

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins :
gemeinsames Publikationsorgan des Schweizerischen
Elektrotechnischen Vereins (SEV) und des Verbandes Schweizerischer
Elektrizitätswerke (VSE)

Band: 63 (1972)

Heft: 25

Artikel: Die Schottky-Diode

Autor: Henne, W.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-915776>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. 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. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

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. [Voir Informations légales.](#)

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. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 19.11.2024

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

Die Schottky-Diode

Von W. Henne

621.382

Nach einleitenden Worten über die Physik der Schottky-Diode wird deren Anwendung als Mischer und Detektor im Mikrowellengebiet untersucht. Es zeigt sich, dass diese relativ neue Diode den bisher hier eingesetzten Punktkontakt-Dioden in ihrem Rauschverhalten und ihrer Stromempfindlichkeit überlegen ist.

Après quelques renseignements sur la physique de la diode Schottky, on étudie l'emploi de celle-ci comme mélangeur et détecteur dans le domaine des ondes micrométriques. Cette diode relativement récente est supérieure pour ce genre d'emploi aux diodes à contact ponctuel, aux points de vue du bruit et de la sensibilité au courant.

1. Einleitung

Ausser den Spezialdioden wie Tunnel-, Gunn-, Impatt-, Avalanche-, PIN-, Step-recovery-Dioden u. a., die in der Höchstfrequenztechnik als Oszillatoren, Verstärker, Begrenzer oder als Vervielfacher eingesetzt werden, werden in diesem Frequenzgebiet Dioden als Mischer, Gleichrichter und Detektoren verwendet. Hier besitzen in neuester Zeit die sog. Schottky-Dioden, auch als Hot-Carrier-Dioden bezeichnet, wesentliche Vorteile gegenüber den in diesem Frequenzgebiet bisher üblichen Punktkontakt-Dioden. Als Beispiele seien genannt: Höhere Grenzfrequenz, geringeres Rauschen, wesentlich kleinere Speicherzeiten, geringere Verlustleistung durch geringere Spannung bei gleichem Strom, kleinere Kapazität in Flussrichtung [1]¹⁾.

2. Physik der Schottky-Diode

Die Schottky-Diode besitzt im Gegensatz zu den üblichen pn-Sperrschichtdioden als aktive Schicht einen Metall-Halbleiter-Übergang. Sie ist daher den Punktkontakt-Dioden ähnlich, bei denen bekanntlich eine Metallspitze auf Halbleiter aufgesetzt ist.

Die Theorie der Metall-Halbleiter-Kontakte, die übrigens eine grosse Bedeutung bei der Kontaktierung von pn-Dioden und -Transistoren besitzt, wurde von Schottky [2; 3] aufgestellt. Sie sei hier in groben Umrissen, zum besseren Verständnis dieser Diode, der folgenden Beschreibung ihrer technischen Einsatzmöglichkeiten vorangestellt.

2.1 Der Übergang Halbleiter-Vakuum

Das in [4] beschriebene Bändermodell gilt nur für unendlich weit ausgedehnte Halbleiter. Am Übergang Halbleiter-Vakuum bzw. Halbleiter-Luft kann dieses in horizontaler Richtung homogene Bändermodell keine Gültigkeit mehr haben, da die Grenzschicht eine Störung des homogenen Kristallaufbaus darstellt.

Schottky zeigte [2; 3], dass die Grenzschicht je nach Material und Dotierungsart entweder Elektronen einfangen oder abgeben kann. Damit besitzt diese Grenzschicht entweder eine positive oder eine negative Raumladung, die nach der Poissonschen Gleichung den Potentialverlauf und damit auch die Energiebänder an der Randschicht krümmt. Es können insgesamt vier Möglichkeiten auftreten:

- Ein n-dotierter Halbleiter nimmt Elektronen auf;
- Ein n-dotierter Halbleiter gibt Elektronen ab;
- Ein p-dotierter Halbleiter nimmt Elektronen auf;
- Ein p-dotierter Halbleiter gibt Elektronen ab.

¹⁾ Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

Nimmt z.B. die Grenzschicht Halbleiter-Luft bei einem n-dotierten Halbleiter Elektronen auf, so wird wegen dieser aufgenommenen Elektronen die Raumladung hier negativ. D.h. aber nach der Poissonschen Gleichung

$$\frac{d^2 \varphi}{dx^2} = - \frac{\rho}{\epsilon} \quad (1)$$

dass die Krümmung des Potentialverlaufs $\varphi(x)$ positiv werden muss. In Gl. (1) ist

- φ elektrisches Potential
- x laufende Koordinate
- ρ Raumladungsdichte
- ϵ Dielektrizitätskonstante

Mit dem bekannten Zusammenhang zwischen elektrischer Energie E und dem elektrischen Potential φ

$$E(x) = - e \varphi(x) \quad (2)$$

worin e die Elektronenladung darstellt, wird die Krümmung der Funktion $E(x)$ im Energieschema negativ, was in Fig. 1 schematisch dargestellt ist.

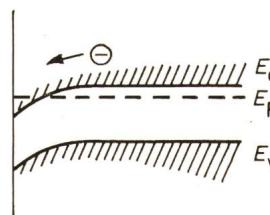


Fig. 1
Energieschema der Randschicht Halbleiter-Luft eines n-dotierten Halbleiters, dessen Randschicht mit Elektronen angereichert wird

2.2 Der Übergang Halbleiter-Metall

Beim Übergang Metall-Vakuum baut sich an der Grenzschicht wegen der grossen Leitfähigkeit des Metalls keine Raumladung auf, so dass die Energiebänder innerhalb des Metalls nicht verformt werden. Bringt man nun Metall und Halbleiter in innige Berührung, so müssen sich im thermodynamischen Gleichgewicht, d.h. wenn keine äussere Spannung an die Grenzschicht gelegt wird, die Fermi-Niveaus auf gleicher Höhe befinden. Fig. 2 zeigt die vier Möglichkeiten von Verformungen, die die Bandkanten der Grenzschicht Halbleiter-Metall annehmen können.

Es sei an dieser Stelle noch erwähnt, dass die Leitfähigkeit bei Verarmungsschichten sinkt (Ausnützung bei Schottky-Dioden), dass die Leitfähigkeiten von Anreicherungsschichten dagegen steigt (Ausnützung bei sperrfreien Halbleiterkontakten).

2.3 Der stromdurchflossene Metall-Halbleiter-Übergang

Das Halbleitermaterial der Schottky-Diode besteht im allgemeinen aus n-dotiertem Silizium. Es wird eine n-Dotierung gewählt, weil Elektronen gegenüber den Löchern der p-Dotierung eine grössere Beweglichkeit aufweisen. Fig. 3 zeigt nun die Wirkung einer von aussen angelegten Vorspannung auf die Verformung der Bandkanten: Ähnlich wie bei der pn-Sperrschicht-Diode verkleinert sich bei Anlegen einer positiven Vorspannung die Sperrschichtweite w , womit der Sperrschichtwiderstand abnimmt. Bei einer negativen Vorspannung nach Fig. 3c verbreitert sich dagegen die Sperrschicht, womit sich der Sperrschichtwiderstand natürlich vergrössern muss.

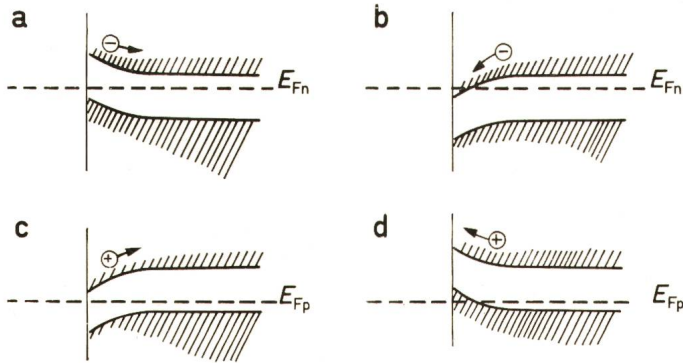


Fig. 2

Möglichkeiten der Bandkantenverformung bei Metall-Halbleiter-Übergang

- a n-Halbleiter Verarmungsschicht
- b n-Halbleiter Anreicherungsschicht
- c p-Halbleiter Verarmungsschicht
- d p-Halbleiter Anreicherungsschicht

Es soll nicht unerwähnt bleiben, dass die Theorie der Metall-Halbleiter-Übergänge wesentlich komplizierter ist, als sie hier lediglich zum Verständnis dieser Diode vereinfacht dargestellt wurde. Der an der Theorie näher interessierte Leser möge sich mit der Literatur, z. B. [1; 5; 6] beschäftigen.

Als Folge dieses Metall-Halbleiter-Überganges findet bei der Schottky-Diode im Gegensatz zu der pn-Sperrschichtdiode keine Wanderung von Minoritätsträgern statt. Damit müssen bei der Umpolung der Diode nicht erst die gespeicherten Minoritätsträger ausgeräumt werden, bis die Diode vollständig sperrt, wie in [7] ausführlich beschrieben ist. In Fig. 4 ist das Sperrverhalten einer üblichen pn-Sperrschichtdiode und das einer Schottky-Diode gegenübergestellt. Die angelegte HF-Spannung besitzt eine Frequenz $f = 30$ MHz. Mit dem Fehlen eines jeglichen Rückstroms besitzt damit die Schottky-Diode praktisch das Sperrverhalten der idealen Diode.

3. Die Schottky-Diode als Mischer

3.1 Empfindlichkeit einer Empfangsanlage

Die Empfindlichkeit einer Empfangsanlage wird weitgehend von deren Rauschzahl F bestimmt. Dabei ist diese Rauschzahl F definiert durch die Gleichung:

$$F = \frac{P_1/p_1}{P_2/p_2} \quad (3)$$

Darin ist

- P_1 die Eingangsleistung für den eingangsseitigen Rauschabstand
- $Q_1 = P_1/p_1$ erforderliche Eingangsnutzleistung
- $p_1 = kTB$ verfügbare Rauschleistung = $4,1 \cdot 10^{-3}$ pW (B/MHz)
- k Boltzmann-Konstante = $1,38 \cdot 10^{-23}$ Ws/Grad

- T absolute Temperatur in Grad
- B Bandbreite der Empfangsanlage
- $Q_2 = P_2/p_2$ ausgangsseitiger Rauschabstand

Mit Gl. (3) erhält man für die erforderliche Eingangsleistung P_1 , die bei einer Empfangsanlage mit der Rauschzahl F den geforderten ausgangsseitigen Rauschabstand $Q_2 = P_2/p_2$ liefert, zu

$$P_1 = F p_1 \frac{P_2}{p_2} = F kTB Q_2 = F \cdot 4,1 \cdot 10^{-18} \cdot \frac{B}{\text{Hz}} \cdot Q_2 \text{ mW} \left(B \text{ in } \frac{1}{\text{Hz}} \right) \quad (4)$$

Die Gl. (4) ist in der Literatur oft in logarithmischer Form anzutreffen. Mit der Definition

$$P_1' = 10 \lg (P/\text{mW}) \text{ dBm} \quad (5)$$

wird aus Gl. (4)

$$P_1' = 10 [\lg 0,41 \cdot 10^{-17} + \lg B/\text{Hz} + \lg F + \lg Q] \text{ dBm} \quad (6)$$

Mit $10 \lg (0,41 \cdot 10^{-17}) = -174$ erhält man nun für die erforderliche Eingangsleistung P_1 in logarithmischer Schreibweise

$$P_1' = -174 + 10 \lg B/\text{Hz} + 10 \lg F + 10 \lg Q_2 \text{ dBm} \quad (7)$$

Um nun die benötigte Eingangsleistung P_1 bei gefordertem Rauschabstand Q_2 und gegebener Bandbreite B möglichst klein zu halten, ist es, wie aus Gl. (7) sofort ersichtlich, unbedingt nötig, das Rauschmass

$$F' = 10 \lg F \text{ dB} \quad (8)$$

möglichst klein zu halten. Auf welche Weise dieses zu geschehen hat, wird im folgenden Kapitel eingehend beschrieben. Dabei wird es sich zeigen, dass die Verwendung einer Schottky-Diode als Mischer gegenüber den früher üblichen Punktkontakt-Dioden wesentliche Vorteile aufzuweisen hat.

3.2 Rauschmass einer Empfangsanlage, bestehend aus Mischer und hochverstärkendem Transistor-ZF-Verstärker

Das Rauschmass F' eines Mixers errechnet sich nach der Gl. (8) zu

$$F' = 10 \lg [L_m (F_{1F} + t_m - 1)] \text{ dB} \quad (9)$$

Darin sind,

- L_m Umsetzungs- oder Konversionsverluste des Mixers, die abhängig sind von der verwendeten Diode
- t_m Rauschtemperatur des Mixers, die ebenfalls abhängig ist von der verwendeten Diode
- F_{1F} Rauschzahl des nachfolgenden ZF-Verstärkers (ZF = IF = Intermediate frequency = Zwischenfrequenz)

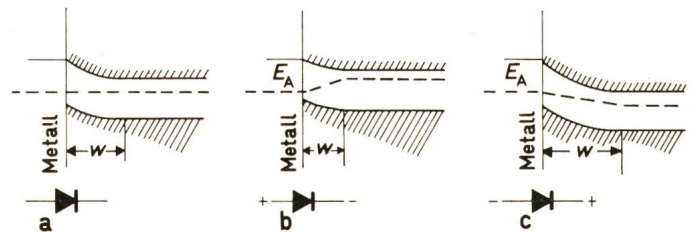


Fig. 3

Einfluss der Vorspannung auf die Sperrschichtweiten einer Schottky-Diode

Diode	f/GHz	Z _{IF} /Ω	m _{HF}	R _s /Ω	C _{j0} /pF
HPA 2400	2	150...250	1,5	7...11	0,5...0,9
HPA 2565	3	100...250	1,5	3... 6	0,3...0,7
HPA 2511	3	100...250	1,5	3... 6	0,3...0,7
HPA 2601	8	125...250	1,5	4... 7	0,2...0,6
HPA 2702	9,375	250...350	1,5	4... 6	0,1...0,2

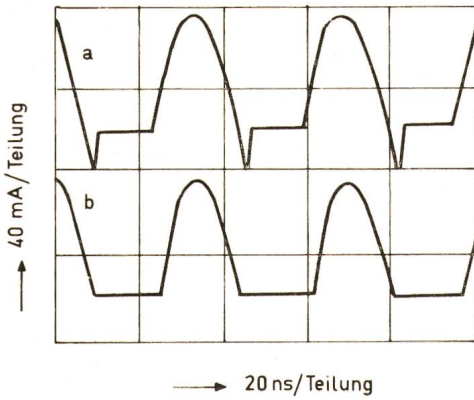


Fig. 4

Sperrverhalten einer pn-Sperrschicht-Diode und einer Schottky-Diode

- a pn-Sperrschicht-Diode
- b Schottky-Diode

3.2.1 Konversionsverluste des Mischers. Die Konversionsverluste L_m eines Mischers setzen sich nach Gl. (10) aus drei Anteilen zusammen:

$$L_m = L_1 L_2 L_3 \quad (10)$$

bzw.

$$L_m' = [10 \lg L_1 + 10 \lg L_2 + 10 \lg L_3] \text{ dB} = L_1' + L_2' + L_3' \quad (11)$$

Dabei kennzeichnen die drei Anteile

- a) die HF- und ZF-Anpassungsverluste L_1 ,
 - b) die Verluste L_2 , hervorgerufen durch den Serienwiderstand R_s und die Sperrschichtkapazität C_j
 - c) die eigentlichen Konversionsverluste L_3 .
- a) Die Anpassungsverluste hängen nach Gl. (12)

$$10 \lg L_1 = 10 \lg \frac{(m_{HF} + 1)^2}{4 m_{HF}} + 10 \lg \frac{(m_{IF} + 1)^2}{4 m_{IF}} \quad (12)$$

von der HF-mässigen bzw. ZF-mässigen Anpassung ab. Dabei lassen sich die Schottky-Dioden relativ gut anpassen, so dass man in der Regel mit einer Welligkeit von $m_{HF} = 1,5$ rechnen kann. Die Welligkeit m_{IF} vom ZF-Verstärker aus gesehen hängt vom Eingangswiderstand des ZF-Verstärkers (üblicherweise $Z_{IF} = 150...200 \Omega$ bei transistorisierten rauscharmen Verstärkern) und von der Oszillatorleistung P_{osz} ab. Die Abhängigkeit der Dioden-Impedanz der Schottky-Diode HPA 2350 von der Leistung des Mischoszillators zeigt Fig. 5.

b) Die Eingangsleistung P_{in} unterscheidet sich in der Praxis von der tatsächlich auf die Sperrschicht gelangende Leistung P_j infolge des Leistungsverlustes am Diodenserienwiderstand R_s . Und zwar erhält man mit Hilfe des bekannten Dioden-Ersatzschaltbildes für diesen Verlustanteil:

$$L_2' = 10 \lg L_2 \text{ dB} = 10 \lg \frac{P_{in}}{P_j} \text{ dB} = 10 \lg (1 + 2 \omega C_j R_s) \text{ dB} = 10 \lg [1 + 4\pi (f C_j R_s \cdot 10^{-3})] \text{ dB} \quad (13)$$

(f in GHz, C_j in pF, R_s in Ω)

Die Grösse C_j in Gl. (13) ist die Sperrschichtkapazität der Schottky-Diode. Sie lässt sich näherungsweise aus dem Diodenstrom I berechnen:

$$C_j = \frac{C_j}{\sqrt{1 - 0,129 \lg I}} \quad (14)$$

(I in mA)

In Tabelle I sind einige Werte für den Serienwiderstand R_s und die Sperrschichtkapazität C_{j0} angegeben.

c) Die eigentlichen Konversionsverluste L_3 berechnen sich aus der allgemeinen Diodenkennlinie:

$$I = K U^x \quad (15)$$

Dabei zeigt die Theorie, dass diese eigentlichen Konversionsverluste L_3 mit steigendem Exponenten x abnehmen. Fig. 6 zeigt die Abhängigkeit der Konversionsverluste vom Exponenten x , während Fig. 7 deutlich mit Hilfe der logarithmischen Darstellung den Unterschied im Kennlinienverlauf von Schottky-Diode und Punktkontaktdiode (als Beispiel die Schottky-Diode HPA 2350 und die Punktkontaktdiode 1N21G) angibt. Man erkennt, dass die Schottky-Diode einen etwa doppelt so grossen Exponenten x besitzt als die Punktkontaktdiode. Typische Werte sind für die Punktkontaktdiode $x = 4,3$ und für die Schottky-Diode $x = 8,8$.

3.2.2 Rauschtemperatur t_m des Mischers. Die in Gl. (9) auftretende Rauschtemperatur t_m des Mischers hängt ihrerseits wieder von der Rauschtemperatur t_d der Diode ab. Die Theorie ergibt für den Zusammenhang beider Rauschtemperaturen die Gleichung

$$t_m = \frac{2}{L_m} \left[t_d \left(\frac{L_m}{2} - 1 \right) + 1 \right] \quad (16)$$

wobei die Rauschtemperatur t_d der Diode sowohl von der Frequenz f als auch vom Diodenstrom I abhängig ist, wie Fig. 8 in einem Vergleich zwischen Schottky-Diode und Punktkontaktdiode zeigt.

Der in Fig. 8 dargestellte Zusammenhang wird durch die Gl. (17) beschrieben:

$$t_d = t_w + \frac{K_n I}{f} \quad (17)$$

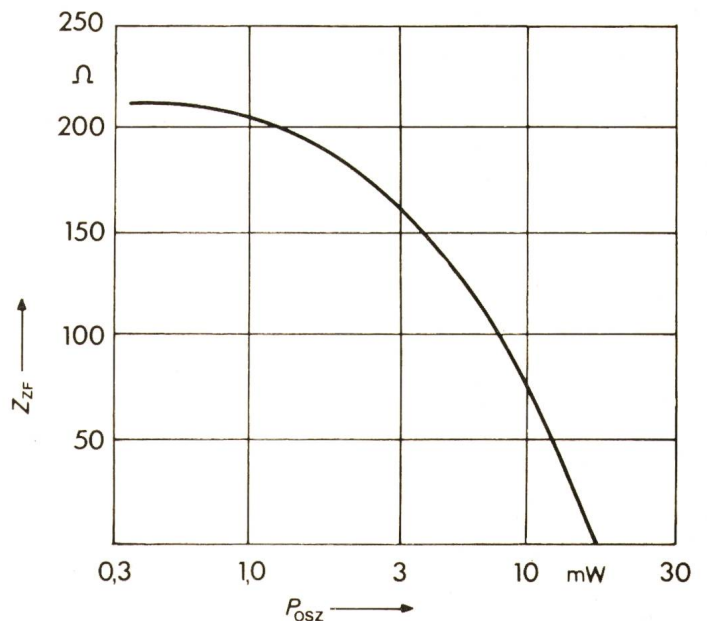


Fig. 5

ZF-Eingangswiderstand der Schottky-Diode HPA 2350

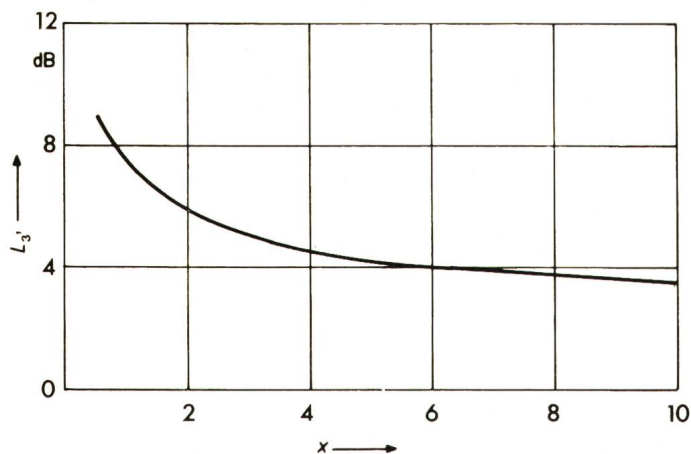


Fig. 6
Konversionsverluste in Abhängigkeit vom Kennlinienexponent x

wobei t_w nach der bekannten Gleichung für die verfügbare Rauschleistung

$$p = k T B = k \frac{T}{T_0} T_0 B = k t_w T B \quad (18)$$

das Schrotrauschen bzw. das thermische Rauschen der Diode kennzeichnet, wogegen der Term $K_n I / f$ das nach tiefen Frequenzen hin zunehmende Funkelrauschen oder $1/f$ -Rauschen berücksichtigt.

Aus Fig. 8 wird die klare rauschmässige Überlegenheit der Schottky-Diode im Funkelgebiet, d.h. bei tiefen Frequenzen ersichtlich. Aber auch bei hohen Frequenzen, d.h. oberhalb des MHz-Bereichs, besitzt die Schottky-Diode deutlich rauschgünstigere Eigenschaften, wie aus der Beschriftung der Asymptote in Fig. 8 mit $t_w = 0,85$ (Schottky-Diode) und $t_w = 1,2$ (Punktkontaktdiode), hervorgeht. Damit kommt die Schottky-Diode bei hohen Frequenzen mit einer verfügbaren Rauschleistung

$$p = k t_w T B \text{ mit } t_w = 0,85 \quad (19)$$

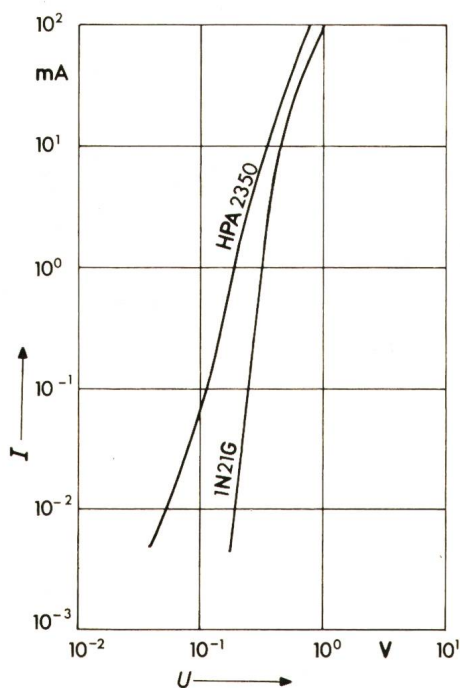


Fig. 7
Kennlinien der Schottky-Diode HPA 2350 und der Punktkontaktdiode 1N21G

der theoretischen Rauschleistung einer Diode mit $t_w = 0,5$ bereits sehr nahe.

Ein Beispiel soll abschliessend die rauschmässige Berechnung eines mit einer Schottky-Diode bestückten Mischers für die Frequenz $f = 2$ GHz noch näher erläutern. Und zwar sei das Rauschmass des ZF-Verstärkers mit $F_{1F'} = 1,5$ dB gegeben, die ZF-mässige Anpassung mit $m_{1F} = 1,3$, die HF-mässige mit $m_{HF} = 1,5$. Weiter werde eine Schottky-Diode verwendet mit dem Serienwiderstand $R_s = 11 \Omega$, während sie im verwendeten Arbeitspunkt die Sperrschichtkapazität $C_j = 0,8$ pF besitze. Zunächst seien die Konversionsverluste berechnet:

Mit Gl. (12) werden die durch Fehlanpassung entstehenden Konversionsverluste:

$$L_{1'} = 10 \lg L_1 \text{ dB} = 10 \lg \frac{(1,5 + 1)^2}{6} \text{ dB} + 10 \lg \frac{(1,3 + 1)^2}{5,2} \text{ dB} = (0,15 + 0,1) = 0,26 \text{ dB}$$

Mit Gl. (13) werden die infolge Leistungsverluste entstehenden Konversionsverluste:

$$L_{2'} = 10 \lg [1 + 4\pi \cdot 2 \cdot 0,8 \cdot 11 \cdot 10^{-3}] \text{ dB} = 0,86 \text{ dB}$$

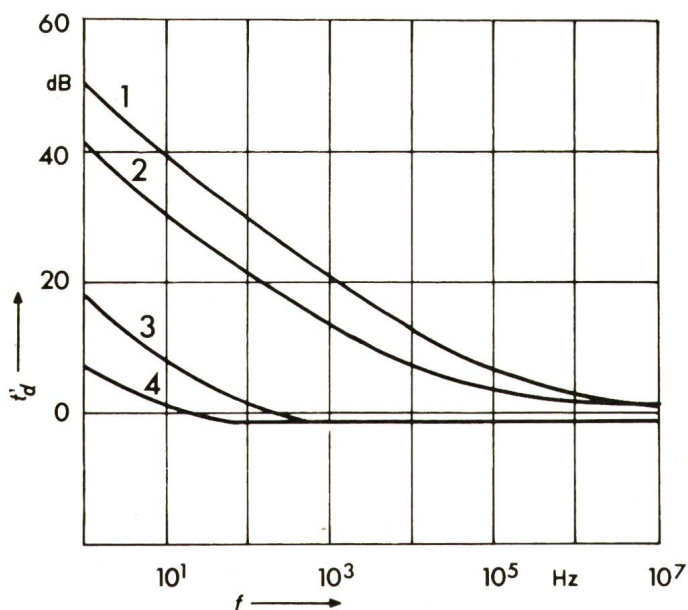


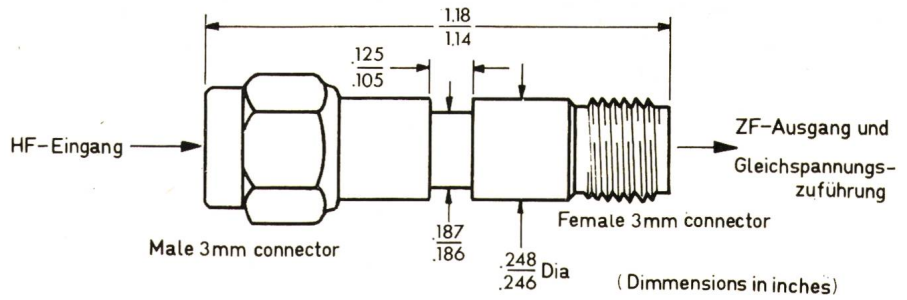
Fig. 8
Rauschtemperatur t_d' von Dioden in Abhängigkeit von der Frequenz f und dem Strom I

- t_d' $10 \lg t_d/T_0$ dB
 T_0 300 °K Raumtemperatur
 t_w Asymptote, berücksichtigt thermisches Diodenrauschen
 I Diodenstrom
 1 Punktkontakt-Diode, $I = 300 \mu\text{A}$, $t_w = 1,2$
 2 Punktkontakt-Diode, $I = 30 \mu\text{A}$, $t_w = 1,2$
 3 Schottky-Diode HPA 2350, $I = 300 \mu\text{A}$, $t_w = 0,85$
 4 Schottky-Diode HPA 2350, $I = 30 \mu\text{A}$, $t_w = 0,85$

Schliesslich erhält man mit Hilfe der Fig. 6 und des für Schottky-Dioden üblichen Kennlinien-Exponenten $x = 8,8$ die eigentlichen Konversionsverluste zu $L_{3'} = 3,9$ dB. Als Summe ergibt sich damit für die gesamten Konversionsverluste des Mischers:

$$L_m' = 5,02 \text{ dB bzw. } L_m = 3,2$$

Fig. 9
Misch- und Detektorkopf in Koaxialausführung
für den Frequenzbereich von 5...15 GHz



Zur Berechnung des Rauschmasses ist weiter die Kenntnis der Mischer-Rausch-Temperatur t_m nach Gl. (16) notwendig. Mit Fig. 8, d. h. mit $t_w = 0,85$, erhält man für diese:

$$t_m = \frac{2}{3,2} \left[0,85 \left(\frac{3,2}{2} - 1 \right) + 1 \right] = 0,945$$

Mit diesen Werten für L_m und t_m und dem angegebenen Rauschmass des ZF-Verstärkers erhält man nun das Rauschmass des Mischers nach Gl. (9) zu

$$F' = 10 \lg [3,2 (1,41 + 0,945 - 1)] \text{ dB} = 6,4 \text{ dB}$$

wobei berücksichtigt ist, dass einem Rauschmass von $F' = 1,5 \text{ dB}$ des ZF-Verstärkers einer Rauschzahl $F = 1,41$ entspricht.

3.3 Experimentelle Ergebnisse

Fig. 9 zeigt einen mit einer Schottky-Diode bestückten Mischer in Koaxialtechnik. Die mit diesem Mischer experimentell erreichten Rauschzahlen sind in den Fig. 10 und 11 in Abhängigkeit von der Frequenz, der Mischoszillator-Leistung und der Diodenvorspannung graphisch dargestellt.

4. Die Schottky-Diode als Gleichrichter

Die Schottky-Diode wird sowohl als Kleinsignal-Detektor (Quadratischer Gleichrichter, small-signal-detector) als auch als Großsignal-Gleichrichter (Videodetektor, large-signal-detector) eingesetzt. Die kleinste, mit Hilfe dieser Gleichrichtung noch messbare Leistung beträgt etwa $10^{-8} \dots 10^{-9} \text{ W}$. Es soll aber an dieser Stelle nicht unerwähnt bleiben, dass eine Empfindlichkeitssteigerung um etwa 40 dB, d. h. eine noch messbare Leistung von etwa 10^{-13} W erreicht werden kann, wenn vom Überlagerungsprinzip Gebrauch gemacht wird. Allerdings wird diese Empfindlichkeitssteigerung durch einen grösseren Aufwand, nämlich den des Mischoszillators, erkauft.

4.1 Stromempfindlichkeit einer Diode

Die Definition der Stromempfindlichkeit β einer Diode ist gegeben durch das Verhältnis des Diodenstromes I zu der auf die Diode gelangenden Leistung P_{in} .

$$\beta = \frac{I}{P_{in}} \quad (20)$$

Mit Hilfe der in eine Taylor-Reihe entwickelten Gleichung der Diodenkennlinie

$$I = I_s \left[e^{\frac{eU}{nkT}} - 1 \right] \quad (21)$$

lässt sich die Stromempfindlichkeit näherungsweise durch die Gl. (22) ausdrücken

$$\beta = \frac{I}{P_{in}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{e}{nkT} = \frac{19,5}{n} \frac{\mu\text{A}}{\mu\text{W}} \quad (22)$$

Der Faktor n in Gl. (21) und (22) ist der sog. Ideality-Faktor. Für die ideale Diode ist der Faktor $n = 1$, für die Punktkontaktdiode $n = 1,8$ und für die Schottky-Diode 1,05. Mit diesen Werten ergibt sich für die Schottky-Diode etwa eine

doppelt so grosse Stromempfindlichkeit im Vergleich zur Punktkontaktdiode:

$$\begin{aligned} \text{Schottky-Diode: } & \beta = 18,6 \mu\text{A}/\mu\text{W} \\ \text{Punktkontaktdiode: } & \beta = 10,8 \mu\text{A}/\mu\text{W} \end{aligned}$$

4.2 Empfindlichkeit

Ausser der Stromempfindlichkeit eines Gleichrichters interessiert noch diejenige Grösse eines Signals, das der Diode zugeführt werden muss, damit nach der Gleichrichtung ein definierter Signal-Rausch-Abstand vorhanden ist. Für den Fall, dass das Nutzsignal nach der Gleichrichtung um 8 dB (Faktor 6,3) grösser ist als das nicht zu vermeidende Rauschsignal, erhält man für die erforderliche Eingangsleistung eines Videodetektors folgende Gleichung [8]:

$$P_s = 2 \cdot 10^{-11} \cdot \frac{I}{\mu\text{A}} \sqrt{\frac{B}{\text{Hz}}} \cdot \sqrt{\frac{R_{\text{äq}}}{\text{k}\Omega} + \frac{26}{I/\mu\text{A}} \left(1 + \frac{f_N}{B} \ln \frac{B}{f_L} \right)} \cdot \left[1 + \frac{(R_s/\Omega) (C_j/\text{pf})^2 (f/\text{kHz})^2}{I/\mu\text{A}} \right] \quad (23)$$

In Gl. 23 bedeuten:

- I Diodenstrom
- B Bandbreite
- $R_{\text{äq}}$ äquivalenter Rauschwiderstand des nachfolgenden Verstärkers
- f_N Funkelgrenzfrequenz, typische Werte sind für die Punktkontaktdiode $f_N = 1000 \text{ kHz}$ für die Schottky-Diode $f_N = 3 \text{ kHz}$
- R_s Serienwiderstand der Diode (vgl. Tabelle I)
- C_j Sperrschichtkapazität nach Gl. (14)
- f Betriebsfrequenz
- f_L untere Grenze des Übertragungsbereichs

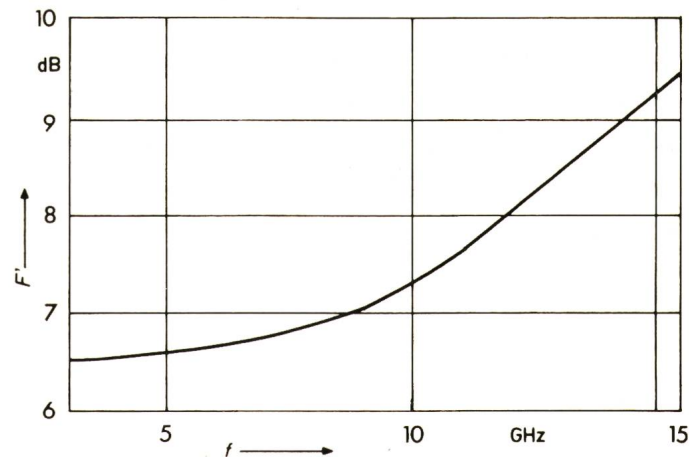


Fig. 10
Rauschmass F' in Abhängigkeit von der Frequenz f
für einen gegebenen Mischer

Gl. (23) findet man in der Literatur oft in logarithmierter Schreibweise. Mit

$$P_s' = 10 \lg \frac{P_s}{\text{mW}} \text{ dB} \quad (24)$$

und $10 \lg (2 \cdot 10^{-11}) = -107$ wird aus Gl. (23)

$$P_s' = -107 + 10 \lg \frac{I}{\mu\text{A}} + 5 \lg \frac{B}{\text{Hz}} + 5 \lg \left[\frac{R_{\text{äq}}}{\text{k}\Omega} + \frac{26}{I/\mu\text{A}} \cdot \right. \quad (25)$$

$$\left. \cdot \left(1 + \frac{f_N}{B} \ln \frac{B}{f_L} \right) \right] + 10 \lg \left[1 + \frac{(R_s/\Omega) (C_j/\text{pf})^2 (f/\text{kHz})^2}{I/\mu\text{A}} \right]$$

Die Fig. 12 und 13 zeigen die graphische Auswertung der Gl. (25) für verschiedene Dioden und Frequenzen. Offensichtlich gibt es einen optimalen Diodenvorstrom, bei der die erforderliche Eingangsleistung ein Minimum aufweist. Dieser

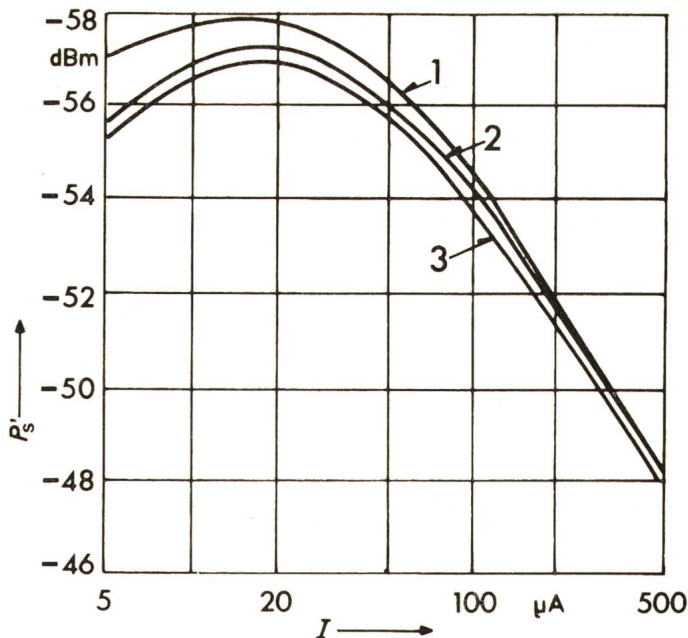


Fig. 12

Empfindlichkeit eines mit einer Schottky-Diode bestückten Videodetektors in Abhängigkeit vom Diodenvorstrom

Versuchsbedingungen: Lastwiderstand $R_L = 28 \Omega$
 Video-Bandbreite $B = 2 \text{ MHz}$
 Äquivalenter Rauschwiderstand des Videoverstärkers $R_{\text{äq}} = 500 \Omega$
 1 HP 2755 bei 10 MHz
 2 HP 2750 bei 10 MHz
 3 HP 2824 bei 2 MHz

$$\lg \frac{\text{mW}}{P_s} = 5,88$$

$$\frac{\text{kW}}{P_s} = 7,6 \cdot 10^5$$

$$P_s = 1,31 \cdot 10^{-9} \text{ W}$$

Mit Worten bedeutet dieses Ergebnis, dass dem Detektor eine HF-Leistung von 1,3 nW zugeführt werden muss, damit

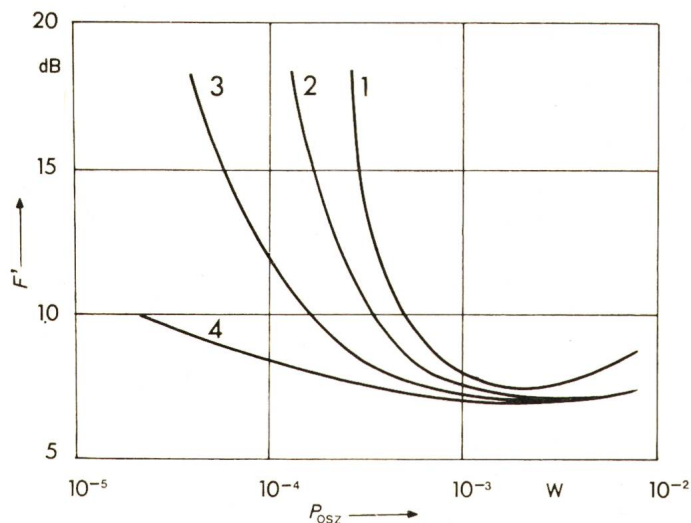


Fig. 11

Rauschmass F' in Abhängigkeit von der Leistung des Misch-Oszillators und der Diodenvorspannung

- 1 $U_0 = 0 \text{ V}$
- 2 $U_0 = 0,43 \text{ V}$
- 3 $U_0 = 0,41 \text{ V}$
- 4 $U_0 = 0,33 \text{ V}$

rauschoptimale Diodenstrom lässt sich durch die Näherungsgleichung berechnen:

$$\left(\frac{I_{\text{opt}}}{\mu\text{A}} \right) = \left(\frac{R_s}{\Omega} \right) \left(\frac{C_j}{\text{pf}} \right)^2 \left(\frac{f}{\text{kHz}} \right)^2 \quad (26)$$

Zwei Beispiele sollen das hier Gesagte näher erläutern: Für einen Videodetektor, der bei einer Betriebsfrequenz von $f = 8 \text{ GHz}$ arbeitet und mit der Schottky-Diode HPA 2755 beschaltet ist, sei der optimale Vorstrom und diejenige Eingangsleistung gesucht, die nach der Gleichrichtung einen Rauschabstand von 8 dB garantiert.

Nach Fig. 12 beträgt der rauschoptimale Diodenvorstrom $I = 16 \mu\text{A}$, wozu man nach Fig. 13 für diese Diode eine Empfindlichkeit von $P_s' = -58,8 \text{ dBm}$ abliest. Mit

$$P_s' = 10 \lg \frac{P_s}{\text{mW}} \text{ dBm} - 10 \lg \frac{\text{mW}}{P_s} = -58,8 \text{ dBm} \quad (27)$$

erhält man für die erforderliche Eingangsleistung

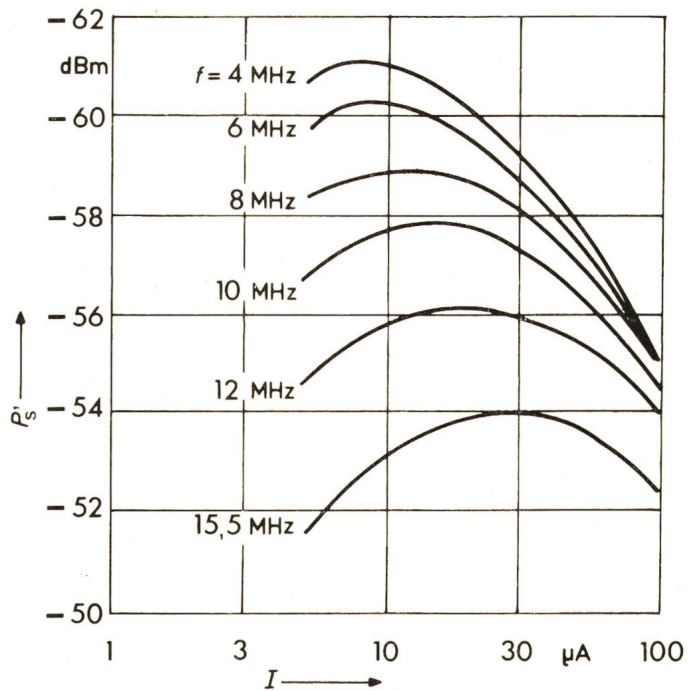


Fig. 13

Empfindlichkeit eines mit einer Schottky-Diode bestückten Videodetektors vom Diodenvorstrom (HPA 2755) für verschiedene Frequenzen

Versuchsbedingungen wie bei Fig. 12

am Detektorausgang das Nutzsignal um 8 dB höher liegt als der nicht vermeidbare Rauschpegel.

Die Punktkontaktdiode besitzt eine wesentlich grössere Funkelgrenzfrequenz f_N (Grössenordnung $f_N = 1000$ kHz) als die Schottky-Diode (Grössenordnung $f_N = 3$ kHz), womit natürlich auch der Summand

$$g(f_N) = 5 \lg \left[\frac{R_{\text{äq}}}{k\Omega} + \frac{26}{I/\text{mA}} \left(1 + \frac{f_N}{B} \ln \frac{B}{f_L} \right) \right] \quad (28)$$

in Gl. (25) und damit auch die erforderliche Eingangsleistung erheblich vergrössert wird.

Als weiteres Beispiel seien die erforderlichen Eingangsleistungen verglichen, die unter sonst gleichen Bedingungen bei Verwendung einer Schottky-Diode und einer Punktkontaktdiode für den Rauschabstand von 8 dB benötigt werden. Bei diesem Vergleich ist entscheidend, dass sich die beiden Dioden wesentlich in der Grösse ihrer Funkelgrenzfrequenz f_N unterscheiden. Damit wird der durch Gl. (27) dargestellte Term der Gl. (25) interessant. Und zwar gilt bei der

a) Schottky-Diode mit $f_N = 3$ kHz

$$g(f_N) = 5 \lg \left[0,5 + \frac{26}{20} \left(1 + \frac{3}{2000} \ln \frac{2000}{0,1} \right) \right] = 1,28 \text{ dB}$$

b) Punktkontaktdiode mit $g(f_N = 1000 \text{ kHz})$

$$g(f_N) = 5 \lg \left[0,5 + \frac{26}{20} \left(1 + \frac{1000}{2000} \ln \frac{2000}{0,1} \right) \right] = 4,58 \text{ dB}$$

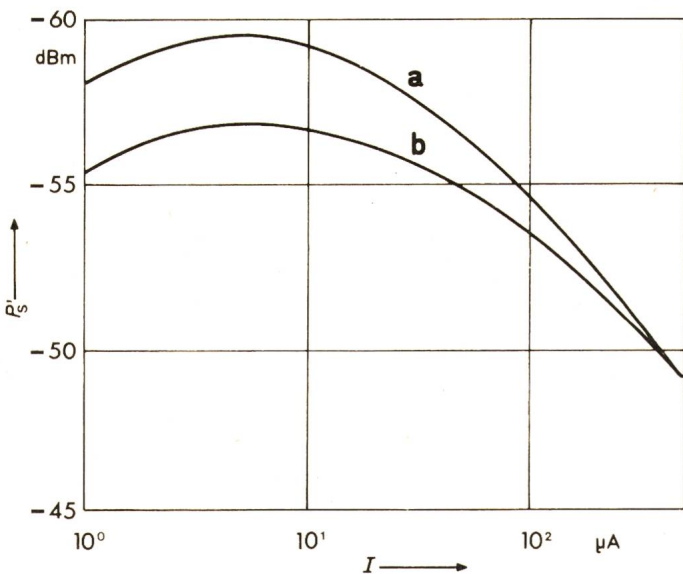


Fig. 14

Detektorempfindlichkeit in Abhängigkeit vom Diodenstrom

Der theoretische und experimentell ermittelte Kurvenverlauf ist ähnlich, allerdings lässt die Theorie eine um etwa 3 dB grössere Empfindlichkeit erwarten. Die Ursache dieser Abweichung kann z. B. in Verlusten des Detektorkopfes gesucht werden.

- a theoretischer Verlauf
- b gemessener Verlauf

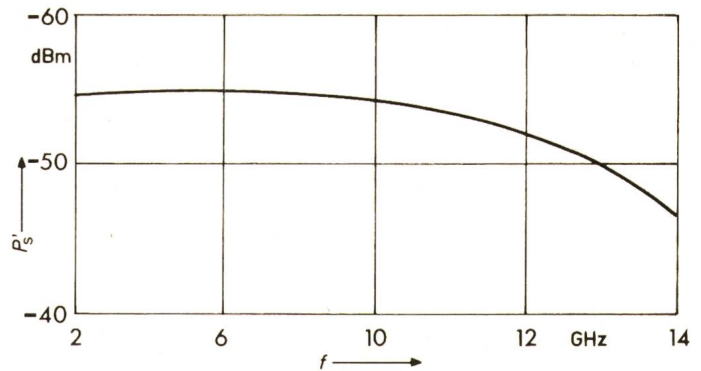


Fig. 15

Frequenzabhängigkeit der Detektor-Empfindlichkeit

Damit liegt bei der Punktkontaktdiode die für den vorausgesetzten Rauschabstand von 8 dB erforderliche Eingangsleistung um 3 dB höher als bei der Schottky-Diode. D.h. aber, dass die Eingangsleistung P_s bei der Punktkontaktdiode doppelt so gross sein muss im Vergleich zur Schottky-Diode, um ausgangseitig denselben Rauschabstand zu erzielen.

4.3 Messergebnisse

Abschliessend seien einige mit dem Misch- und Detektor-kopf nach Fig. 9 erzielten Messergebnisse angegeben.

Fig. 14 zeigt einen Vergleich zwischen der errechneten und gemessenen Empfindlichkeit eines mit der Schottky-Diode HPA 5082-2700 bestückten Detektors in der Ausführung nach Fig. 9. In Fig. 14 ist dessen Empfindlichkeit P_s' dargestellt in Abhängigkeit vom Diodenstrom I .

Fig. 15 zeigt die Frequenzabhängigkeit der Detektorempfindlichkeit. Und zwar ist nach dieser Messung die Empfindlichkeit im gesamten interessierenden Frequenzgebiet von 2...12 GHz besser als $P_s' = -52$ dBm, d.h. die für den geforderten Rauschabstand von 8 dB benötigte Eingangsleistung ist kleiner als $P_s = 7$ nW.

Literatur

- [1] K. Heime: Schottky-Dioden. Fernmeldeingenieur 24(1970)7, S. 1...36.
- [2] W. Schottky und W. Deutschmann: Zum Mechanismus der Richtwirkung in Kupferoxydulgleichrichtern. Physikalische Zeitschrift 30(1929) 22, S. 839...846.
- [3] W. Schottky: Vereinfachte und erweiterte Theorie der Randschichtgleichrichter. Zeitschrift für Physik 118(1941)9/10, S. 539...592.
- [4] W. Henne: Das Bändermodell von Halbleiterdioden. Bull. SEV 63(1972) 12, S. 632...642.
- [5] W. Guggenbühl, M. J. O. Strutt und W. Wunderlin: Halbleiterbauelemente. Bd. I: Halbleiter und Halbleiterdioden. Basel/Stuttgart, Birkhäuser Verlag, 1962.
- [6] E. Spenke: Elektronische Halbleiter. Eine Einführung in die Physik der Gleichrichter und Transistoren. Berlin/Göttingen/Heidelberg, Springer-Verlag, 1955.
- [7] W. Henne: Die Step-recovery-Diode. Bull. SEV 63(1972)00, S. 1168...1173.
- [8] A. M. Cowley and H. O. Sorensen: Quantitative comparison of solid-state microwave detectors. Trans. IEEE MTT 14(1966)12, p. 588...602.

Adresse des Autors:

Prof. Dr. W. Henne, Fachhochschule Augsburg, Baumgartenstrasse 15, D-89 Augsburg.