Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke

Band: 53 (1962)

Heft: 25

Artikel: Die Zenerdiode

Autor: Gerlach, A.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-917002

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

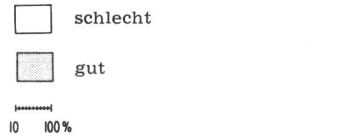
Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 10.07.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, https://www.e-periodica.ch

Fig. 9
Eigenschaften selbstklebender Elektroisolationen



Die zu prüfenden Klebebänder werden auf eine Länge von 152,4 mm (= 6″) geschnitten. Auf das Band sind zwei gleich dicke Kupferdrähte, bekannter Zugfestigkeit parallel zu einander, in einer Entfernung von 6,4 mm (= 1/4″), aufgeklebt. Um das so entstandene Gebilde stabiler zu machen, wird es auf eine Unterlage von Azetatgewebe gelegt und so in ein Glasgefäss gebracht. In das Gefäss werden 200 cm^3 destilliertes Wasser mit einer Leitfähigkeit von $5 \cdot 10^{-4}$ S eingefüllt und dann der Prüfling so am luftdicht schliessenden Deckel befestigt, dass er nicht in das Wasser hineinragt (Fig. 7). Die Kupferdrähte werden mittels Durchführung durch den Deckel geführt und bei der Prüfung einer Gleichspannung von 250 V ausgesetzt. Nun wird das Aggregat in einem Wärmeschrank einer Temperatur von 50 ± 1 °C ausgesetzt. Die Dauer der Prüfung beträgt 20 h, 3 Tage oder 1 Woche. Während dieser Zeit schlagen sich die sich entwickelnden Dämpfe des destillierten Wassers auf den Prüfling nieder und lösen aus dem Klebeband (Prüfling) mehr oder weniger korrosionsverursachende Materialien aus, die zusammen mit den niedergeschlagenen Wasserdämpfen ein Elektrolyt zwischen den unter Spannung stehenden Kupferdrähten bilden. Die Folge der Elektrolytbildung ist, dass zwischen den Drähten ein Strom fliesst, der das Kupfer vom positiven Draht zum negativen abbaut. Damit ändert sich auch die Zugfestigkeit der Drähte. Die Differenz der beiden Zugfestigkeiten ist für die Elektrolytbildung, also auf die Lösbarkeit korrosiver Stoffe der Klebebänder, charakteristisch. Die Bestimmung des Korrosionsfaktors geschieht durch Mittelung von 10 Messresultaten (Tabelle III).

Korrosionsfaktorbestimmung einiger Materialien

Tabelle III

Trägermaterial des Klebebandes	Messungen (%)				Mittelwert	Korrosionsfaktor
	A	B	C	D		
Azetatgewebe	0	0,5	0	1,2	0,4	0,996
Baumwollgewebe	30,7	35,0	35,0	34,0	34	0,66
Hadernpapier	42,5	37,2	42,5	45	42	0,58
Butylgummibehandeltes Papier	23,8	27,4	23,8	36,3	25	0,75
Alkydharzbehandeltes Papier	29,2	28,6	23,7	22,5	26	0,74

Über den Korrosionsfaktor in Funktion der Alterungsbeständigkeit orientiert Fig. 8.

Zuletzt seien noch die wichtigsten Eigenschaften von selbstklebenden Elektroisolationen zusammengestellt (Fig. 9).

Adresse des Autors:
H. Haudenschild, Cellpack AG, Wohlen (AG).

Die Zenerdiode [1])

Von *A. Gerlach*, Freiburg i. Br.

621.382.2.072.2

Der Aufsatz gibt einen Überblick über die physikalischen Grundlagen, die Herstellungsverfahren, die elektrischen Eigenschaften, sowie einige Anwendungsmöglichkeiten von Zenerdioden.

L'auteur donne un aperçu des bases physiques, procédés de fabrication, propriétés électriques et principales applications des diodes Zener.

1. Physikalische Grundlagen

Die Sperrkennlinien aller Halbleiterdioden zeigen einen ähnlichen Verlauf. Der Strom nimmt mit wachsender Spannung zunächst nur wenig zu. Erst wenn eine bestimmte Grenzspannung überschritten wird, steigt er, besonders bei Siliziumdioden, sehr rasch auf grosse Werte. Zur Aufklärung der physikalischen Vorgänge in diesem Abbruchgebiet haben Arbeiten von *C. Zener* beigetragen, die er vor fast 30 Jahren über Durchbrucherscheinungen am festen Dielektrikum gemacht hat. Deswegen werden Dioden, die für den Betrieb in diesem Abbruchgebiet speziell ausgelegt sind, Zenerdioden genannt, auch wenn, wie das bei Dioden mit grösseren Abbruchspannungen der Fall ist, der sog. «Zenereffekt» nicht für den Kennlinienabbruch bestimmend ist, sondern die besonders von *Mc Kay* aufgestellte Theorie des Lawinendurchbruches.

[1]) Vortrag, gehalten an der Elektronik-Tagung der Schweizerischen Fernseh-, Elektronik-, Radio/Phono-Ausstellung vom 31. August 1962 in Zürich.

In Fig. 1 ist die Verteilung der Störstellen und Ladungsträger in einem pn-Übergang, an dem eine Sperrspannung anliegt, schematisch dargestellt. Die Siliziumatome des Einkristalls sind nicht gezeichnet. Im n-Gebiet symbolisieren die dick gezeichneten Pluszeichen Donatoren, beispielsweise fünfwertige Antimon-Atome. Im p-Gebiet sind die in das Siliziumgitter eingebauten Akzeptoren, beispielsweise dreiwertige Aluminium-Atome, durch dicke Minuszeichen dargestellt. Beide Sorten von Störatomen sind bei Zimmertemperatur praktisch vollkommen ionisiert, d. h. im n-Gebiet sind ungefähr gleich viele frei bewegliche Elektronen (dünne Minuszeichen) vorhanden wie Donatoren. Das gleiche gilt für die im p-Gebiet befindlichen Löcher (dünne Pluszeichen). Unter dem Einfluss einer äusseren in der gezeichneten Weise angelegten Spannung bewegen sich die Löcher in Richtung der Kathode und die Elektronen in Richtung der Anode. Dadurch entsteht in der Nähe der Grenze zwischen dem p- und dem n-Gebiet eine von beweglichen Ladungsträgern freie Zone, und die im Siliziumgitter festliegenden ionisierten Störatome bilden eine Raumladung.

Bei diesem einfachen Modell wurde vernachlässigt, dass es nicht möglich ist, einen so abrupten pn-Übergang, wie gezeichnet, herzustellen. Auch die Grenze der von Ladungsträgern geräumten Zone ist nicht scharf, sondern verwischt, weil die freien Ladungsträger eine thermische Diffusionsbewegung machen. Ferner ist bei normalen Dioden die Konzentration der Donatoren und Akzeptoren verschieden. Schliesslich werden von den Siliziumatomen in geringem Umfang Ladungsträger durch thermische Ionisation geliefert. Diese Elektron-Loch-Paare verursachen auch bei niedriger Sperrspannung einen geringen Sperrstrom.

Trotz diesen Vernachlässigungen lassen sich an dem gezeichneten einfachen Modell die elektrischen Vorgänge an der Sperrschicht plausibel machen. Wenn man die von den ionisierten Störstellenatomen erzeugte Raumladungsdichte ϱ über der Ortskoordinate x aufträgt, so erhält man die gezeichnete Rechteck-Verteilung. In grösserem Abstand vom pn-Übergang herrscht Gleichgewicht zwischen den ionisierten Störstellenatomen und den frei beweglichen Ladungsträgern, es ist keine Raumladung vorhanden. Die Feldstärkeverteilung ergibt sich, wenn man über die Raumladungsdichte integriert, die Spannungsverteilung bei nochmaliger Integration.

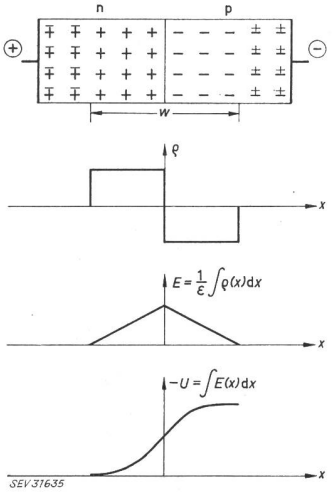


Fig. 1
Raumladungsverteilung bei einem in Sperrichtung vorgespannten pn-Übergang
w Weite der Raumladungszone; ϱ Raumladungsdichte

$$E_{max} = \frac{\varrho w}{2\varepsilon} \tag{1}$$

$$U_{sp} = \frac{\varrho w^2}{4\varepsilon} \tag{2}$$

Gl. (1) gibt die maximale Feldstärke an der Junction an. w ist dabei die Weite der ladungsträgerfreien Zone und ε eine Konstante. Nach Gl. (2) lässt sich die Sperrspannung zwischen den Grenzen dieser Zone rechnen. Eliminiert man aus beiden Gleichungen die Grösse w und ersetzt ausserdem die Ladungsträgerdichte ϱ durch den gebräuchlicheren spezifischen Widerstand des Halbleitermaterials ϱ', der gleich dem Kehrwert des Produktes aus Ladungsträgerkonzentration bzw. Raumladungsdichte und Trägerbeweglichkeit ist, so erhält man die Gl. (3) für den Höchstwert der Feldstärke.

$$E_{max} = \sqrt{\frac{U_{sp}}{\varepsilon \mu \varrho'}} \tag{3}$$

Man erkennt, dass die Durchbruchfeldstärke, die bei Silizium etwa 500 kV/cm beträgt, bei Steigerung der Sperrspannung um so früher erreicht wird, je niederohmiger das zur Herstellung der Zenerdiode verwendete Halbleitermaterial ist. Aus Gl. (2) ergibt sich, dass die Breite der ladungsträgerfreien Zone mit der angelegten Sperrspannung wächst. Dieser Effekt wird bei den Kapazitäts-Variations-Dioden ausgenützt.

Wegen der erwähnten Vernachlässigungen liefert die Gl. (3) den Zusammenhang zwischen spezifischem Widerstand des Ausgangsmaterials und der Zenerspannung nicht exakt, sondern sie gibt nur die Tendenz an. In Tabelle I sind für einige Zenerspannungen die spezifischen Widerstände des Ausgangsmaterials angegeben und ausserdem die Breite der ausgeräumten Zone beim Durchbruch.

Angaben für einige Zenerspannungen

Tabelle I

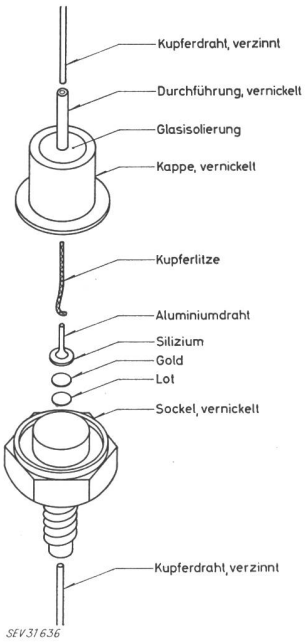
U_Z [V]	3,5	12	50
ϱ' [Ω cm]	0,01	0,1	1
w [μm]	0,1	0,6	4

Die Änderungen der Sperrschichtweite ist einer der Gründe dafür, dass der thermisch verursachte Sperrstrom unterhalb der Abbruchspannung mit wachsender Sperrspannung etwas zunimmt. Ausserdem tragen zum Anstieg der Sperrkennlinie Oberflächenverunreinigungen bei.

2. Herstellungsverfahren

Fig. 2 zeigt den Aufbau einer legierten Leistungs-Zenerdiode. In das n-Silizium-Plättchen, das entsprechend der gewünschten Abbruchspannung mehr oder weniger stark mit Antimon dotiert ist, wird ein Aluminiumdraht einlegiert. Auf diese Weise bildet sich ein pn-Übergang aus, dessen p-Gebiet von einem sehr niederohmigen Aluminium-Silizium-Eutektikum gebildet wird. Dieses Diodensystem wird auf ein Gold-Antimon-Plättchen auflegiert zur Bildung eines sperrfreien Kontaktes. Dann lötet man das ganze auf den Sockel und schweisst an den Aluminiumdraht ein Stück Kupferlitze an. Um den von Oberflächenstörun-

Fig. 2
Aufbau einer legierten Zenerdiode



gen verursachten Sperrstromanteil niedrig zu halten, bedeckt man das System vor dem Verkappen mit einer Schutzmasse. Als letztes werden Anschlussdrähte an das Gehäuse angelötet.

Der äussere Aufbau einer nach dem Diffusionsverfahren hergestellten Diode ist der gleiche. Nur die Sperrschicht wird auf eine andere Weise erzeugt, die in Fig. 3 dargestellt ist. In die n-Siliziumplatte von einigen Quadratzentimetern Grösse wird nach einer Oberflächenbehandlung Phosphor eindiffundiert, der eine niederohmige n-Schicht erzeugt, die später das Anbringen eines sperrfreien Kontaktes am Kristall erleichtert. Die phosphordotierte Schicht wird einseitig abgeläppt. Danach diffundiert man Bor in die freigelegte Kristalloberfläche ein und schafft auf diese Weise einen pn-Übergang. Auf beide Oberflächen des Kristalls wird dann Nickel aufgedampft. Schliesslich stanzt man aus der Platte mit Hilfe von Ultraschall-Werkzeugen Teile in der gewünschten Grösse aus, und zwar 50...500 Einzelelemente pro Platte.

Die Vorteile des Diffusionsverfahrens sind, dass sich die Eindringtiefe des Dotierungsmaterials besser beherrschen lässt als bei legierten Zenerdioden. Diffundierte Zenerdioden weisen besonders bei höheren Abbruchspannungen niedrige differentielle Widerstände auf.

3. Elektrische Eigenschaften

Fig. 4 zeigt die Abbruchkennlinien von Dioden mit verschiedenen Zenerspannungen bei 25 °C (ausgezogen) und bei 100 °C (gestrichelt). Man erkennt, dass sich bei Zenerspannungen über 6 V die Abbruchkennlinie bei Temperaturanstieg nach höheren Spannungen verschiebt, während das bei Zenerdioden mit Abbruchspannung unter 5 V umgekehrt ist. Trägt man die relative Änderung der Zenerspannung mit der Temperatur über der Zener-

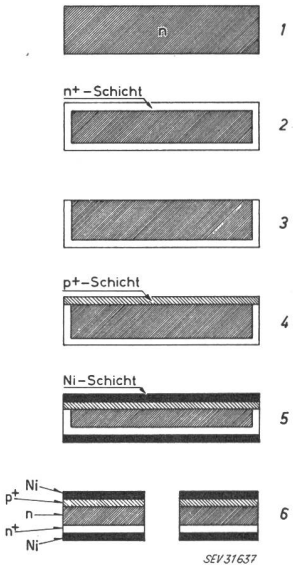


Fig. 3
Diffusionsverfahren zur Herstellung von Zenerdioden
1 n-Si-Platte läppen, ätzen; *2* Phosphor-Diffusion; *3* einseitig abläppen; *4* Bor-Diffusion; *5* Ni-plattieren; *6* Zerlegen der Platte

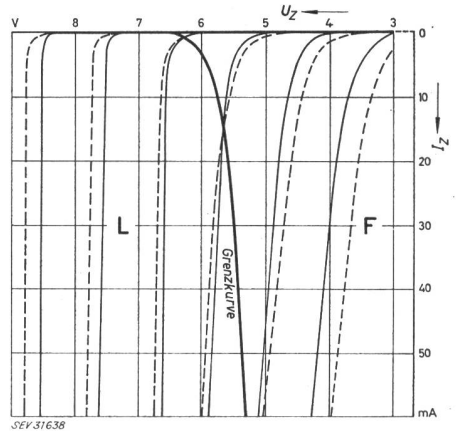


Fig. 4
Kennlinien von Zenerdioden verschiedener Spannung im Abbruchgebiet
U_Z Zenerspannung; I_Z Zenerstrom; *L* Lawinendurchbruch; *F* Feldemission

spannung auf (Fig. 5), so erkennt man, dass der Temperaturkoeffizient bei einer Zenerspannung von etwa 5,7 V sein Vorzeichen wechselt. Wird in ähnlicher Weise der differentielle Widerstand im Abbruchgebiet als Funktion der Zenerspannung dargestellt, erhält man eine Kurve, die um 7 V herum ein deutliches Minimum aufweist (Fig. 6). Diese Abhängigkeiten, sowie die Tatsache, dass das sog. Knie der Abbruchkennlinie bei Dioden oberhalb der kritischen Zenerspannung von 5,7 V wesentlich schärfer ist als bei Dioden mit geringer Spannung lässt darauf schliessen, dass bei beiden Diodengruppen verschiedene physikalische Effekte für den Durchbruch verantwortlich sind.

Beim sog. Zenereffekt setzt beim Überschreiten einer kritischen Feldstärke eine Feldemission ein. Es werden Valenz-Elektronen der Siliziumatome in das Leitfähigkeitsband gehoben, obwohl ihre Energie niedriger ist als die nach der klassischen Betrachtungsweise erforderliche Ionisationsenergie. Mit den Gleichungen der Quantenmechanik lässt sich jedoch eine gewisse Ionisierungswahrscheinlichkeit ausrechnen. Man spricht davon, dass «der Potentialwall durchtunnelt wird». Die erforderliche Ionisationsenergie nimmt mit steigender Temperatur ab, deshalb erhöht sich auch die beschriebene Wahrscheinlichkeit, dass freie Ladungsträger enstehen, mit der Temperatur. Da nur Zenerdioden mit Abbruchspannungen von weniger als 6 V einen negativen Temperaturkoeffizienten zeigen, nimmt man an, dass nur in diesem Bereich der Zenereffekt eine wesentliche Rolle spielt.

Der positive Temperaturkoeffizient bei höheren Abbruchspannungen lässt darauf schliessen, dass hier der sog. «Lawinendurchbruch» auftritt. Dieser Effekt beruht darauf, dass die in der Sperrschicht stets vorhandenen thermisch erzeugten Ladungsträger durch die gegebene Feldstärke soweit beschleunigt werden, dass

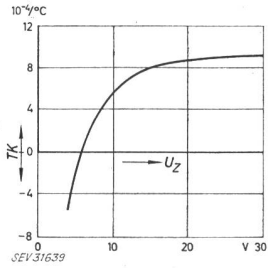


Fig. 5
Temperaturkoeffizient der Zenerspannung bei Dioden mit unterschiedlicher Abbruchspannung
TK Temperaturkoeffizient; U_Z Zenerspannung

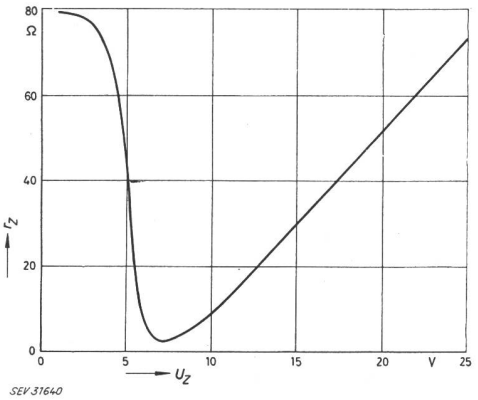


Fig. 6
Differentieller Widerstand von Zenerdioden unterschiedlicher Abbruchspannung
r_Z differentieller Widerstand; U_Z Zenerspannung

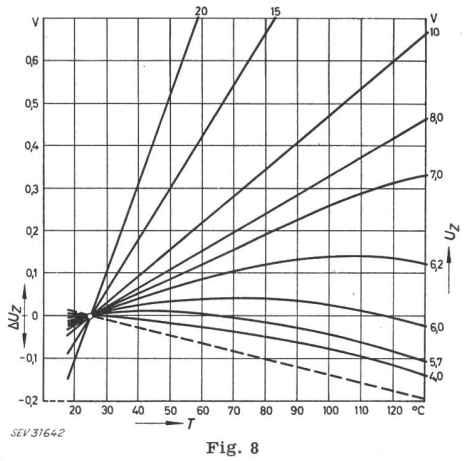


Fig. 8
Änderung der Zenerspannung mit der Temperatur
ΔU_Z Änderung der Zenerspannung; T Temperatur; U_Z Zenerspannung

ihre Bewegungsenergie ausreicht, Siliziumatome zu ionisieren. Die so entstandenen neuen Ladungsträger werden ebenfalls beschleunigt und ionisieren ihrerseits weitere Atome. Es bildet sich eine Kettenreaktion aus.

Die Wahrscheinlichkeit, dass dieser Vorgang eintritt, wächst mit der freien Weglänge der Ladungsträger, das ist die Strecke, die ein Ladungsträger im Mittel zurücklegt, ohne mit einem Gitterbaustein zusammenzustossen. Sie nimmt mit steigender Temperatur wegen der zunehmenden thermischen Bewegung der Gitterbausteine ab. Daraus ergibt sich der positive Temperaturkoeffizient der Zenerspannung beim Lawinendurchbruch. In Fig. 4 ist das Gebiet, in dem der Lawinendurchbruch dominiert (L) von dem Bereich, in dem der Zenereffekt wirksam ist (F), durch eine Grenzkurve abgetrennt.

Wenn es darauf ankommt, eine Referenz-Spannungsquelle mit geringer Temperaturabhängigkeit zu schaffen, so empfiehlt es sich, eine Zenerdiode mit einer Abbruchspannung von 5,7 V einzusetzen. Fig. 7 zeigt die Änderung der Zenerspannung mit der Temperatur bei einer solchen Diode und macht deutlich, dass man durch passende Wahl des Zenerstromes einen weiten Temperaturbereich mit verschwindend geringer Änderung der Zenerspannung erhält.

In Fig. 8 ist die Temperaturabhängigkeit der Zenerspannung von Dioden mit unterschiedlichen Abbruchpunkten über der Temperatur aufgetragen. Man sieht, dass bei höherer Abbruchspannung der Temperaturkoeffizient über einen weiten Bereich konstant ist, während die Dioden mit niedrigerer Abbruchspannung gekrümmte Kennlinien besitzen. Die gestrichelt eingezeichnete Gerade stellt die Temperatur-Spannungskennlinie einer in Flussrichtung geschalteten Siliziumdiode dar.

Für Anwendungen, bei denen eine besonders hohe Temperaturkonstanz der Zenerspannung nötig ist, werden sog. Silizium-Referenzelemente hergestellt, bei denen man die temperaturbedingten Spannungsschwankungen über einen weiten Bereich durch Hintereinanderschalten einer Zenerdiode mit positivem Temperaturkoeffizienten und zweier Dioden in Flussrichtung, die negative Temperaturkoeffizienten besitzen (Fig. 9), kompensiert. Die einzelnen Elemente werden mit gutem gegenseitigem Wärmekontakt in einem gemeinsamen Gehäuse montiert.

An Fig. 8 erkennt man, dass sich zum Aufbau eines solchen Referenzelementes die Zenerdioden mit dem an sich niedrigsten Temperaturkoeffizienten wegen der Krümmung ihrer Temperatur-Spannungskennlinie nicht eignen. Die besten Ergebnisse erzielt man vielmehr, wenn eine Zenerdiode mit einer Abbruchspannung von ungefähr 7 V benützt wird. Da an jeder der in Flussrichtung geschalteten Dioden ca. 0,7 V abfallen, ergibt sich eine Gesamtspannung des Referenzelementes von ungefähr 8,4 V.

Fig. 10 gibt die Abhängigkeit der Zenerspannung eines Referenzelementes BZY 25 von der Temperatur

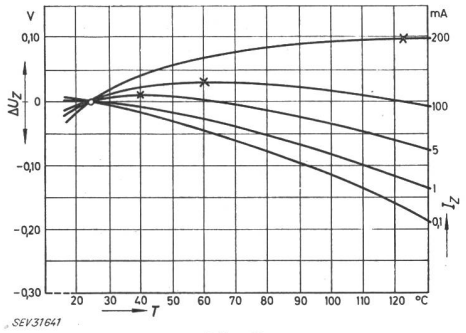


Fig. 7
Änderung der Zenerspannung mit der Temperatur bei einer Diode mit einer Abbruchspannung von 5,7 V für verschiedene Zenerströme
ΔU_Z Änderung der Zenerspannung; T Temperatur; I_Z Zenerstrom

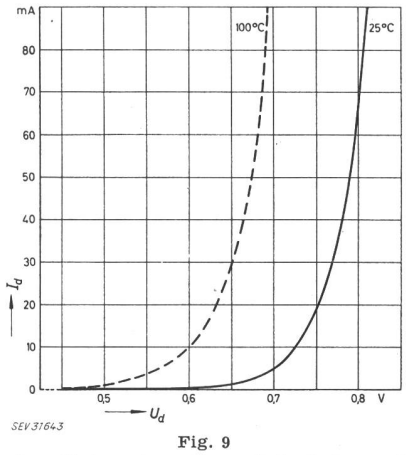


Fig. 9
Durchlasskennlinien einer Zenerdiode bei verschiedenen Temperaturen
I_d Durchlaßstrom; U_d Durchlaßspannung

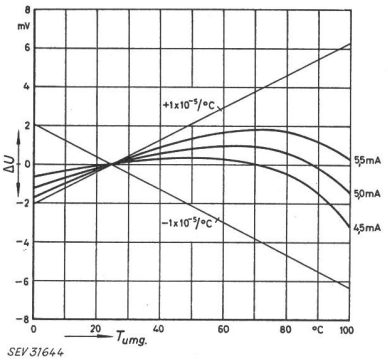


Fig. 10
Abhängigkeit der Zenerspannung eines Referenzelementes BZY 25 von der Temperatur bei verschiedenen Betriebsströmen
ΔU Änderung der Zenerspannung; $T_{umg.}$ Umgebungstemperatur

bei verschiedenen Betriebsströmen an. Für das Element wird zwischen den Temperaturen von 25 und 100 °C ein Temperaturkoeffizient $< \pm 10^{-5}/°C$ garantiert. Die beiden Geraden in Fig. 10 begrenzen den erlaubten Schwankungsbereich. Man sieht, dass wiederum, wie vorher bei Fig. 7, durch die Wahl eines passenden Arbeitsstromes in einem begrenzten Temperaturbereich ein wesentlich niedrigerer Temperaturkoeffizient erzielt werden kann als der Garantiewert.

Da beim Referenzelement in der Zenerdiode eine grössere Verlustleistung umgesetzt wird als in den Fluss-Dioden, übersteigt unmittelbar nach dem Einschalten die Referenzspannung zunächst den Nennwert, der erst nach etwa 3 min erreicht wird, wenn innerhalb des Elementes Temperatur-Gleichgewicht herrscht (Fig. 11).

Die geringe Temperaturabhängigkeit dieser Referenzelemente kann natürlich nur dann ausgenützt werden, wenn durch Vorstabilisierung des Arbeitsstromes dafür gesorgt wird, dass die Spannungsänderung am differentiellen Widerstand des Elementes, der etwa 15 Ω beträgt, nicht Spannungsschwankungen hervorruft, die grösser sind als die temperaturbedingte Änderung.

Trägt man die an einer Zenerdiode mit Lawinendurchbruch gemessene Rauschspannung in Abhängigkeit vom Zenerstrom auf, so ergibt sich eine Kurve mit mehreren deutlichen Maxima, wie sie in Fig. 12 dargestellt ist. Auf dem Kennlinienschreiber sind bei grosser Auflösung diese Rauschmaxima als Kennlinienknicke wieder zu erkennen (Fig. 13). Im Rauschmaximum

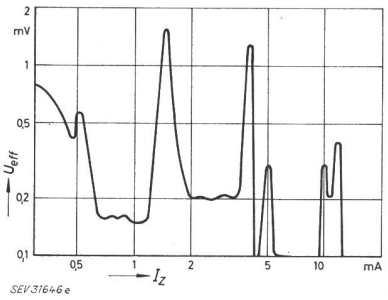


Fig. 12
Abhängigkeit der Rauschspannung einer Zenerdiode vom Zenerstrom
$U_{eff.}$ Rauschspannung; I_Z Zenerstrom

ändert sich der Zenerstrom sprunghaft um ca. 100 µA. Fig. 14 stellt ein Oszillogramm dieses Stromes dar. Der Mittelwert des Tastverhältnisses lässt sich mit der angelegten Spannung verändern. Die mittlere Frequenz hängt u. a. auch von den in der Meßschaltung vorhandenen Kapazitäten ab. Bei der Suche nach der Ursache dieser Feinstruktur der Abbruchkennlinie, die alle Zenerdioden bei Lawinendurchbruch zeigen, kann man die Tatsache ausnützen, dass beim Durchbruch Lichtemission auftritt. Diese lässt sich beobachten, wenn das Material über der Sperrschicht soweit abgeschliffen ist, dass die verbleibende Restschicht Licht durchlässt. Man bemerkt wenige punktförmige Lichtquellen. Diese beginnen nacheinander zu leuchten, wenn man die Spannung steigert, und können mit den Kennlinienknicken von Fig. 13 identifiziert werden. Diese Zentren, an denen der Lawinendurchbruch einsetzt, werden Mikroplasmen genannt. Ihre Struktur ist noch nicht restlos geklärt. Man nimmt an, dass es sich um kugelförmige SiO_2-Einschlüsse handelt, die das an sich homogene Feld in der Sperrschicht in der Weise verformen, wie das in Fig. 15 dargestellt ist. Die Stromdichte in einem solchen Mikroplasma ist ausserordentlich hoch. Sie beträgt etwa 10^4 A/cm².

Die besprochenen Rauscherscheinungen sind für den Forscher, der die Physik des Lawinendurchbruches studieren will, von grösserer Bedeutung als für den Anwender von Zenerdioden, weil die Möglichkeit besteht, durch Parallelschalten einer Kapazität von etwa 0,1 µF die Rauschspannung um den Faktor 10 zu verringern. Im Gegensatz zu Glimmstabilisatorröhren ist bei Zenerdioden das Parallelschalten einer Kapazität möglich, ohne dass Kippschwingungen auftreten, weil

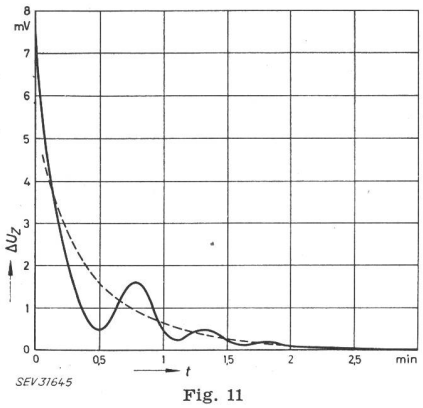


Fig. 11
Zeitliche Spannungsänderung eines Referenzelementes nach dem Einschalten
ΔU_Z Abweichung von der Endspannung; t Zeit

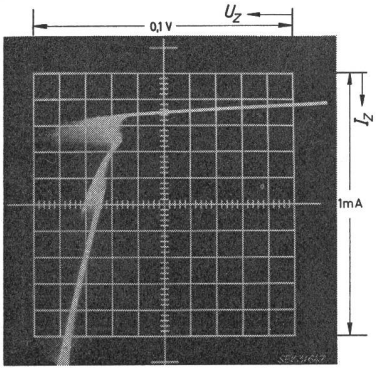


Fig. 13
Feinstruktur der Kennlinie einer Zenerdiode beim Lawinendurchbruch
U_Z Zenerspannung; I_Z Zenerstrom

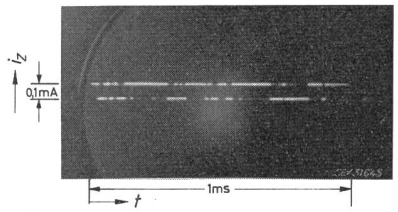


Fig. 14
An einem Mikroplasma entstehende Stromschwankung in einer Zenerdiode
i_Z Zenerstrom; t Zeit

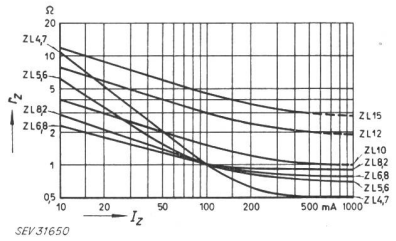


Fig. 16
Abhängigkeit des differentiellen Widerstandes verschiedener Zenerdioden vom Zenerstrom
r_Z differentieller Widerstand; I_Z Zenerstrom

die Abbruchkennlinie, von der geschilderten Feinstruktur abgesehen, keinen negativen Teil besitzt.

Die für den Anwender wichtigste elektrische Kenngrösse der Zenerdiode ist die Steilheit ihrer Abbruchkennlinie. Sie wird normalerweise dadurch gemessen, dass man einen mittleren Gleichstrom durch die Zenerdiode einstellt und diesem einen kleinen Wechselstrom überlagert. Der Quotient aus der dabei an der Zenerdiode abfallenden Wechselspannung und dem Wechselstrom wird differentieller Widerstand oder einfach Zenerwiderstand r_Z genannt. Bei den üblichen Messfrequenzen in der Grössenordnung von 1 kHz treten wegen der thermischen Trägheit der Dioden keine nennenswerten Temperaturänderungen im Takte der Messfrequenz auf. In Fig. 16 ist die Abhängigkeit des so bestimmten differentiellen Widerstandes verschiedener Zenerdioden vom Strom aufgetragen. Er nimmt allgemein mit dem Strom ab.

Bei Zenerdioden mit Abbruchspannung von weniger als 5 V ist der Zusammenhang zwischen Zenerspannung und Strom über weite Bereiche so streng logarithmisch, dass es möglich ist, Exemplare auszusuchen, die beispielsweise in Analogrechnern eingesetzt werden können.

Beim Einsatz von Zenerdioden zur Stabilisierung von relativ langsam schwankenden Spannungen bewirkt der entsprechend schwankende Zenerstrom nicht nur einen veränderlichen Spannungsabfall am Zenerwiderstand, sondern auch eine Änderung der in der Diode umgesetzten Verlustleistung und damit ihrer Temperatur. Man könnte den für langsame Stromänderungen wirksamen differentiellen Widerstand statisch nennen, im Gegensatz zu dem bei raschen Schwankungen gemessenen dynamischen differentiellen Widerstand.

$$\frac{dU_Z}{dI_Z} = \left(\frac{\partial U_Z}{\partial I_Z}\right)_T + \left(\frac{\partial U_Z}{\partial T}\right)_{I_Z} \cdot \frac{dT}{dI_Z} \tag{4}$$

$$TK = \frac{1}{U_Z} \cdot \frac{dU_Z}{dT} \tag{5}$$

$$R_{th} = \frac{1}{U_Z} \cdot \frac{dT}{dI_Z} \tag{6}$$

Wird die Gl. (4) mit Hilfe der Definitionsgleichung (5) des Temperaturkoeffizienten und der des thermischen Widerstandes [G1.(6)] umgeformt, so erhält man die Gl. (7). Sie gibt die Zusammensetzung des statischen differentiellen Widerstandes aus einem elektrischen bzw. dynamischen und einem thermischen Anteil an. Der zweite Summand wird besonders bei grossen Zenerspannungen wirksam, weil er den Faktor U_Z^2 enthält.

$$r_{Zst} = r_{Ze} + U_Z^2 \cdot TK \cdot R_{th} = r_{Ze} + r_{Zth} \tag{7}$$

4. Schaltungsbeispiele

Als elektrisches Ersatzschaltbild der Zenerdiode kann man, wie in Fig. 17 dargestellt, die Reihenschaltung einer Spannungsquelle mit einem Widerstand benützen. U_{Z0} ist dabei die auf den Zenerstrom 0 extrapolierte Zenerspannung und r_Z je nach Anwendungsfall der differentielle Widerstand mit oder ohne thermischen Anteil.

Für die dargestellte einfache Stabilisierungsschaltung, die aus einer Zenerdiode und dem Vorwiderstand R_V besteht, gelten die Beziehungen.

$$U_E - U_A = (I_A + I_Z)\, R_V \tag{8}$$

$$U_A - U_{Z0} = I_Z r_Z \tag{9}$$

Rechnet man daraus U_E als Funktion von U_A aus und differenziert nach U_A, so wird unter der Annahme I_A = const.:

$$G = \frac{dU_E}{dU_A} = 1 + \frac{R_V}{r_Z} \tag{10}$$

Dieser Differentialquotient G wird Glättungsfaktor genannt. Er ist ungefähr gleich dem Verhältnis von Vor- und Zenerwiderstand und unabhängig von Zener- und Ausgangsstrom. In der Regel ist jedoch für die Güte einer Stabilisierungsschaltung nicht das Verhältnis G zwischen den Absolutwerten der Schwankungen von Eingangs- und Ausgangsspannung massgebend, sondern das Verhältnis der Relativwerte. Dieses wird Stabilisierungsfaktor S genannt:

$$S = \frac{dU_E}{dU_A} \cdot \frac{U_A}{U_E} = \left(1 + \frac{R_V}{r_Z}\right) \frac{U_A}{U_E} \tag{11}$$

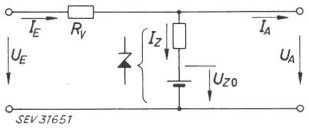


Fig. 17
Ersatzschaltbild für eine Zenerdiode
U_E Eingangsspannung; U_A Ausgangsspannung; U_{Z0} Zenerspannung, auf dem Zenerstrom 0 extrapoliert; I_E Eingangsstrom; I_A Ausgangsstrom; I_Z Zenerstrom; R_V Vorwiderstand

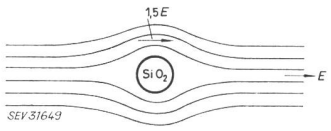


Fig. 15
Feldverteilung in der Nähe eines kugelförmigen SiO_2-Einschlusses
E Feldstärke

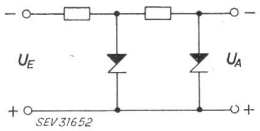


Fig. 18
Zweistufige Stabilisierungsschaltung
Bezeichnungen siehe Fig. 17

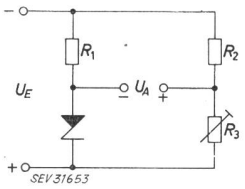


Fig. 19
Brückenstabilisierungsschaltung
R_1, R_2, R_3 Brückenwiderstände; U_E Eingangsspannung; U_A Ausgangsspannung

Es wächst bei Vergrösserung von U_E und R_V nicht beliebig an, wie der Glättungsfaktor, sondern strebt einem Grenzwert zu, den man erhält, wenn man Gl. (11) mit Hilfe der Beziehung

$$R_V = \frac{U_E - U_A}{I_A + I_Z} \tag{12}$$

umformt:

$$S_{max} = \frac{U_A}{(I_A + I_Z) r_Z} \tag{13}$$

Diese Formel gestattet, abzuschätzen, wie lange bei gegebenem Arbeits- und Zenerstrom eine Erhöhung der Eingangsspannung zur Verbesserung der Stabilisierung noch sinnvoll ist. Im allgemeinen empfiehlt es sich, als Eingangsspannung ungefähr den doppelten Wert der Ausgangsspannung zu wählen. Der Ausgangswiderstand einer solchen Stabilisierungsschaltung ist durch die Parallelschaltung von R_V und r_Z bestimmt. Da R_V normalerweise wesentlich grösser ist als r_Z, ist der Ausgangswiderstand etwa gleich dem Zenerwiderstand.

Bei der Auslegung der Schaltung muss ausserdem darauf geachtet werden, dass bei grösstmöglicher Eingangsspannung und kleinstmöglichem Verbraucherstrom die für die Diode höchstzulässige Verlustleistung nicht überschritten wird.

Wenn der Glättungsfaktor der Grundschaltung in Fig. 17 für einen bestimmten Anwendungszweck nicht genügt, kann man nach Fig. 18 eine zweistufige Stabilisierung anwenden. Der Gesamtglättungsfaktor ist dann das Produkt der Glättungsfaktoren der einzelnen

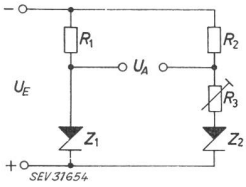


Fig. 20
Brückenstabilisierungsschaltung für kleine Ausgangsspannung
Z_1, Z_2 Zenerdioden
Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 19

Stufen. Der Ausgangswiderstand ist ungefähr gleich dem Zenerwiderstand der zweiten Diode. Eine Kettenschaltung von mehr als zwei Zenerdioden ist im allgemeinen nicht zweckmässig, wenn nicht gleichzeitig die Temperatur wenigstens der letzten Diode durch äussere Mittel konstant gehalten wird, weil sonst die thermisch bedingte Änderung der Zenerspannung dieser Diode weit grösser ist als die Änderung, die von der schwankenden Eingangsspannung verursacht wird.

Eine wesentlich bessere Stabilisierung als die mit der Grundschaltung von Fig. 17 erreichbare kann auch mit einer in Fig. 19 gezeichneten Brückenschaltung er-

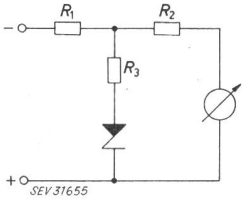
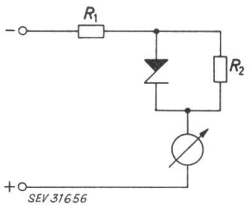


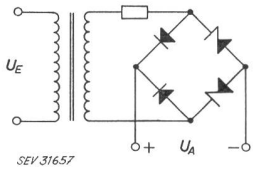
Fig. 21
Zenerdiode als Überlastungsschutz oder zur Endbereichunterdrückung für ein Messinstrument
R_1, R_2, R_3 Widerstände

Fig. 22
Anfangsbereichunterdrückung bei einem Messinstrument
Bezeichnungen siehe Fig. 21



zielt werden. Bei dieser Schaltung wird der Verbraucher in die Diagonale einer Brücke, die aus einer Zenerdiode und drei Widerständen besteht, geschaltet. Das Verhältnis R_2/R_3 ist gleich dem Verhältnis R_1/r_Z. Wenn dann bei einer Erhöhung der Eingangsspannung die Zenerspannung etwas ansteigt, steigt die Spannung am Widerstand R_3 um den gleichen Betrag an, und die Ausgangsspannung bleibt in einem begrenzten Bereich nahezu konstant. Die Stabilisierungsgüte einer solchen Schaltung bzw. die Weite des konstanten Bereichs hängt nur noch von der Krümmung der Zenerkennlinie ab. Wie bereits beschrieben, nimmt ja der Zenerwiderstand mit steigendem Zenerstrom ab. Der Generatorwiderstand einer solchen Schaltung wird im we-

Fig. 23
Gemischt bestückte Graetz-Gleichrichterschaltung

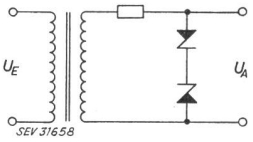


sentlichen bestimmt durch die Summe der Widerstände r_Z und R_3 und ist um so kleiner, je niederohmider der Spannungsteiler R_2, R_3 ist.

Wenn kleinere Spannungen gut stabilisiert werden sollen und wenn es ausserdem auf einen niedrigen Generatorwiderstand der Stabilisierungsschaltung ankommt, so empfiehlt es sich nicht, Zenerdioden mit niedrigen Abbruchspannungen einzusetzen, weil diese entsprechend der Fig. 6 einen relativ hohen Zenerwiderstand besitzen. Es ist dann besser, den Knick in der Flußstromkennlinie der Zenerdiode auszunützen und unter Umständen mehrere dieser Dioden oder auch normale Siliziumdioden in Flussrichtung hintereinanderzuschalten. Sehr gute Ergebnisse liefert auch die Schaltung nach Fig. 20. Sie stellt wiederum eine Brükkenschaltung dar, jedoch mit zwei Zenerdioden. Als stabilisierte Ausgangsspannung ergibt sich die Differenz der beiden Zenerspannungen. Die Brücke lässt sich am besten dadurch abgleichen, dass man vor die Zenerdiode mit dem kleineren Zenerwiderstand einen veränderlichen Widerstand R_3 schaltet. Wenn die Beziehung $R_1/r_{Z1} = R_2/(R_3 + r_{Z2})$ gilt, ist wiederum die Ausgangsspannung nahezu unabhängig von der Eingangsspannung. Die Güte der Stabilisierung hängt diesmal vom Unterschied in den Kennlinien-Krümmungen der beiden Dioden ab. Der Generatorwiderstand dieser Schaltung beträgt etwa das Doppelte des Zenerwiderstandes der linken Diode.

Zenerdioden eignen sich hervorragend als Überlastungsschutz für Messinstrumente (Fig. 21). Wenn man den Widerstand R_3 kurzschliesst, so ist der Strom durch

Fig. 24
Stabilisierung des Spitzenwertes einer Wechselspannung



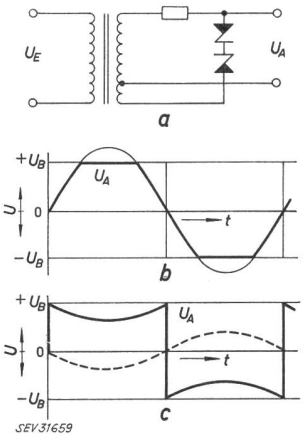


Fig. 25
Stabilisierung des Effektivwertes einer Wechselspannung
a Schaltung; *b* Ausgangsspannung bei kleiner Eingangsspannung; *c* Ausgangsspannung bei grosser Eingangsspannung
U Spannung; U_B Begrenzungsspannung; U_E Eingangsspannung; U_A Ausgangsspannung; *t* Zeit

das Messinstrument proportional der Eingangsspannung, solange diese die Zenerspannung nicht übersteigt. Sobald das der Fall ist, nimmt der Strom durch das Instrument nicht weiter zu. Der Zeiger verharrt in der Endstellung.

Durch Einschalten eines Widerstandes R_3 kann man erreichen, dass der Endbereich des Messinstrumentes zusammengedrängt wird, und zwar um so mehr, je kleiner der Wert von R_3 ist. Das Verhältnis der Massstäbe auf beiden Skalenteilen ist dann $(R_3 + r_Z)/(R_1 + R_3 + r_Z)$ unter der Voraussetzung, dass R_2 oder der Widerstand des Instrumentes gross gegenüber allen anderen Widerständen ist.

Fig. 22 zeigt eine Schaltung zum Zusammendrängen des Anfangs-Bereiches eines Messinstrumentes. Lässt man den Widerstand R_2 weg, so wird das Messinstrument erst dann von einem Strom durchflossen, wenn die Eingangsspannung die Zenerspannung übersteigt, d. h. der Anfangsbereich ist vollkommen unterdrückt.

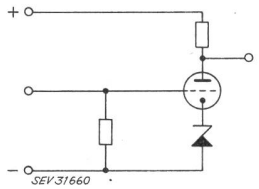


Fig. 26
Erzeugung der Gittervorspannung einer Röhre durch eine Zenerdiode

Wenn nur ein Zusammendrücken dieses Bereiches erwünscht ist, so kann der Zenerdiode ein Widerstand R_2 parallelgeschaltet werden. Bei kleinen Eingangsspannungen ist für den Skalenmaßstab der Vorwiderstand $R_1 + R_2$ massgebend, bei grossen der Widerstand $R_1 + r_Z$, wobei die Parallelschaltung von R_2 zu r_Z normalerweise vernachlässigt werden kann.

Durch mehrfache oder gemeinsame Anwendung der beiden Schaltungen kann man die Skala eines Instrumentes beliebig in Bereiche mit verschiedenen Massstäben unterteilen.

Wenn aus dem Netz mit Hilfe eines Transformators und einer Gleichrichterschaltung eine annähernd konstante Gleichspannung erzeugt werden soll, so kann die in Fig. 23 gezeichnete gemischt bestückte Brückenschaltung verwendet werden.

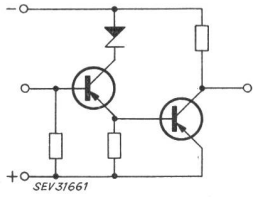
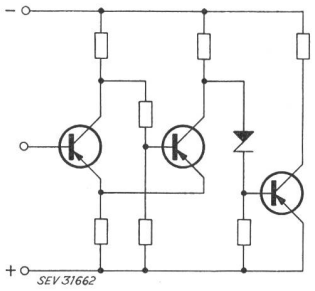


Fig. 27
Zenerdiode als Vorwiderstand mit konstantem Spannungsabfall

Fig. 28
Zenerdiode als Koppelglied



Es ist natürlich möglich, die in Fig. 17 dargestellte Grundschaltung auch zur Stabilisierung von Wechselspannungen zu verwenden. Die Ausgangsspannung hat dann Trapezform. Die eine Halbwelle der Eingangswechselspannung wird von der Zenerspannung begrenzt, die andere von der Flußspannung der Zenerdiode, also bei ca. 0,65 V.

Wenn die Unsymmetrie dieser Spannung stört, so kann man zwei Zenerdioden mit gleicher Zenerspannung gegensinnig in Reihe schalten, wie das Fig. 24 zeigt. Beide Halbwellen werden dann gleichmässig begrenzt bei einer Spannung, die sich aus der Summe von Zenerspannung und Flußspannung ergibt, und die Ausgangsspannung hat die in Fig. 25b gezeichnete Form. Ein Nachteil dieser Schaltung ist, dass zwar der Spitzenwert der Ausgangsspannung bei schwankender Eingangsspannung relativ gut konstant bleibt, dass sich jedoch der Effektivwert stark ändert, weil bei zunehmender Eingangsspannung die Trapezflanken immer steiler werden bis die Spannung nahezu Rechteckform hat.

Diesen Nachteil vermeidet die Schaltung nach Fig. 25a. Bei ihr wird der Verbraucher nicht parallel zu den beiden Zenerdioden angeschlossen, sondern zwischen dem Verbindungspunkt von Vorwiderstand und Zenerdioden-Kette und einem besonderen Transformatorabgriff. Dieser Abgriff ist so zu wählen, dass durch die Zunahme der Gegenspannung an dem unteren Wicklungsteil der Sekundärseite des Transformators gerade die Zunahme des Effektivwertes der an den Dioden abfallenden Trapezspannung kompensiert wird. Fig. 25c zeigt die Form der Ausgangsspannung einer solchen Schaltung bei sehr grosser Eingangsamplitude. Von der Rechteckspannung an den Zenerdioden wird die gestrichelt gezeichnete Gegenspannung abgezogen. Wenn die Eingangsspannung sinkt, werden die Flanken schräger und gleichzeitig die Einbuchtung des Trapezdaches geringer, so dass der Effektivwert der Ausgangsspannung gleich bleibt. Die Schaltung eignet sich besonders gut zur Stabilisierung von Röhren-Heizspannungen in Präzisionsmessgeräten.

In Röhrenverstärkern wird die nötige negative Gittervorspannung normalerweise dadurch erzeugt, dass in die Kathodenleitung der Röhre ein Widerstand eingeschaltet wird, der von einem Kondensator überbrückt ist, damit eine Gegenkopplung des Wechselspannungssignals vermieden wird. Bei Verstärkern für sehr niedrige Frequenzen muss dieser Kondensator sehr gross sein. Bei Gleichspannungsverstärkern ist die Gegenkopplung am Kathodenwiderstand überhaupt nicht zu vermeiden. In beiden Fällen kann man vorteilhaft eine Zenerdiode

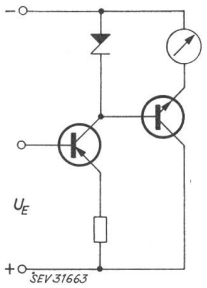


Fig. 29
Zenerdiode in einer Logarithmier-Schaltung

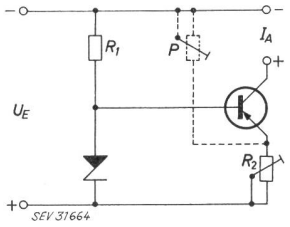


Fig. 30
Konstantstromquelle
U_E Eingangsspannung; I_A Ausgangsstrom; R_1, R_2 Widerstände; P Potentiometer

zur Erzeugung der Gittervorspannung einsetzen (Fig. 26).

Wenn die Speisespannung in einem elektronischen Gerät für einen Teil der Schaltung herabgesetzt werden soll, so kann das mit Hilfe von Zenerdioden geschehen. In Fig. 27 ist beispielsweise der dem Endtransistor vorgeschaltete Treibertransistor weniger spannungsfest. Seine Kollektorspannung wird durch die Zenerdiode auf ein zulässiges Mass vermindert.

Schliesslich können Zenerdioden als Koppelglieder in Gleichspannungsverstärkern eingesetzt werden, wenn ein Potentialunterschied zwischen dem Ausgang der Vorstufe und dem Eingang der nachgeschalteten Stufe besteht. In Fig. 28 ist ein häufig vorkommender Anwendungsfall dieser Art dargestellt. Ein Leistungstransistor ist an eine Schmitt-Triggerstufe anzuschliessen. Wegen des gemeinsamen Emitterwiderstandes der beiden Transistoren des Schmitt-Triggers ist das Potential am Kollektor des zweiten Transistors, auch wenn dieser durchgesteuert ist, negativer als der Pluspol der Speisespannungsquelle. Zur Ankopplung des Endtransistors eignet sich deshalb eine Zenerdiode besonders gut.

Mit Hilfe der Schaltung in Fig. 29, die eine Zenerdiode mit logarithmischer Kennlinie enthält, ist es möglich, eine über drei Zehnerpotenzen veränderliche Eingangsspannung auf einem Messinstrument mit logarithmischer Skala anzuzeigen.

Fig. 30 stellt eine einfache Zenerdioden-Schaltung dar, die als Konstantstromquelle eingesetzt werden kann. Die Grösse des Ausgangsstromes I_A ist weitgehend von Schwankungen der Eingangsspannung und auch vom Widerstand des Verbrauchers unabhängig und bequem durch Veränderung von R_2 einzustellen. Der ungefähre Wert des Generatorwiderstandes dieser Schaltung dU_A/dI_A ergibt sich, wenn man das Produkt der Widerstände R_1 und R_2 durch r_Z dividiert. Mit Hilfe eines zusätzlichen Potentiometers P kann man den Stromstabilisierungsfaktor auf den Wert unendlich abgleichen. Dabei muss P etwa gleich R_1R_2/r_Z sein.

Die Ausgangsleistung einer Zenerdioden-Schaltung nach Fig. 17 kann dadurch vervielfacht werden, dass ein Leistungstransistor mit seiner Basis an die von der Zenerdiode stabilisierte Spannung angeschlossen und der Verbraucher mit dem Emitter dieses Transistors verbunden wird (Fig. 31). Die Stabilisierungsgüte wird hierbei wieder im wesentlichen durch das Verhältnis R_1/r_Z bestimmt. Der Widerstand R_2 hat lediglich den Zweck, die Verlustleistung im Transistor herabzusetzen. Als Ausgangsspannung erhält man die Zenerspannung vermindert um die Schwellspannung des Transistors.

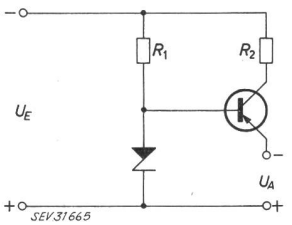
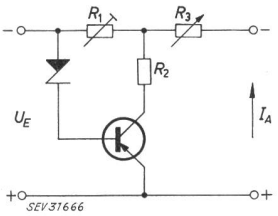


Fig. 31
Einfache Serien-Stabilisierungsschaltung
Bezeichnungen siehe Fig. 30

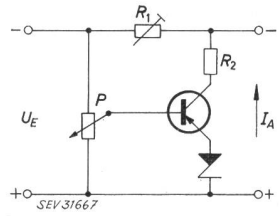
Fig. 32
Shunt-Stabilisierungsschaltung für annähernd konstante Last
(Ausgangsspannung kleiner oder gleich der Zenerspannung)
Bezeichnungen siehe Fig. 30



Die Fig. 32 und 33 zeigen einfache Stabilisierungsschaltungen mit Zenerdioden für Verbraucher mit annähernd konstanter Stromaufnahme und für grössere Leistungen. Bei Fig. 32 ist die Ausgangsspannung kleiner oder gleich der Zenerspannung. Sie kann durch den Widerstand R_3 eingestellt werden. Bei Fig. 33 ist die Ausgangsspannung grösser als die Zenerspannung und am Potentiometer P wählbar. Beide Schaltungen arbeiten nach dem Prinzip der Vorwärtsregelung. Die Schwankungen der Eingangsspannung werden auf die Basis des Leistungstransistors übertragen. Steigt U_E an, so nimmt auch der Kollektorstrom des Transistors zu und erzeugt am Widerstand R_1 einen Spannungsabfall, der die Zunahme von U_E ausgleicht. Der Glättungsfaktor dU_E/dU_A nimmt mit wachsendem R_1 zu und wird für die Schaltung in Fig. 32 unendlich für $R_1 = (r_Z + r_E)/\beta$. Darin ist r_E der Eingangswiderstand des Transistors und β sein Stromverstärkungsfaktor. Bei weiterer Vergrösserung von R_1 wechselt der Glättungsfaktor das Vorzeichen, d. h. bei sinkender Eingangsspannung nimmt die Ausgangsspannung zu. Ein Abgleich, der U_A praktisch unabhängig von U_E macht, ist natürlich nur für einen bestimmten Laststrom I_A möglich. Die Grösse der noch verbleibenden kleinen Änderungen von U_A hängt bei diesen Schaltungen im wesentlichen von den Kennlinienkrümmungen des Transistors ab.

Fig. 34 ist die Schaltskizze einer Serienstabilisierungsschaltung. In Reihe mit dem Verbraucher liegt ein Transistor, an dem die Differenz zwischen schwankender Eingangsspannung und konstanter Ausgangsspannung abfällt. Die Basis dieses Transistors ist mit dem Kollektor eines Verstärkertransistors gekoppelt, an dessen Basis eine der Ausgangsspannung proportionale Teilspannung liegt. Der Emitter ist an eine Vergleichsspannungsquelle angeschlossen, die eine Zenerdiode und eine in Flussrichtung gepolte Silizium-Diode zur Kompensation des Temperaturkoeffizienten enthält. Da die Konstanz der Ausgangsspannung auch vom Temperaturkoeffizienten der Basis-Emitter-Diode des Transistors abhängt, der als Differenzverstärker dient, baut man Referenzverstärker, die in einem Block vergossen, die in der Skizze gestrichelt umrahmten Bauelemente enthalten. Diese sind so ausgesucht, dass der Temperaturkoeffizient der gesamten Anordnung kleiner als $2 \times 10^{-5}/°C$ im Umgebungstemperaturbereich zwischen 0 und 100 °C ist. Wenn man noch mit Hilfe der beiden gezeichneten Trimmer eine Störgrössenauf-

Fig. 33
Shunt-Stabilisierungsschaltung für annähernd konstante Last
(Ausgangsspannung grösser als die Zenerspannung)
Bezeichnungen siehe Fig. 30



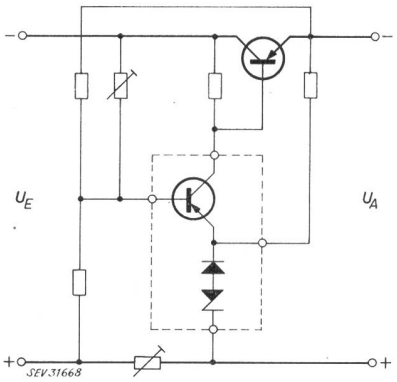


Fig. 34
Referenzverstärker in einer Serien-Stabilisierungsschaltung

schaltung vornimmt, so erhält man eine Stabilisierungsschaltung, bei der Temperaturkoeffizient und Innenwiderstand in einem weiten Arbeitsbereich praktisch 0 und der Stabilisierungsfaktor praktisch unendlich sind.

Zum Schluss soll noch auf die Möglichkeit hingewiesen werden, mit Zenerdioden thermomagnetische Schalter aufzubauen. Fig. 35 zeigt die Schaltung einer Ladestrombegrenzungseinrichtung. Die Batterie wird zunächst über die beiden normalen Dioden in Einweg-Gleichrichterschaltung geladen. Der Schalter trägt ein ferromagnetisches Metallstück mit niedrigem Curiepunkt, das von einem Permanent-Magneten angezogen wird und den Federkontakt schliesst. Das ferromagnetische Metallstück befindet sich in gutem Wärmekontakt mit der Zenerdiode. Sobald die gewünschte Endladespannung in der Batterie überschritten wird, beginnt Zenerstrom zu fliessen. Die Zenerdiode erwärmt sich und mit ihr das ferromagnetische Metallstück. Wenn dabei sein Curiepunkt erreicht wird, nimmt seine Permeabilität sprunghaft ab, und der Magnetkontakt öffnet. Über den parallel zum Schalter liegenden Widerstand fliesst dann lediglich ein Ladungs-Erhaltungsstrom.

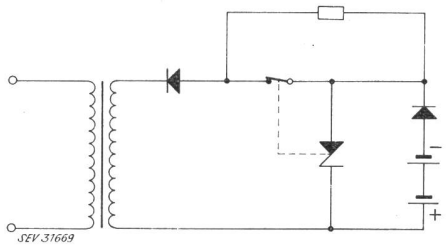


Fig. 35
Thermomagnetischer Ladeschalter

Literatur

[1] *Zener, C.:* A Theory of the Electrical Breakdown of Solid Dielectrics. Proc. Roy. Soc. (London), Ser. A 145(1934)855, S. 523...529.

[2] *McKay, K. G.:* Avalanche Breakdown in Silicon. Phys. Rev. 94(1954)4, S. 877...884.

[3] *Mićić, L., H. Keller* und *G. Wieczorek:* Halbleiter-Bauelemente zum Erzeugen konstanter Vergleichsspannungen. ETZ-B 14(1962)12, S. 327...332.

[4] *Stöhr, H. J.:* Bemerkungen zum Stabilisierungsverhalten von Zenerdioden. Elektron. Rdsch. 16(1962)7, S. 297...301.

[5] *Limann, O.:* Der Curie-Punkt und einiger seiner technischen Anwendungen. Funkschau 34(1962)16, S. 417...418.

[6] *Gerlach, A.:* Die Zener-Diode. Ionen und Elektronen 3(1960)9, S. 12...15.

Adresse des Autors:
A. Gerlach, dipl. Physiker, Intermetall, Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH, Halbleiterwerk, Freiburg i. Br. (Deutschland).

Die Grundlagen-Komitees der CEI und des CES ihr Sinn, Zweck, Bedeutung und Nutzen

Von *H. Oswalt,* Zürich

061.2(100) CEI + 061.2(494) CES

Was die CEI (Commission Electrotechnique Internationale) ist, wurde den Lesern des Bulletins des SEV schon öfters dargelegt, auch welchen Sinn, Zweck und Bedeutung sie für die Elektrotechnik (im weitesten Sinn) der ganzen Welt hat. Das CES (Comité Electrotechnique Suisse) ist dabei das schweizerische Nationalkomitee der CEI.

Die CEI, es sei noch einmal kurz wiederholt, soll die internationale Normung auf dem Gebiet der Elektrotechnik möglichst weitgehend fördern, im Idealfall sogar zustandebringen. Ihr ist damit für das Gebiet der Elektrotechnik eine Aufgabe überbunden, die in einem viel allgemeineren Sinne von der ISO (International Organization for Standardization) durchgeführt wird. Mit dieser Organisation arbeitet die CEI denn auch sehr eng zusammen, wobei laut Abmachung für Fragen der Elektrotechnik die CEI das entscheidende Wort zu sprechen hat.

Dass die internationale Normung nicht einfach ein Steckenpferd einiger an der betreffenden Komiteearbeit interessierten Kreise ist, sondern einen realen, wirtschaftlichen Nutzen hat, ist in den letzten Jahren an vielen Stellen, in vielen Vorträgen und Artikeln immer wieder so überzeugend dargelegt worden, dass es hier wohl nicht wiederholt werden muss. Wie viel Geld das Fehlen vernünftiger Normen die Weltwirtschaft gekostet hat und heute noch kostet, erhellt am Beispiel der Frequenz elektrischer Wechselstromnetze, wo heute die unbefriedigende, kaum aber mehr zu ändernde Tatsache vorliegt, dass die USA hiefür 60 Hz, die europäischen Länder aber 50 Hz genormt haben. Ein anderes Beispiel ungenügender Normung findet man bei den Fernseh-Normen: Allein in Europa gibt es heute deren sechs! Hier besteht jedoch wenigstens eine gewisse Hoffnung, dass man sich in Zukunft doch noch auf eine einzige westeuropäische Norm wird einigen können.

Diesen zwei negativen Beispielen stehen nun aber sehr viele positive gegenüber, die zeigen, dass es wohl möglich ist, auf vielerlei Gebieten der Elektrotechnik zu einer Normung zu gelangen. So können sich heute z. B. Kondensatorenhersteller direkt auf die entsprechenden Empfehlungen der CEI beziehen und tun dies auch in steigendem Masse.

Die Normungsarbeit auf den verschiedenen Gebieten der Elektrotechnik wird bekanntlich im Rahmen einer