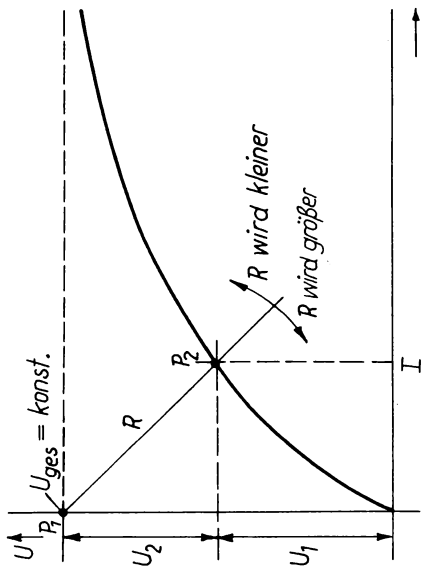


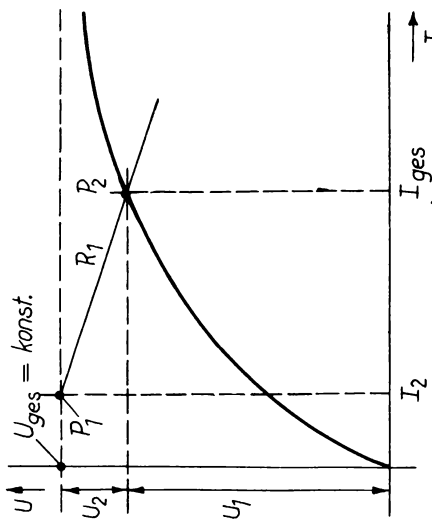
Bild 3.58 b Stabilisierungsfaktor s in Abhängigkeit vom Spannungsteilerverhältnis nach Bild 3.58 a

In Bild 3.59 ist ein grafisches Verfahren zur Ermittlung der Schwankung der Ausgangsspannung angegeben.



In die Varistorkennlinie wird zuerst der Wert für $U_{\text{Ges}} = \text{konst.}$ eingezeichnet. Von Punkt P_1 aus wird die Kennlinie für R (Gerade) gezeichnet. Es ergibt sich der Punkt P_2 als Schnittpunkt mit der Varistorkennlinie. Wenn von P_2 auf die U-Achse geblickt wird, erhält man die beiden Teilspannungen U_1 und U_2 . Eine Änderung des Widerstandes R ist als Änderung der Neigung der Geraden einzuzichnen; P_1 bleibt erhalten, aber ein neuer P_2 ergibt sich.

Bild 3.59 a Grafische Ermittlung der Spannungsänderung bei einer Widerstandsänderung in der Schaltung Bild 3.58 a



In die Varistorkennlinie werden die Werte $U_{\text{Ges}} = \text{konst.}$ und der geforderte Belastungsstrom I_2 eingezeichnet. Man erhält P_1 . Von P_1 aus wird die Widerstandsgerade für R_1 gezeichnet. Man erhält P_2 , und aus diesem ergeben sich die Werte U_2 und I_1 . Eine Änderung der Belastung entspricht einer Änderung von I_2 . Die Gerade R_1 wird also parallel verschoben. Ihre Neigung bleibt konstant! Durch die Parallelverschiebung ergibt sich ein neuer Punkt P_2 mit entsprechend anderen Werten für U_2 und I_1 .

Bild 3.59 b Grafische Ermittlung der Spannungsänderung an einem belasteten Spannungsteiler nach Bild 3.58 c

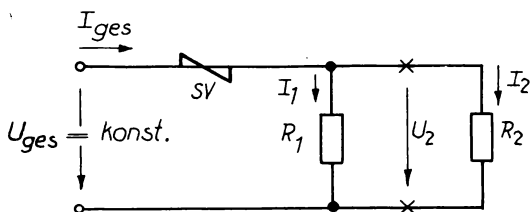


Bild 3.58 c Varistor als Teil eines belasteten Spannungsteilers

Bild 3.58c zeigt eine Schaltung, bei welcher der Varistor als Teil eines belasteten Spannungsteilers wirkt. Hier empfiehlt es sich, die stabilisierende Wirkung anhand des in Bild 3.59b skizzierten Verfahrens grafisch zu ermitteln.

Anwendung finden diese Verfahren in der Rundfunk- und Fernsehempfängertechnik zum Konstanthalten der Bildhöhe bzw. zur Stabilisierung der Schirmgitterspannung.

3.2.10.2. Spannungsbegrenzung

In allen elektrischen Kreisen, in denen Induktivitäten vorhanden sind, können bei Schaltvorgängen mehr oder weniger große Überspannungen auftreten. Diese können andere Bauelemente gefährden oder die Arbeitsweise der Schaltung beeinträchtigen. Es kann deshalb notwendig werden, besondere Maßnahmen zur Spannungsbegrenzung zu treffen. Bild 3.60 stellt eine Schaltung dar, welche die beim Abschalten des Stromes durch die Induktivität entstehende Spannung ableitet und damit Funkenbildung oder gar das Zustandekommen eines Lichtbogens am Schalter verhindert. Nachteilig an dieser Schaltung ist, daß bei geschlossenem Schalter ständig ein Ruhestrom durch den Varistor fließt. Die Induktivität wird dadurch bedämpft, bzw. es treten Energieverluste auf. Dieser Nachteil wird bei der Schaltung nach Bild 3.61 vermieden. Der Varistor liegt hier parallel zum Schalter, begrenzt also nicht die Spannung

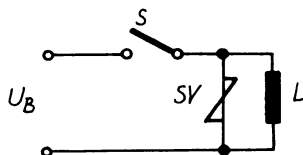


Bild 3.60 Begrenzung von
Schaltüberspannungen bei

$$U_B < 110 \text{ V}$$

an der Induktivität, sondern die Spannung an der Schaltstrecke.
Nachteilig ist hier aber, daß auch bei geöffnetem Schalter
ein Strom durch die Induktivität fließt.

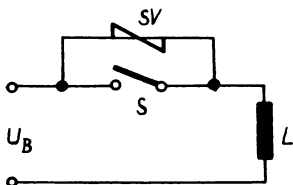


Bild 3.61 Begrenzung
von Schaltüberspannungen

$$\text{bei } U_B > 110 \text{ V}$$

Ein anderes Beispiel für eine Spannungsbegrenzung mittels Varistor zeigt Bild 3.62. In dieser Schaltung aus der Fernsehempfangstechnik hat der Varistor die Aufgabe, die beim Bildrücklauf an der Primärseite des Übertragers entstehenden Spannungsspitzen zu begrenzen. Diese Überspannungen könnten nicht nur Übertrager und Röhre beschädigen, sondern auch den aus Primärinduktivität und Wicklungskapazität gebildeten Schwingkreis zu freien Schwingungen anregen (Bildstörungen). Zu beachten ist, daß durch Zuschalten des Varistors die Röhre zusätzlich belastet wird.

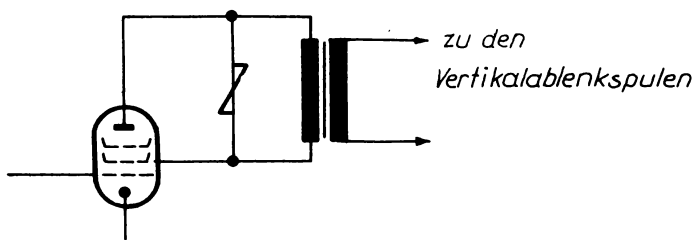


Bild 3.62 Anwendung eines Varistors in der Bild-Endstufe eines TV-Empfängers

3.2.10.3. Linearisierung von Kippspannungen

Das Prinzip der Erzeugung von Kippschwingungen mittels der in Bild 3.63 dargestellten Schaltung kann als bekannt vorausgesetzt werden. Die übliche Kippschaltung ist hier lediglich durch den Spannungsteiler $SV - R_2$ erweitert worden.

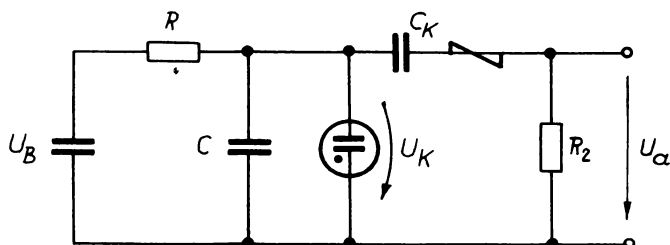


Bild 3.63 Linearisierung einer Sägezahnspannung mittels eines Varistors

Die linearisierende Wirkung dieser Ergänzung kann man sich anhand des Bildes 3.64 leicht klarmachen. Es wird bei dieser Methode die eine Nichtlinearität (Aufladekurve des Kondensators) durch die andere Nichtlinearität (Strom-Spannungskennlinie des Varistors) ausgeglichen. Natürlich kann damit keine hundertprozentige Linearisierung erreicht werden, da die beiden Nichtlinearitäten durch verschiedene mathematische Funktionen beschrieben werden.

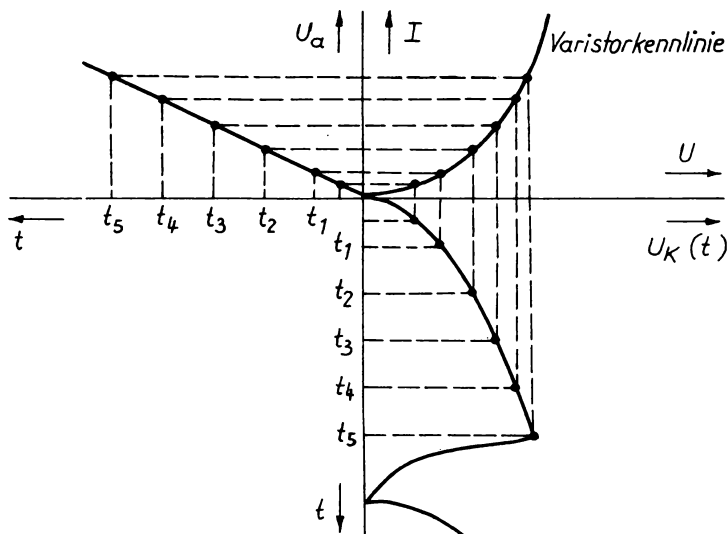


Bild 3.64 Zur Wirkungsweise der Schaltung Bild 3.63

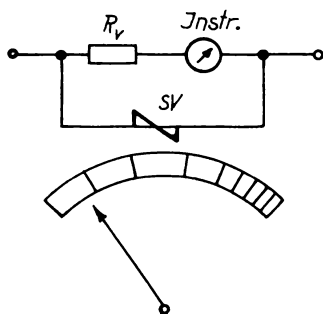


Bild 3.65 Meßbereichs-
dehnung am unteren Ende;
Schaltung und (schema-
tischer) Skalenverlauf

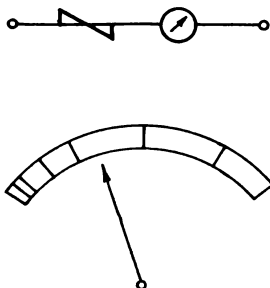


Bild 3.66 Meßbereichs-
dehnung am oberen Ende;
Schaltung und (schema-
tischer) Skalenverlauf

3.2.10.4. Meßbereichsdehnung

Durch Kombination eines Meßwerkes mit einem Varistor kann die Skala des Instrumentes wahlweise für hohe oder niedrige Werte der Meßgröße gedehnt oder gestaucht werden. Die Schaltung nach Bild 3.65 ergibt eine Dehnung der Skala für niedrige Spannungswerte und eine Zusammendrängung am oberen Skalenende. Bild 3.66 stellt die Schaltung für Dehnung am oberen Ende der Skala und Zusammendrängung der niedrigen Werte dar. Die Wirkungsweise kann man sich mittels der $R=f(U)$ -Kennlinie klar machen.

3.2.10.5. Erhöhung der Schaltempfindlichkeit von Relais

Wird gemäß Bild 3.67 ein Relais mit einem Varistor in Reihe geschaltet, dann bewirkt eine Zunahme der Spannung U_e eine stärker als lineare Stromzunahme in der Erregerwicklung. Das Relais ist also in diesem Fall besonders geeignet als Schwellwertschalter; es reagiert mit erhöhter Empfindlichkeit auf das Erreichen bzw. Übersteigen eines bestimmten Spannungswertes.

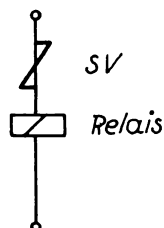


Bild 3.67
Erhöhung der
 Spannungsempfind-
 lichkeit von Relais

3.2.10.6. Überspannungsableitung

Formal betrachtet gehört dieser Punkt noch zu dem Kapitel "Spannungsbegrenzung". Es soll aber ein besonderer Abschnitt kurz das Wesentlichste zu diesem Thema bringen, da Varistoren durchschnittlicher Eigenschaften den in diesem Anwendungsfall auftretenden Belastungen nicht gewachsen sind.

Die in elektrischen Netzen oder Energieversorgungsanlagen auftretenden Überspannungen können Anlagen, Geräte und Bauelemente gefährden. Deshalb ist eine Begrenzung unbedingt erforderlich.

Die zum Einsatz gelangenden Begrenzer müssen eine hohe Belastbarkeit aufweisen und große Zuverlässigkeit besitzen. Die prinzipiellen elektrischen Eigenschaften (U-I-Kennlinie, Temperaturabhängigkeit usw.) entsprechen den oben bereits behandelten Punkten. Überspannungsableiter erfüllen zusätzlich dazu bestimmte Forderungen bezüglich der Klimafestigkeit und der elektrischen Belastbarkeit. Diese Hochleistungsvaristoren werden nach anderen Gesichtspunkten klassifiziert und geprüft als die Typen geringerer Belastbarkeit. Über diesbezügliche Einzelheiten informieren die Kataloge des Herstellers. Hier sei nur erwähnt, daß Typen mit einer Stoßstrombelastbarkeit bis zu 10 kA gefertigt werden.

3.2.11. Fertigungsprogramm spannungsabhängiger Widerstände

Hersteller ist der VEB Keramische Werke Hermsdorf.

Die spannungsabhängigen Widerstände sind durch einen Buchstaben- und Zahlenschlüssel gekennzeichnet. Alle spannungsabhängigen Widerstände tragen als ersten Buchstaben ein S. Diesem S wird ein weiterer Buchstabe bzw. eine Buchstabengruppe nachgestellt, die den besonderen Verwendungszweck kennzeichnen. Es gilt folgende Zuordnung:

Buchstaben	Bedeutung
SV	Varistoren zur Anwendung in der Schwachstromtechnik
SR	Spannungsabhängige Widerstände in Ringform; Stirnflächen der Ringe metallisiert
SB	Bausteinwiderstände, die durch entsprechende Zusammenstellung der SR - Typen komplettiert werden
SBS	Spannungsabhängige Bausteinwiderstände in Sonderausführung
SRS	Steuerringe
SS	Stabwiderstände
SÜ	Spannungsabhängige Widerstände speziell für Überspannungsableitung
SW	Spannungsabhängige Widerstände in Scheibenform, die sich durch hohe Stoßstromfestigkeit auszeichnen

An die Buchstabengruppe schließt sich eine Zifferngruppe an, welche aus zwei Zahlen zusammengesetzt ist, die durch einen Schrägstrich getrennt sind. Die erste Zahl gibt in V die Spannung an, die über dem Widerstand abfällt, wenn der hinter dem Schrägstrich stehende Strom in mA hindurchfließt.

Die auf diese Angabe folgende, durch einen Querstrich getrennte Zahl kennzeichnet die Bauform. Falls sie wiederum aus zwei Zahlen besteht, dann gibt die erste den Durchmesser in mm an, die zweite die Höhe bzw. Länge in mm.

Beispiel: SV 270/10 - 44 ist ein spannungsabhängiger Widerstand (Varistor) in Scheibenform mit einem Durchmesser von 44 mm; bei einem Strom von 10 mA beträgt der Spannungsabfall 270 V.

Folgende Tabelle gibt einen Überblick über das vom VEB KWH gefertigte Spektrum spannungsabhängiger Widerstände.

Typenreihe	Nennstrom mA	Nennspannung V	P bei 120 °C W	β
SV	1 10 10	82 - 270 22 - 1300 10 - 680	2,0 0,5 - 3,5 3,5 ; 10	0,18 0,18 - 0,3 0,5 - 0,6
SR	100 1000	1,5 - 22 0,68 - 3,3	3,5 3,5	0,8 0,8
SB	10 100 1000	47 - 10000 10 - 470 6,8 - 33	17,5 - 170 17,5 ; 35 17,5 ; 35	0,5 - 0,6 0,8 0,8
SW	100 - 150	30 - 120	5,0	0,35 - 0,4

Typenreihe	Nennspannung kV	Betriebsspannung V	Restspg. bei Nennableit- stoßstrom kV	Nennableit- stoßstrom (Welle 8/20) kA	Betriebs- strom mA
SBS	6 - 30	400-2000	45 - 195	2,5	15

Typenreihe	Nennableit- stoßstrom kA	Nennrest- spannung kV	Langwellen- ableitstoß- strom A	Langwellen- ableitstoß- dauer μ s
SÜ	1,5 - 10	1,7 - 5,0	50 - 200	1000 - 2000

Eine einfache Möglichkeit, aus der Angabe von Nennstrom und Nennspannung bei bekanntem β -Wert den C-Wert zu ermitteln, ist durch das Nomogramm Bild 3.68 gegeben. Dabei werden zunächst in der skizzierten Weise die Strom- und Spannungswerte durch eine Gerade verbunden. Dann sucht man auf der unteren Abszisse den entsprechenden β -Wert auf und findet auf der C-Ordinate den gesuchten C-Wert.

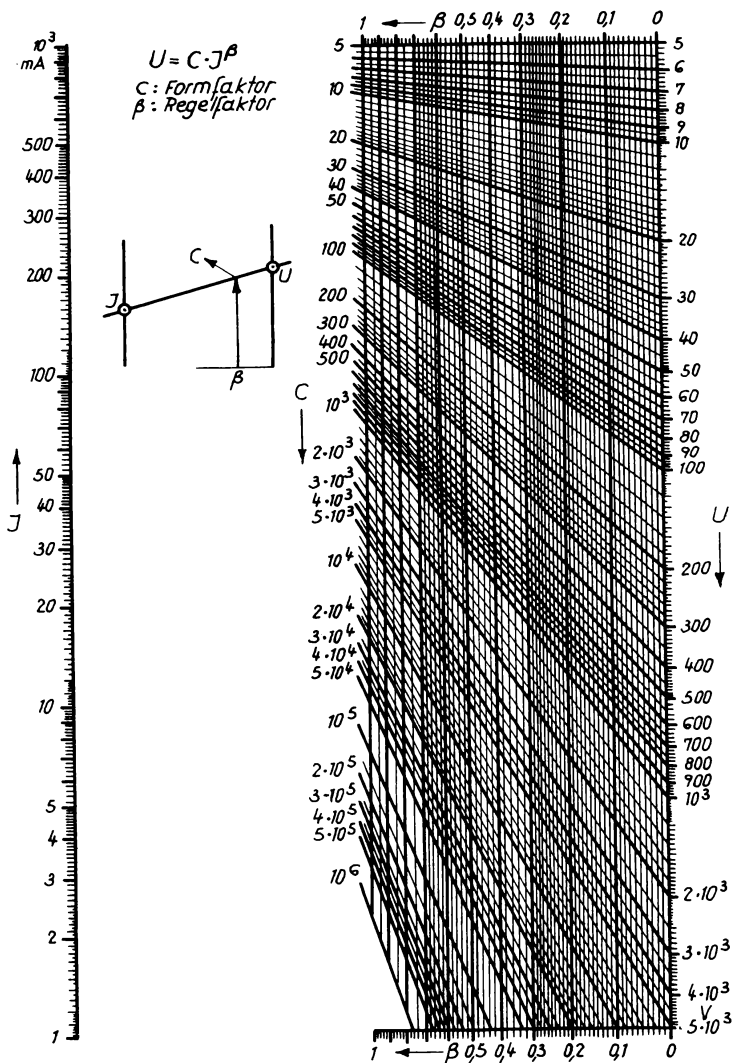


Bild 5.68 Nomogramm zur Ermittlung des C -Wertes oder des β -Wertes

Kontrollfragen

1. Was verstehen Sie unter "Schrotrauschen"?
2. Wodurch unterscheiden sich Ladungstransport in Raumladungsfeldern und Ladungstransport in Gasen?
3. Erläutern Sie die Begriffe "Ionisation" und "Rekombination"!
4. Beschreiben Sie die normale Glimmentladung! Wodurch unterscheidet sie sich von der anomalen?
5. Welche prinzipiellen Unterschiede bestehen zwischen Leitern und Halbleitern?
6. Erläutern Sie die Störstellenleitung anhand des Energiebändermodells!
7. Beschreiben Sie die Verhältnisse am stromlosen p-n-Übergang!
8. In welcher Weise ist das Verhalten eines p-n-Überganges von der Temperatur abhängig?
9. Warum rauschen Halbleiter im allgemeinen stärker als Elektronenröhren?
10. Was bezeichnen Sie als "Zuverlässigkeit eines Bauelements"?
11. Von welchen Faktoren ist die Zuverlässigkeit abhängig?
12. Was ist eine redundierte Schaltung?
13. In welchen Fällen ist die Verwendung von Drahtwiderständen gegenüber Schichtwiderständen vorteilhaft? Unter welchen Bedingungen verwendet man zweckmäßigerweise Schichtwiderstände?
14. Was ist beim Einsatz von Kohleschichtwiderständen zu beachten?
15. Erklären Sie den Unterschied zwischen einem linearen und einem nichtlinearen Widerstand!
16. Wie kann man die Dissipationskonstante eines Heißeleiters ermitteln?
17. Was ist bei der Parallelschaltung von Heißeleitern zu beachten?
18. Vergleichen Sie Vor- und Nachteile der Eisen-Wasserstoff-Widerstände mit denen der keramischen Kaltleiter!

19. Erläutern Sie den Unterschied zwischen statischem und dynamischem Widerstand eines Varistors! In welchem Fall arbeiten Sie mit dem einen, wann mit dem anderen?

Übungsaufgaben

1. Zwei Heißleiter TNM 100 und TNM 220 liegen in Reihe.

Wie groß sind bei 27°C R_{ges} ; b_{ges} ; TK_{ges} ?

Gegeben: TNM 100: Kaltwiderstand bei 20°C 100Ω ,

Energiekonstante $b = 1700^{\circ}\text{K}$,

TNM 220: Kaltwiderstand bei 20°C 220Ω ,

Energiekonstante $b = 1900^{\circ}\text{K}$

2. Zu einem Heißleiter TNK 270 - 10 wird ein temperaturunabhängiger linearer Widerstand parallel geschaltet. Wie groß muß der Parallelwiderstand gewählt werden, damit bei 27°C der $TK_{\text{ges}} = -2\%/^{\circ}\text{C}$ ist?

Gegeben: TNK 270 - 10: Kaltwiderstand 270Ω ,

Energiekonstante $b = 4500^{\circ}\text{K}$

3. Ein Heißleiter hat bei 20°C einen Widerstand von 500Ω und bei 125°C einen Widerstand von $13,5\Omega$.

Wie groß ist sein Widerstand bei 80°C ?

Wie groß sind seine Temperaturkoeffizienten bei $20, 80, 125^{\circ}\text{C}$?

4. Ein Drahtwiderstand $R = 1\text{k}\Omega$ hat einen Temperaturkoeffizienten $TK = +1\%/^{\circ}\text{C}$.

Er soll mit einem Heißleiter in Reihe geschaltet werden, so daß sich bei 30°C gerade ein Gesamtwiderstand von $R_{\text{ges}} = 1,5\text{k}\Omega$ mit $TK_{\text{ges}} = 0$ ergibt.

Wie groß muß b dieses Heißleiters sein?

Wie groß muß sein Kaltwiderstand sein?

5. Der Heißleiter TNA 10/300 hat einen Kaltwiderstand von $R_{20} = 2\text{k}\Omega$. Die Energiekonstante beträgt $b = 4200^{\circ}\text{K}$. Wie hoch ist seine Temperatur bei Nennbelastung?

Zu einer bestimmten Zeit werde die Belastung abgeschaltet. Wie groß ist der Widerstand des Heißleiters zur Zeit $t = \tau$ nach dem Abschalten?

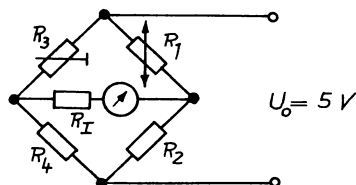
6. Gegeben sind zwei Heißleiter mit den Kaltwiderständen $R_{20\ 1} = 2\ k\Omega$ und $R_{20\ 2} = 3\ k\Omega$ sowie den Energiekonstanten $b_1 = 3500\ ^\circ K$ und $b_2 = 4500\ ^\circ K$.
Gesucht ist die Temperatur, bei der $R_1 = R_2$ ist.
7. Gefordert wird ein Heißleiter, der bei der Temperatur $20\ ^\circ C$ einen TK von mindestens $3\ \%/grad.$ besitzt.
Wie groß muß die Energiekonstante b mindestens sein?
8. Ein Heißleiter soll bei einer Temperaturänderung von $30\ ^\circ C$ auf $35\ ^\circ C$ eine Widerstandsänderung von 10% aufweisen.
Welchen Wert muß b mindestens haben?
9. Der Heißleiter TNK 270 - 10 liegt in Reihe mit einem temperaturunabhängigen linearen Widerstand von $500\ \Omega$.
Wie ändert sich das Spannungsteilerverhältnis, wenn die Temperatur von $20\ ^\circ C$ auf $30\ ^\circ C$ ansteigt?
10. Gegeben ist die nebenstehende Brückenschaltung:

$$R_2 = R_4 = 1\ k\Omega$$

$$R_{Instr.} = 2\ k\Omega$$

Heißleiter TNM 220

$$b = 1900\ ^\circ K.$$

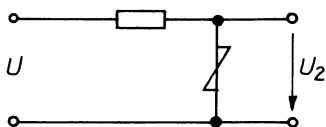


Das Instrument benötigt zum Vollausschlag $10\ mA$; die Skala ist linear in 100 Teilstriche geteilt.

Die Brücke soll bei $50\ ^\circ C$ abgeglichen werden. Welcher Widerstand muß an R_3 eingestellt werden?

Wieviele Skalenteile beträgt der Instrumentenausschlag, wenn nach dem Abgleich die Temperatur auf $53\ ^\circ C$ ansteigt?

11. Gegeben ist eine Stabilisierungsschaltung, wie sie die Skizze zeigt.



$$U = 700 \text{ V} \quad U_2 = 140 \text{ V}$$

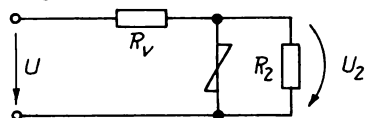
$$\frac{\Delta U}{U} = \pm 20 \%$$

$$\beta = 0,2$$

Wie groß ist $\frac{\Delta U_2}{U_2}$?

Welchen Wert müßte β haben, wenn $\frac{\Delta U_2}{U_2} \leq 3,5 \%$ gefordert wird?

12. Gegeben ist folgende Stabilisierungsschaltung:



$$U = 320 \text{ V} \quad R_V = 20 \text{ k}\Omega$$

$$U_2 = 80 \text{ V} \quad R_2 = 20 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 0,2$$

Die Schwankungen der Eingangsspannung betragen $\pm 10 \%$.

Wie groß sind die relativen und absoluten Schwankungen der Ausgangsspannung?

Lösung der Übungsaufgaben

Aufgabe 1

Aus dem Kaltwiderstand R_{20} muß zunächst die Mengenkonstante α ermittelt werden:

$$\begin{aligned} R_{120} &= \alpha_1 \cdot e^{\frac{b_1}{T_{20}}} & \text{bzw.} & & R_{220} &= \alpha_2 \cdot e^{\frac{b_2}{T_{20}}} \\ \alpha_1 &= R_{120} \cdot e^{-\frac{b_1}{T_{20}}} & & & \alpha_2 &= R_{220} \cdot e^{-\frac{b_2}{T_{20}}} \\ &= R_{120} \cdot e^{-\frac{1700}{293}} & & & &= R_{320} \cdot e^{-\frac{1900}{293}} \\ &= 100 \, \Omega \cdot e^{-\frac{1700}{293}} & & & &= 220 \, \Omega \cdot e^{-\frac{1900}{293}} \end{aligned}$$

Zu beachten ist: T ist in Grad Kelvin einzusetzen.

Mit den nunmehr vorliegenden Werten für α lassen sich die Widerstandswerte bei $\vartheta = 27 \, ^\circ\text{C} \hat{=} T = 300 \, \text{K}$ berechnen:

$$\begin{aligned} R_{127} &= \alpha_1 \cdot e^{\frac{b_1}{T_{27}}} & R_{227} &= \alpha_2 \cdot e^{\frac{b_2}{T_{27}}} \\ &= 100 \, \Omega \cdot e^{-\frac{1700}{293}} \cdot e^{\frac{1700}{300}} & &= 220 \, \Omega \cdot e^{-\frac{1900}{293}} \cdot e^{\frac{1900}{300}} \\ &= 100 \, \Omega \cdot e^{-0,525} & &= 220 \, \Omega \cdot e^{-0,585} \end{aligned}$$

$$R_{127} = \underline{\underline{86 \, \Omega}}$$

$$R_{227} = 189 \, \Omega$$

$$R_{\text{ges}} = R_1 + R_2 = \underline{\underline{275 \, \Omega}}$$

$$b_{\text{ges}} = \frac{1}{R_{\text{ges}}} \cdot (b_1 R_1 + b_2 R_2) = \underline{\underline{1850 \, ^\circ\text{K}}}$$

$$TK_{\text{ges}} = -\frac{b_{\text{ges}}}{T^2} = -\frac{1850 \, ^\circ\text{K}}{9 \cdot 10^4 \, ^\circ\text{K}^2} = \underline{\underline{-2,05 \, \frac{\%}{\text{grad}}}}$$

Aufgabe 2

Der TK_{ges} ist abhängig von b_{ges} :

$$TK_{ges} = - \frac{b_{ges}}{T^2}$$

$$b_{ges} = -TK_{ges} \cdot T^2$$

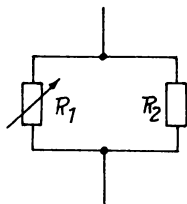
$$b_{ges} = \frac{2\%}{\text{grad K}} \cdot 9 \cdot 10^4 (\text{grad K})^2$$

$$b_{ges} = 2 \cdot 9 \cdot 10^{-2} \cdot 10^4 \text{ grad K}$$

$$\underline{\underline{b_{ges} = 1800 \text{ } ^\circ\text{K}}}$$

Beachten Sie: Der Temperaturkoeffizient ist gemäß seiner Definition auf eine Temperaturänderung bezogen. Es ist gleichgültig, ob man diese Änderung in $^\circ\text{C}$ oder in $^\circ\text{K}$ angibt.

Für die Parallelschaltung gilt:



$$b_{ges} = R_{ges} \left(\frac{b_1}{R_1} + \frac{b_2}{R_2} \right)$$

$\underbrace{\hspace{1cm}}_{=0, \text{ da linearer Wid.}}$

$$b_{ges} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{b_1}{R_1}$$

$$\frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{b_1}{b_{ges}}$$

$$1 + \frac{R_1}{R_2} = \frac{b_1}{b_{ges}}$$

$$R_2 = \frac{R_1}{\frac{b_1}{b_{ges}} - 1} = \frac{R_1}{1,5}$$

$$R_{127} = 270 \, \Omega \cdot e^{\frac{4500}{300}} \cdot e^{-\frac{4500}{293}}$$
$$= 68 \, \Omega$$

$$R_2 = \frac{68 \, \Omega}{1,5} = \underline{\underline{45 \, \Omega}}$$

Aufgabe 3

$$\text{Gegeben: } T_1 = 293 \text{ }^\circ\text{K} \quad T_2 = 398 \text{ }^\circ\text{K} \quad T_3 = 353 \text{ }^\circ\text{K}$$

$$R_1 = 500 \text{ } \Omega \quad R_2 = 13,5 \text{ } \Omega$$

Es gilt:

$$b = \frac{T_2 \cdot T_1}{T_2 - T_1} \cdot \ln \left(\frac{R_1}{R_2} \right)$$

$$b = \frac{293 \cdot 398}{105} \cdot \ln \left(\frac{500}{13,5} \right)$$

$$\underline{\underline{b = 4000 \text{ }^\circ\text{K}}}$$

Berechnung von a:

$$a = R_1 \cdot e^{-\frac{b}{T_1}}$$

$$R_3 = a \cdot e^{\frac{b}{T_3}} = R_1 \cdot e^{-\frac{b}{T_1}} \cdot e^{\frac{b}{T_3}}$$

$$R_3 = R_1 \cdot e^{4000 \cdot \frac{-60}{293 \cdot 353}} = R_1 \cdot e^{-2,32}$$

$$R_3 = 500 \text{ } \Omega \cdot e^{-2,32} = \frac{500 \text{ } \Omega}{e^{2,32}} = \frac{500 \text{ } \Omega}{10,2}$$

$$\underline{\underline{R_3 = 49 \text{ } \Omega}}$$

$$TK_1 = -\frac{b}{T_1^2} = -\frac{4000 \text{ }^\circ\text{K}}{(293)^2 (\text{ }^\circ\text{K})^2} = \underline{\underline{-4,65 \frac{\%}{\text{grad}}}}$$

$$TK_2 = -\frac{b}{T_2^2} = -\frac{4000 \text{ }^\circ\text{K}}{(398)^2 (\text{ }^\circ\text{K})^2} = \underline{\underline{-2,55 \frac{\%}{\text{grad}}}}$$

$$TK_3 = -\frac{b}{T_3^2} = -\frac{4000}{(353)^2 (\text{ }^\circ\text{K})^2} = \underline{\underline{-3,2 \frac{\%}{\text{grad}}}}$$

Aufgabe 4

Für den Gesamttemperaturkoeffizienten einer Reihenschaltung gilt:

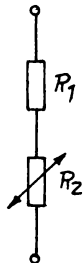
$$TK_{ges} \cdot R_{ges} = TK_1 \cdot R_1 + TK_2 \cdot R_2 \quad (\text{Siehe Kapitel 2})$$

"Lineare Widerst.)

Gefordert wird:

$$TK_{ges} = 0; R_{ges} = 1,5 K = R_1 + R_2 \rightarrow R_2 \approx 500 \Omega$$

Also ist:



$$0 = TK_1 R_1 + TK_2 R_2$$

$$TK_2 = -TK_1 \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

$$-\frac{b_2}{T^2} = -TK_1 \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

$$b_2 = TK_1 \cdot \frac{R_1}{R_2} \cdot T^2 = \frac{0,01}{grad} \cdot \frac{10^3}{5 \cdot 10^2} \cdot (303)^2 (°K)^2$$

$$\underline{\underline{b_2 = 1840 °K}}$$

$$R_{230} = 500 \Omega \rightarrow \alpha = R_{230} \cdot e^{-\frac{b}{T_{30}}}$$

$$R_{220} = \alpha \cdot e^{\frac{b}{T_{20}}} = R_{230} \cdot e^{-\frac{b}{T_{30}}} \cdot e^{\frac{b}{T_{20}}}$$

$$R_{220} = 500 \Omega \cdot e^{0,218}$$

$$\underline{\underline{R_{220} = 622 \Omega}}$$

Aufgabe 5

Aus der Typenbezeichnung TNA 10/300 geht die Nennbelastung hervor:

$$I_N = 300 \text{ mA}; \quad U_N = 10 \text{ V}.$$

Damit liegt R_N fest:

$$R_N = \frac{10 \text{ V}}{300 \text{ mA}} = 33,3 \, \Omega.$$

Gegeben sind weiterhin der Kaltwiderstand und die Energiekonstante, so daß α ausgerechnet werden kann:

$$\alpha = R_{20} \cdot e^{-\frac{4200}{293}}$$

Es gilt:

$$R_N = \alpha \cdot e^{\frac{b}{T_X}} = R_{20} \cdot e^{-\frac{4200}{293}} \cdot e^{\frac{4200}{T_X}}$$

Wenn man diese Gleichung nach T_X umstellt, so erhält man:

$$T_X = \frac{b}{\ln\left(\frac{R_N}{R_{20}}\right) + \frac{4200}{293}} = \underline{\underline{410 \text{ °K}}}$$

$$\underline{\underline{\mathcal{T}_X = 137 \text{ °C}}}$$

Nach Abschalten der Belastung kühlt sich der Widerstand ab. Definitionsgemäß ist die Zeitkonstante τ diejenige Zeit, nach der die Temperatur auf das $\frac{1}{e}$ -fache ihres Anfangswertes gesunken ist.

Bei $t = \tau$:

$$\mathcal{T}' = \mathcal{T}_X \cdot \frac{1}{e} = \frac{137 \text{ °C}}{e} = \underline{\underline{50,3 \text{ °C}}} \\ \hat{=} 323 \text{ °K}$$

$$R' = R_{20} \cdot e^{-\frac{4200}{293}} \cdot e^{\frac{4200}{323}}$$

$$\underline{\underline{R' = 536 \, \Omega}}$$

Aufgabe 6

In bekannter Weise gilt:

$$\alpha_1 = R_{120} \cdot e^{-\frac{b_1}{T_{20}}} \quad \text{und} \quad \alpha_2 = R_{220} \cdot e^{-\frac{b_2}{T_{20}}}.$$

Bei T_x sollen R_1 und R_2 gleich sein:

$$R_{1x} = R_{2x}$$

$$\alpha_1 \cdot e^{\frac{b_1}{T_x}} = \alpha_2 \cdot e^{\frac{b_2}{T_x}}$$

$$\frac{\alpha_1}{\alpha_2} = e^{\frac{b_2}{T_x}} \cdot e^{-\frac{b_1}{T_x}}$$

$$\frac{R_{120} \cdot e^{-\frac{b_1}{T_{20}}}}{R_{220} \cdot e^{-\frac{b_2}{T_{20}}}} = e^{\frac{1}{T_x}(b_2 - b_1)}$$

$$\ln\left(\frac{R_{120}}{R_{220}}\right) + \frac{1}{T_{20}}(b_2 - b_1) = \frac{1}{T_x}(b_2 - b_1)$$

$$\frac{1}{T_x} = \ln\left(\frac{R_{120}}{R_{220}}\right) \cdot \frac{1}{(b_2 - b_1)} + \frac{1}{T_{20}}$$

$$T_x = \frac{T_{20}(b_2 - b_1)}{T_{20} \cdot \ln\left(\frac{R_{120}}{R_{220}}\right) + (b_2 - b_1)}$$

$$T_x = \frac{293 \cdot (4500 - 3500)}{293 \cdot \ln\left(\frac{2k\Omega}{3k\Omega}\right) + (4500 - 3500)}$$

$$T_x = 880 \text{ } ^\circ\text{K}$$

$$T_x = 627 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Diese Temperatur ist höher, als im allgemeinen die oberen Maximalwerte liegen. Im technisch realen Fall ist also nicht zu erwarten, daß die beiden Widerstände gleichen Wert annehmen.

Aufgabe 7

$$TK = -\frac{b}{T^2} \quad TK = -3 \frac{\%}{\text{grad}}$$

$$b = -TK \cdot T^2$$

$$b = \frac{0,03}{\text{grad}} \cdot (293)^2 (\text{grad})^2 = \underline{\underline{2560 \text{ } ^\circ\text{K}}}$$

Aufgabe 8

Relative Widerstandsänderung 10 % bedeutet:

$$\frac{\Delta R}{R_1} = 0,1 \longrightarrow \Delta R = 0,1 \cdot R_1$$

Mit $R_2 = R_1 - \Delta R = 0,9 \cdot R_1$ wird

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{0,9} = 1,111$$

$$b = \ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right) \cdot \left(\frac{T_2 \cdot T_1}{T_2 - T_1}\right)$$

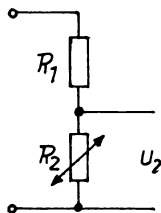
$$\underline{\underline{b = 1950 \text{ } ^\circ\text{K}}}$$

Aufgabe 9

$$R_{20} = 270 \Omega$$

$$R_{30} = R_{20} \cdot e^{-\frac{4500}{293}} \cdot e^{\frac{4500}{303}} = 270 \Omega \cdot e^{-0,5}$$

$$\underline{\underline{R_{30} = 164 \Omega}}$$



$$\text{bei } 20 \text{ } ^\circ\text{C}: \frac{U_2}{U_{\text{ges}}} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2}} = \underline{\underline{0,35}}$$

$$\text{bei } 30 \text{ } ^\circ\text{C}: \frac{U_2}{U_{\text{ges}}} = \frac{R_{230}}{R_{230} + R_1} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_{230}}} = \underline{\underline{0,248}}$$

Aufgabe 10

Abgleich der Drücke ist erreicht, wenn

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

Da $R_2 = R_4 = 1 \text{ k}\Omega$ ist, muß $R_3 = R_1$ gemacht werden.

Zunächst also Berechnung von R_1 bei 50°C :

$$R_{50} = R_{20} \cdot e^{-\frac{b}{293}} \cdot e^{\frac{b}{323}}$$

$$R_{50} = 220 \Omega \cdot e^{-0,602}$$

$$R_{50} = 120 \Omega$$

Der abgleichbare Widerstand R_3 muß auf 120Ω eingestellt werden.

Eine Temperaturerhöhung auf 53°C bringt eine entsprechende Änderung von R_1 , die Brücke wird verstimmt.

Zunächst Berechnung des Widerstandswertes $R_1(53^\circ\text{C})$:

$$R_{53} = R_2 \cdot e^{-\frac{b}{T_{20}}} \cdot e^{\frac{b}{T_{53}}}$$

$$R_{53} = 220 \Omega \cdot e^{-0,656} = \underline{\underline{114 \Omega}}$$

Aus den Grundlagen der E-Technik ist die Gleichung für den Diagonalstrom durch die nicht abgeglichene Brücke bereits geläufig:

$$I_0 = U_0 \cdot \frac{(R_1 \cdot R_4 - R_2 \cdot R_3)}{R_1(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_1 \cdot R_2(R_4 + R_3) + R_4 \cdot R_3(R_1 + R_2)}$$

$$I_0 = 5 \text{ V} \cdot \frac{1,14 \cdot 10^5 - 1,2 \cdot 10^5}{2 \cdot 10^3(1,114 \cdot 10^3)(1,12 \cdot 10^3) + 1,14 \cdot 10^5 \cdot 1,12 \cdot 10^3 + 1,2 \cdot 1,114 \cdot 10^9}$$

$$\underline{\underline{I_0 = 1,09 \text{ mA}}}$$

Der Instrumentenausschlag beträgt folglich 10,9 Teilstriche.

Aufgabe 11

Es ist die Beziehung anzuwenden:

$$s = \frac{1}{\beta} - \frac{1-\beta}{\beta} \cdot x .$$

Mit den genannten Werten wird

$$S = 5 - \frac{0,8}{0,2} \cdot \frac{140}{700} = 4,2 .$$

Aus der Definitionsgleichung des Stabilisierungsfaktors folgt:

$$\frac{\Delta U}{U} = S \cdot \frac{\Delta U_2}{U_2}$$

$$\frac{\Delta U_2}{U_2} = \frac{1}{S} \cdot \frac{\Delta U}{U} = \frac{1}{4,2} \cdot 0,2 \hat{=} 4,76 \%$$

Die Forderung $\frac{\Delta U_2}{U_2} \leq 3,5 \%$ ist zu kontrollieren.

Für diesen Fall müßte $S = \frac{20}{3,5} = 5,72$ werden.

Das dazu nötige β ergibt sich wie folgt:

$$S = \frac{1}{\beta} - \frac{1-\beta}{\beta} \cdot x = \frac{1-x(1-\beta)}{\beta}$$

$$S \cdot \beta = 1 - x(1-\beta)$$

$$\beta = \frac{1-x}{S-x} = \underline{\underline{0,145}}$$

Diese Forderung kann also mit den gegenwärtig erhältlichen Varistoren nicht erfüllt werden.

Aufgabe 12

Der Gesamtstrom I_{ges} ist gegeben durch zwei Bedingungen:

$$I_{ges} = \frac{(320 - 80) V}{20 k\Omega} = 12 mA$$

$$I_{ges} = I_1 + I_2 \longrightarrow I_1 = I_{ges} - I_2.$$

Für I_2 erhält man:

$$I_2 = \frac{U_2}{R_2} = \frac{80 V}{20 k\Omega} = 4 mA.$$

Somit ist

$$I_1 = 12 - 4 = \underline{\underline{8 mA.}}$$

Es wird y mithin:

$$y = \frac{I_2}{I_1} = \frac{4}{8} = 0,5$$

$$x = \frac{80 V}{320 V} = 0,25.$$

Der Stabilisierungsfaktor ist gegeben durch

$$S = \frac{1}{\beta} - \frac{1-\beta}{\beta} \cdot \frac{x+y}{1+y}$$

$$S = \frac{1}{0,2} - \frac{1-0,2}{0,2} \cdot \frac{0,75}{1,5} = 3,0.$$

$$\text{Aus } S = \frac{\Delta U' \cdot U_2}{U \cdot \Delta U_2} \text{ folgt:}$$

$$\frac{\Delta U_2}{U_2} = \frac{\Delta U}{U} \cdot \frac{1}{S} = \frac{0,1}{3} \hat{=} \underline{\underline{3,33 \%}}$$

$$\Delta U_2 = 0,033 \cdot U_2 = \underline{\underline{2,64 V}}.$$

Literaturverzeichnis:

- /1/ Sommer, J.: Erfahrungen mit Heiß- und Kaltleitern in der Meßtechnik.
NTF 20 (1961) S. 15
- /2/ Sommer, J.: Neue technische Kaltleiter.
Funk und Ton (1952) 10, S. 520
- /3/ Funkschau (1965) 1, S. 23
- /4/ Heywang, W.: ber anomale Halbleitereffekte an BaTiO_3
Solid State Phys. Electron.Telecom. 3 (1960) S. 877
- /5/ Heywang, W.: Bariumtitanat als Sperrschicht Halbleiter
Solid State Electron 4 (1961) S. 51
- /6/ Heywang, W.: Der Verlauf des komplexen Widerstandes von BaTiO_3 -Halbleitern als Bestätigung des Sperrschichtmodells.
Z. angew. Phys. 16 (1963) 1,
- /7/ Brauer, H.; Fenner, E.: Kaltleiter - ein Element mit positivem Temperaturkoeffizienten.
Siemens-Zeitschrift (1964) 5, S. 369
- /8/ Andrich, E., van der Starke, T.: Aufbau und Eigenschaften von PTC-Widerständen.
Elektronische Rundschau (1963) 2, S. 63
- /9/ Schuldt, W.: Stabilisierung der Röhrenheizung mit Eisen-Wasserstoff-Widerständen.
Radio und Fernsehen 10 (1961) S. 148
- /10/ Freitag, K.: Passive Bauelemente der Schwachstromtechnik. Lehrbriefreihe der TU Dresden
VEB Verlag Technik 1966
- /11/ Franke: Eigenschaften und Anwendung von Varistoren.
Radio und Fernsehen 8 (1959) S. 113
- /12/ Katalog VEB Keramische Werke Hermsdorf
Ausgabe 1965
- /13/ Hermsdorfer Technische Mitteilungen 1966 / 17
Halbleiterinformation XII

Als Manuskript gedruckt
Alle Rechte vorbehalten

Ag 613/68/73/1100 (116)

1. Ausgabe

2. Auflage

Druck:

**ZENTRALSTELLE FÜR LEHR- UND ORGANISATIONSMITTEL DES
MINISTERIUMS FÜR HOCH- UND FACHSCHULWESEN, ZWICKAU**

Katalog-Nr.: 200.40-03

Vorzugsschutzgebühr: 2,50 M