

Zeitschrift:	Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses
Herausgeber:	Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen
Band:	69 (1978)
Heft:	6
Artikel:	Ungekühlte parametrische Verstärker für den Satellitenfunk
Autor:	Niemeyer, M.
DOI:	https://doi.org/10.5169/seals-914854

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: 16.01.2026

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

Ungekühlte parametrische Verstärker für den Satellitenfunk

Von M. Niemeyer

621.375.7:621.396.946;

Die niedrigen Empfangsfeldstärken am Ort einer Satelliten-Erde-Funkstelle erfordern in kommerziellen Nachrichtensystemen sehr rauscharme Empfänger. Vor etwa 10 Jahren waren die niedrigen Rauschtemperaturen nur mit tiefgekühlten Molekularverstärkern und später mit tiefgekühlten parametrischen Verstärkern zu erreichen. Heute ist durch technologische Fortschritte in der Halbleitertechnik die Rauschtemperatur des Verstärkers so verbessert worden, dass fast nur noch ungekühlte parametrische Verstärker zum Einsatz kommen.

Dans les systèmes commerciaux de satellites, la puissance reçue au niveau des stations terriennes est très faible. On a donc besoin de récepteurs à niveau de bruit très bas. Il y a dix ans, les températures de bruit faibles étaient seulement obtenues à partir d'amplificateurs à effet moléculaire. Plus tard ces mêmes températures étaient atteintes par des amplificateurs paramétriques refroidis à des températures très basses. Aujourd'hui, grâce à l'évolution technologique dans le domaine des réalisations à semi-conducteurs, la température de bruit a été tellement améliorée que seuls des amplificateurs paramétriques non refroidis sont utilisés.

1. Einleitung

Nachrichtensatellitensysteme nutzen den Mikrowellenbereich zwischen 1 und 15 GHz aus. In diesem Bereich ist der Störreinfluss durch das Rauschen der Atmosphäre besonders gering. Die meist relativ hohen Systemwerte $G/T^1)$ in Verbindung mit nicht zu grossen Antennen erfordern den Einsatz von rauscharmen Vorverstärkern. Fig. 1 zeigt die Rauscheinheiten moderner rauscharmer Mikrowellenverstärker mit Halbleitern, wie sie heute in Satellitenempfangssystemen eingesetzt werden. Welcher Verstärkertyp letztlich erforderlich ist, wird bestimmt durch technische, systembedingte und kostenmässige Gesichtspunkte.

Die Nachrichtensatellitensysteme der westlichen Welt arbeiten bislang fast alle im Frequenzbereich 4...6 GHz. Die Erdefunkstellen z.B. des Intelsat-Systems weisen einen hohen

Systemwert auf, der zunächst nur durch Molekularverstärker erreichbar war. Später benutzte man dann zunehmend mit flüssigem Helium oder Heliumgas gekühlte parametrische Verstärker, die einen hohen betrieblichen Aufwand erforderten [1]²⁾. In den letzten Jahren konnte durch technologische Fortschritte in der Halbleitertechnik und durch höhere Pumpfrequenzen die Rauschtemperatur der Verstärker weiter verbessert werden, so dass heute nur noch ungekühlte parametrische Verstärker mit minimalen betrieblichen Wartungsanforderungen zum Einsatz kommen.

Der stetig wachsende Fernmeldeverkehr erfordert in Zukunft immer höhere Übertragungskapazitäten. Dies lässt sich nur durch zusätzliche Nutzung höherer Frequenzbereiche erfüllen. Gegenwärtig werden mehrere Nachrichtensatellitensysteme oberhalb 10 GHz geplant und gebaut. Einer der ersten 11/14-GHz-Fernmeldesatelliten wird der europäische Orbital Test Satellite (OTS) sein. Die zugehörigen Erdefunkstellen empfangen bei 11 GHz und benötigen ebenfalls sehr rauscharme Vorverstärker, die heute nur mit parametrischen Verstärkern realisiert werden können.

Der parametrische Verstärker stellt daher, wie Fig. 1 zeigt, bislang den einzigen Verstärkertyp dar, der die systembedingten Anforderungen an ein Nachrichtenübertragungsnetz mit Satelliten auf der Erdefunkstellen-Seite zu erfüllen vermag, soweit es sich um weltweite und nicht um regionale Systeme handelt. Seine wichtigsten Eigenschaften werden im folgenden beschrieben.

2. Das parametrische Verstärkungsprinzip

Das wesentliche Element eines parametrischen Verstärkers ist seine gesteuerte Reaktanz. Dazu wird heute ausschliesslich die spannungsabhängige Sperrsichtkapazität von Halbleiterdioden verwendet. Die Sperrsichtkapazität wird mit einer Pumpspannung gesteuert, deren Amplitude und Frequenz (f_p) im allgemeinen gross gegen diejenigen der Signalspannung (f_1) sind. Die Signalspannung erzeugt an der gepumpten Sperrsicht eine Spannung der Summenfrequenz ($f_p + f_1$) und eine Spannung der Differenz- oder Idlerfrequenz $f_2 = f_p - f_1$, die beide als verstärktes Ausgangssignal verwendet werden können. Man kann jedoch auch die Spannung der Summenfrequenz kurzschiessen und die bei der Differenzfrequenz umgesetzte Leistung der Diode wieder zuführen, die sich dann mit der Pumpleistung wieder in Signalleistung rückübersetzt. Fig. 2 deutet diesen Mischprozess an. Dem Signalkreis und dem Idlerkreis wird dabei über die gepumpte Sperrsichtkapazität Energie zugeführt, die der Pumpquelle entnommen wird. Der Leistungsfluss von der Pumpquelle in das Signal

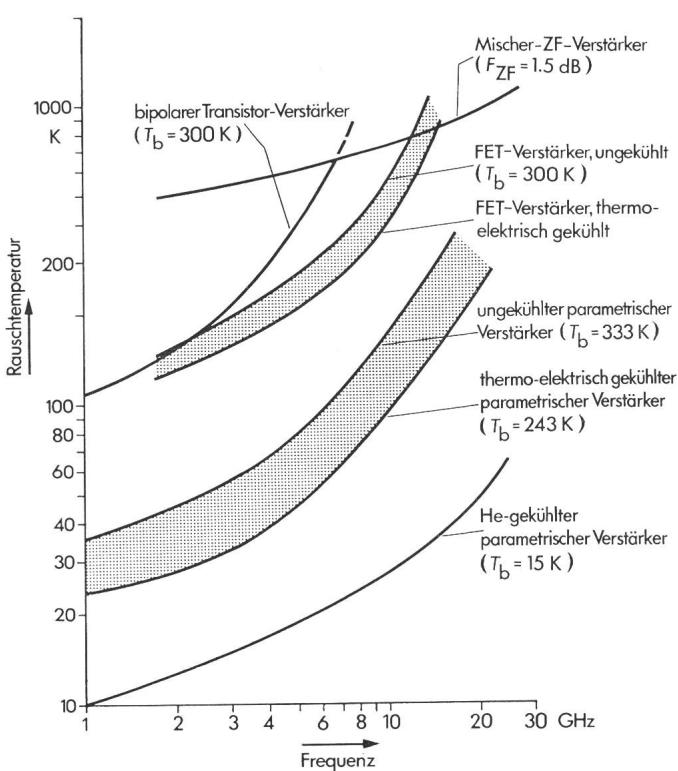


Fig. 1 Rauscheinheiten verschiedener Mikrowellenverstärker mit Halbleitern

T_b Betriebstemperatur
 F_{ZF} Rauschzahl des ZF-Verstärkers
FET Feldeffekt Transistor
He Helium

ässt sich elektrotechnisch durch einen negativen Widerstand $-R_N$ beschreiben, der eine auf ihn zulaufende Welle mit dem Reflexionsfaktor > 1 , d.h. verstärkt reflektiert. Wegen dieser Eigenschaft wird dieser Verstärkertyp Reflexionsverstärker genannt. Zur Kompensation der Diodenreaktanzen, hauptsächlich der mittleren Sperrsichtkapazität, der Gehäuseinduktivität und der Gehäusekapazität und zur Unterdrückung unerwünschter Oberwellen müssen für die Signal-, Idler- und Pumpfrequenz Filter an die Diode gekoppelt werden. Fig. 3 stellt ein mögliches Ersatzschaltbild des parametrischen Verstärkers dar. Man kann zeigen, dass der Eingangswiderstand in erster Näherung durch einen Resonanzkreis mit dem negativen Realteil

$$-R_N = \frac{-\gamma^2}{\omega_1 \omega_2 C_m^2 (R_2 + r)} + r \quad (1)$$

charakterisiert werden kann. r ist der Bahnwiderstand der Diode, R_2 ist die zusätzliche Idlerkreisbelastung, z.B. hervorgerufen durch Verluste in der die Diode umgebenden Schaltung, γ ist der Kapazitätsmodulationsfaktor, der ein Mass für die Kapazitätsänderung darstellt, und C_m ist die mittlere Sperrsichtkapazität. Bei genauerer Betrachtung werden die Verstärkungseigenschaften besser durch zwei Resonanzkreise, den transformierten Idlerkreis mit dem in Gl. (1) dargestellten negativen Realteil und den Signalkreis wiedergegeben [2].

Um einen für den praktischen Einsatz brauchbaren Verstärker zu erhalten, muss der aktive Zweipol wie in Fig. 3 dargestellt mit Hilfe eines Zirkulators, eines nichtreziproken Baulementes zu einem Vierpol ergänzt werden. Eingang und Ausgang sind dann voneinander entkoppelt. Die Leistungsverstärkung bei Resonanz ist gleich dem Quadrat des Reflexionsfaktors

$$G_0 = \left| \frac{R_1 + R_N}{R_1 - R_N} \right|^2 \quad (2)$$

Der Signalkreiswiderstand R_1 ist der transformierte Wellenwiderstand des Zirkulators. Für $R_N = R_1$ wird die Verstärkung unendlich, der Verstärker schwingt. Man erkennt, dass die Idlerkreisbelastung nicht null sein darf, damit für endliche R_1 eine endliche Verstärkung erreicht wird.

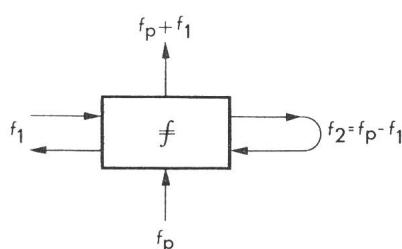


Fig. 2 Zum Entstehen des negativen Widerstandes

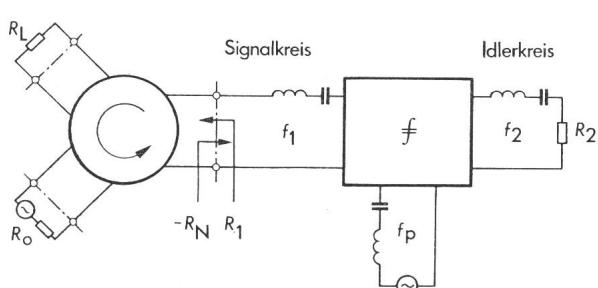


Fig. 3 Ersatzschaltbild des parametrischen Reflexionsverstärkers

Die hier skizzierte Funktionsweise des parametrischen Verstärkers gilt unabhängig davon, ob der Verstärker mit einer Diode, also als Eintaktanordnung, oder mit zwei Dioden als Gegentaktanordnung aufgebaut ist. Beide Ausführungsformen haben ihre Vorteile und Nachteile. Auf die spezifischen Unterschiede soll aber hier nicht weiter eingegangen werden.

3. Rauscheigenschaften und Bandbreite parametrischer Verstärker

3.1 Rauschen

Die parametrische Verstärkung ist deshalb so rauscharm, weil sie nicht – wie bei den meisten Verstärkern – mit einer Elektronenströmung verbunden ist, die ein Schrotrauschen hervorruft. Das Rauschen parametrischer Verstärker setzt sich überwiegend aus zwei Anteilen zusammen. Der erste Anteil ist das thermische Rauschen des Wirkwiderstandes im Idlerkreis und der zweite das thermische Rauschen des Bahnwiderstandes im Signalkreis. Das thermische Rauschen im Idlerkreis ist prinzipiell unvermeidlich, da dessen Wirkwiderstand wie schon gesagt endlich sein muss, damit der Verstärker nicht schwingt. Das Idlerkreisrauschen wird durch die gepumpte Sperrsichtkapazität in den Signalkreis übersetzt und erscheint dort um das Verhältnis von Signalfrequenz f_1 zu Idlerfrequenz f_2 geschwächt. Das Signalkreisrauschen tritt um so weniger in Erscheinung, je kleiner der Verlustwiderstand im Verhältnis zum negativen Widerstand ist. Beide Anteile zusammen ergeben mit der physikalischen Temperatur T_u , auf der sich die Diode bzw. der Verstärker befinden, den Rauschbeitrag

$$T_N = \left(\frac{r}{R_N} + \frac{f_1}{f_2} \right) T_u \quad (3)$$

der gepumpten Diode. Führt man die dynamische Güte (eine charakteristische Größe der gepumpten Varaktordiode)

$$\tilde{Q}_1 = \frac{\gamma \cdot f_c}{f_1} \quad (4)$$

mit der Grenzfrequenz $f_c = 1/2 \pi r C_m$ ein, so ergibt sich unter Verwendung von Gl. (1) für die Rauschtemperatur der Diode

$$T_N = \left(\frac{f_2}{f_1} \cdot \frac{1}{\tilde{Q}_1^2} + \frac{f_1}{f_2} \right) T_u \quad (5)$$

Man erkennt aus Gl. (5), dass bei einer bestimmten Idlerfrequenz f_2 die Rauschtemperatur ein Minimum wird. Denn mit steigender Idlerfrequenz vermindert sich zwar der Beitrag des Idlerkreisrauschens, der umgekehrt proportional zu f_2 ist, aber der Beitrag des Signalkreises wächst näherungsweise mit f_2 an, da der negative Widerstand von f_2 abhängt. Für $f_2/f_1 = \tilde{Q}_1$ erhält man die minimale Rauschtemperatur [2]

$$T_N (\min) = 2 \frac{f_1}{f_2} T_u \quad (6)$$

Gl. (5) und Gl. (6) geben das grundsätzliche Rauschverhalten parametrischer Verstärker für nicht zu hohe Idlerfrequenzen richtig wieder. Aber gerade für extrem rauscharme Verstärker sind relativ hohe Idlerfrequenzen notwendig, bei denen dann der Skineffekt eine zunehmende Rolle spielt. Die Voraussetzung, dass der Bahnwiderstand im Idlerkreis und im Signalkreis näherungsweise gleich sind, stimmt dann nicht mehr. Mit zunehmender Frequenz f_2 bewirkt der Skineffekt eine Vergrößerung des Bahnwiderstandes; dadurch ist die dynamische

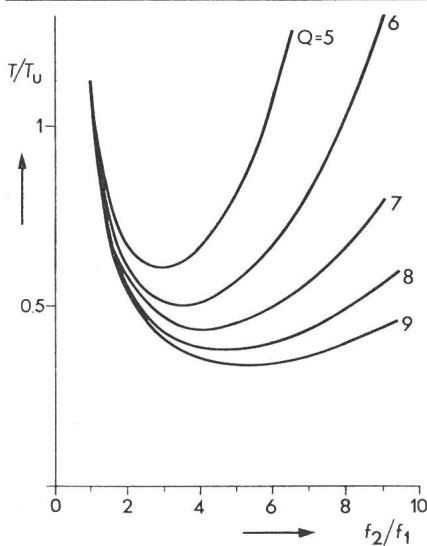


Fig. 4 Relative Rauschtemperatur als Funktion des Hilfs-/Signalfrequenz-Verhältnisses f_2/f_1 . Parameter ist die Diodengüte T_u Physikalische Temperatur des Verstärkers

Güte bei der Idlerfrequenz f_2 kleiner als es dem Frequenzverhältnis f_2/f_1 entsprechen würde. Näherungsweise lässt sich das Güteverhältnis mit

$$\frac{\tilde{Q}_1}{\tilde{Q}_2} = \frac{f_2}{f_1} \cdot \frac{r_2}{r_1} \approx \left(\frac{f_2}{f_1} \right)^{1+1/m}, \quad m = 2 \dots 3 \quad (7)$$

angeben. Hierbei ist r_2 der Bahnwiderstand der Diode bei der Idlerfrequenz und r_1 derjenigen bei der Signalfrequenz.

Die in der Praxis wichtigen Auswirkungen des Skineffektes führen gegenüber Gl. (5) und Gl. (6) zu einer insgesamt höheren Rauschtemperatur und einer Verschiebung des optimalen Frequenzverhältnisses für minimales Rauschen zu tieferen Werten. Fig. 4 zeigt die auf die Umgebungstemperatur bezogene Rauschtemperatur als Funktion des Verhältnisses von Hilfs- zu Signalfrequenz unter Berücksichtigung des Skineffektes. Hier wird deutlich, dass bei relativ niedriger dynamischer Güte das Rauschminimum ziemlich scharf ist und eine genaue Einhaltung des optimalen Frequenzverhältnisses f_2/f_1 bei einem rauschoptimierten Verstärker erforderlich ist. Es wird weiterhin deutlich, dass der Vorteil qualitativ hochwertiger Varaktordioden, d.h. Dioden mit hoher dynamischer Güte bzw. Grenzfrequenz, für einen rauscharmen parametrischen Verstärker nur durch die Wahl einer hohen Idlerfrequenz und damit einer hohen Pumpfrequenz ausgenutzt werden kann.

3.2 Bandbreite

Die Bandbreite parametrischer Verstärker ist abhängig von der Bandbreite der beteiligten Resonanzkreise (Idlerkreis, Signalkreis). Die Eigenschaften beider Resonanzkreise hängen über die gepumpte Sperrsichtkapazität voneinander ab und sind sowohl durch die dynamische Güte als durch das Frequenzverhältnis f_2/f_1 , den Modulationsfaktor γ und die Streureaktanzen gegeben. Eine unabhängige Vergrößerung der Bandbreite beider Kreise ist nur durch eine Vergrößerung des Modulationsfaktors γ , also durch erhöhte Aussteuerung der Kapazitätskennlinie, möglich. Unter Umständen führt dies zu einem zusätzlichen Schrotrauschen des Verstärkers, wenn infolge der vergrößerten Aussteuerung ein Flussstrom fließt. Wie im Falle der Rauschtemperatur gibt es auch hier ein opti-

miales Frequenzverhältnis f_2/f_1 bei einer vorgegebenen Diode. Dieses Frequenzverhältnis für Bandbreitemaximum ist niedriger als das für Rauschminimum.

In der Praxis ist der Einfluss der Streureaktanzen, die beim Einbau der Varaktordiode in eine Verstärkerschaltung zwangsläufig entstehen, mit höher werdender Signal- und Idlerfrequenz immer stärker. Insbesondere begrenzen die notwendigen Sperrfilter bei der Idlerfrequenz die Idlerkreisbandbreite, so dass die relative 1-dB-Bandbreite parametrischer Verstärker zwischen 5 und 10 % liegt, bei höheren Signalfrequenzen (> 20 GHz) unter 5 %.

4. Auswahl geeigneter Pumpquellen

Vor etwa 10 Jahren benutzten fast alle parametrischen Verstärker Klystrons als Pumpquellen. In einigen Laborverstärkern verwendete man auch niedrig schwingende Transistor-Oszillatoren in Verbindung mit Vervielfachern. Diese Verstärker wurden aber im allgemeinen nur bis etwa 20 GHz gepumpt.

Heute sind Klystrons und auch Vervielfacher mit hohem Vervielfachungsgrad in parametrischen Verstärkern als Pumpquellen nicht mehr wünschenswert. Diese müssen zuverlässig sein, frei von Wartungs- und Justierarbeiten, sie sollten wenig Verlustwärme produzieren, hochstabil und möglichst billig sein.

Klystrons sind wenig wünschenswert vom Standpunkt der Lebensdauer. Sie müssen periodisch ausgewechselt werden und benötigen eine komplexe und teure Stromversorgung. Sie produzieren viel Verlustwärme, die durch aufwendige Kühler mit Ventilatoren abgeführt werden muss. Vervielfacher in Verbindung mit niedrig schwingenden Transistor-Oszillatoren sind vom Standpunkt der Zuverlässigkeit wenig wünschenswert. Sie sind schwer abzustimmen und erfordern im allgemeinen eine aufwendigere Temperaturstabilisierung. Die erzielbaren Leistungen bei Frequenzen oberhalb 40 GHz sind sehr gering.

Fast alle modernen parametrischen Verstärker benutzen deshalb heute Gunn- oder Impatt-Oszillatoren. Diese sind klein, leicht, zuverlässig und haben einen ausreichenden Wirkungsgrad von 1...2 % bei Frequenzen bis zu 100 GHz. Sie kommen mit einer relativ einfachen Stromversorgung aus.

Zwei Konzepte zur Realisierung von Pumpquellen mit Gunn- oder Impatt-Elementen sind heute üblich. Man benutzt entweder einen Oszillator im X-Band (8...12 GHz) in Verbindung mit einem Verdoppler, Verdreiblänger oder Vervierfacher oder aber einen einzelnen bei der gewünschten Pumpfrequenz direktschwingenden Oszillator. Die Wahl des Konzeptes hängt von der jeweils benötigten Pumpfrequenz und Pumpleistung ab. Mit guter Näherung lässt sich für die erforderliche Pumpleistung einer gepumpten Varaktordiode der Ausdruck

$$P_p = \pi f_p^2 \cdot \frac{C_j}{f_{cj}} \cdot (|U_j| + |\Phi|)^2 \quad (8)$$

angeben, wobei C_j die Sperrsichtkapazität, f_{cj} die Grenzfrequenz bei der Spannung U_j im Arbeitspunkt der Diode und Φ das Kontaktpotential des Halbleitermaterials der Varaktordiode ist.

Für eine praktische Schaltung (parametrischer Verstärker für 11 GHz) mit $f_p = 51$ GHz, $C_j = 0,15$ pF, $f_{cj} = 400$ GHz, $|U_j| = 1$ V, $\Phi = 1,2$ V ergibt sich eine erforderliche Pumpleistung von etwa 15 mW. Für die Auslegung des Pumposzillators

tors sind noch Verlustbeiträge für die Hohlleiterzuführungen, Pumpfilter, Diodenhalterung, Reflexionen und eine ausreichende Leistungsreserve zu berücksichtigen. Ein typischer Wert ist etwa 3,5 dB, was zu einer Gesamtleistung von 35 mW führt.

Von entscheidender Wichtigkeit ist die Stabilität der Pumpleistung und Pumpfrequenz gegenüber Temperatureinflüssen, Lastschwankungen und Änderungen der Betriebsspannung (Strom). Parametrische Verstärker erfordern eine extrem stabile Pumpquelle, da Pumpleistungsschwankungen sich direkt in Verstärkungsschwankungen umwandeln. Gl. (2) lässt erkennen, dass bereits geringe Änderungen des negativen Widerstandes R_N zu grossen Verstärkungsschwankungen führen. R_N ändert sich aber, wenn Pumpleistung oder Pumpfrequenz sich ändern. Näherungsweise ist das Quadrat des Modulationsfaktors γ^2 und damit R_N proportional zur Pumpleistung P_p , so dass man mit Gl. (2) die relative Verstärkungsänderung in Abhängigkeit von der relativen Pumpleistungsänderung

$$\frac{\Delta G}{G} \approx \sqrt{G} \frac{\Delta P_p}{P_p} \quad (9)$$

erhält. Demnach übertragen sich bei einer Verstärkung von 15 dB Pumpleistungsschwankungen von 0,1 dB in Verstärkungsschwankungen von 0,5 dB.

Hohe Verstärkungsstabilität erreicht man mit einfacheren Mitteln daher generell nur dann, wenn die Pumpquelle in geeigneter Weise temperaturstabilisiert ist und die entsprechende Stromversorgung hochkonstant geregelt ist. Typische Daten geeigneter Gunn-Oszillatoren im Frequenzbereich 50...60 GHz und einer Ausgangsleistung von 50 mW sind in Tab. I angegeben.

Typische Daten eines Gunn-Oszillators

Frequenzbereich	50...60 GHz
Ausgangsleistung	50 mW
Leistung/Temperatur-Koeffizient	$\leq 0,03 \text{ dB}/^\circ\text{C}$
Frequenz/Temperatur-Koeffizient	$\leq 2 \text{ MHz}/^\circ\text{C}$
Betriebsspannung (typisch)	5 V
Betriebsstrom (typisch)	1,5 A
Maximale Betriebstemperatur	55 °C

Tabelle I

5. Beispiel eines parametrischen Verstärkers für 11 GHz

Fig. 5 zeigt als typisches Beispiel das Blockschaltbild eines thermoelektrisch gekühlten parametrischen Verstärkers für Satelliten-Empfangsstationen im 11-GHz-Frequenzbereich. In diesem Bereich empfangen die Erdefunkstellen für das zukünftige europäische Fernmeldesatellitensystem (ECS) und das Intelsat-V-System. Der Verstärker enthält eine parametrische Verstärkerstufe, die mit Hilfe von Peltier-Elementen auf ca. 0 °C gekühlt wird und einen Tunneldiodennachverstärker. Die Gesamtverstärkung beträgt ca. 32 dB. Verstärkerstufe und Zirkulator sind thermisch isoliert gegenüber der Umgebung durch Verwendung von schlecht wärmeleitendem Kunststoffmaterial und Stahl für den Signalhohlleiter bzw. für den Pumphohlleiter und die Koaxialleitung zum Tunneldiodenverstärker. Die Stromversorgungs- und die Überwachungsbaugruppe befinden sich in dem sog. warmen Teil des Thermostaten auf einer Temperatur von ca. +55 °C, die wegen der notwendigen Verstärkungsstabilität in engen Grenzen konstant gehalten wird. Die Temperaturschwankungen an der Gunn-Oszillatorbaugruppe betragen nur etwa $\pm 0,3$ °C. Die äusseren Abmessungen des Verstärkers sind so gehalten, dass eine Montage in unmittelbarer Nähe des Antennenspeisesystems möglich ist. Dadurch werden die Verlustbeiträge der Signaleingangsleitungen und damit deren Rauschbeiträge klein. Zum Verstärker gehört ein abgesetztes Bediengerät in 19"-Einschubtechnik, welches die Rohspannungen liefert und eine Überwachung und Messung wichtiger Betriebsdaten des Verstärkers ermöglicht. Der erreichte technische Stand ist durch einige charakteristische Daten in Tab. II gekennzeichnet. Fig. 6 zeigt die Verstärkereinheit.

Typische Daten eines parametrischen Verstärkers für 11 GHz Tabelle II

Frequenzbereich	10,95...11,7 GHz
1-dB-Bandbreite	750 MHz
Verstärkung	30...50 dB
Rauschtemperatur	< 190 K
Verstärkungsgang	< ± 1 dB
Ausgangsleistung für 1-dB-Verstärkungskompression	— 20 dBm
Abmessungen	495 mm \times 328 mm \times 227 mm

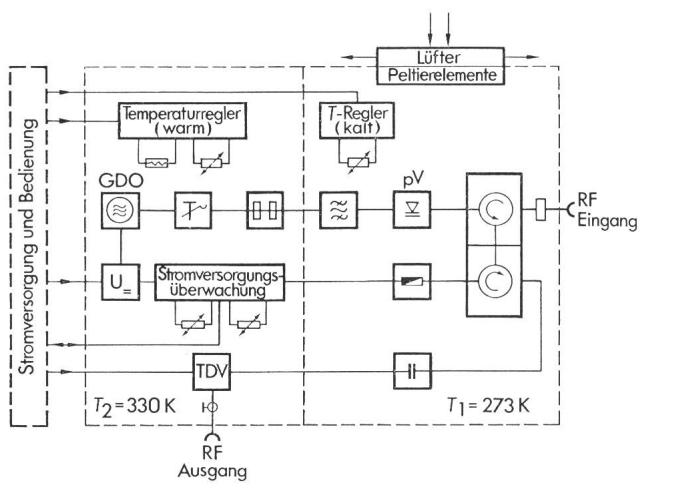


Fig. 5 Blockschaltbild eines parametrischen Verstärkers mit Tunneldioden-Nachverstärker für 11 GHz

TDV Tunneldiodenverstärker
RF Radiofrequenz
GDO Gunniodenoszillatator

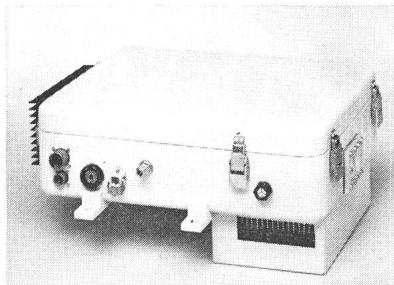


Fig. 6 Parametrischer Verstärker für 11 GHz

6. Schlussfolgerung

Es wurden die wichtigsten Eigenschaften und die Konzeption moderner parametrischer Verstärker beschrieben. Der Entwicklungstrend ist eindeutig zu ungekühlten oder nur einige 10 K unter der Umgebungstemperatur liegenden Verstärkern gegangen, die einen kleinen betrieblichen Aufwand mit vergrösserter Zuverlässigkeit bieten. Durch die Entwicklung von Varaktordioden mit extrem hoher Grenzfrequenz konnte die Rauschtemperatur entscheidend vermindert werden. Der Vorteil der hohen Grenzfrequenz kann nur ausgenutzt werden, wenn auch die Pumpfrequenz hoch genug gewählt wird, so dass die Entwicklungstendenz in Richtung auf den Einsatz von Halbleiterpumpen im Bereich 50...65 GHz geht.

Literatur

- [1] K. Garbrecht und D. Roth: Rauscharme Vorverstärker für Erdunkstellen. Siemens Z. 44(1970) Beifl. «Beiträge zur Raumfahrt», S. 48...54.
- [2] W. Heinlein und P.G. Mezger: Theorie des parametrischen Reflexionsverstärkers. Frequenz 16(1962)9, S. 347...354, Nr. 10, S. 391...401 + Nr. 11, S. 442...453.

Adresse des Autors

Dr. Michael Niemeyer, Unternehmensbereich Nachrichtentechnik, Siemens AG, D-8000 München 70.

Literatur – Bibliographie

DK: 343.71 : 681.3

SEV-Nr. A 653

Computerkriminalität. Strafrechtliche Probleme bei «Zeitdiebstahl» und Manipulationen. Von Louis Rohner. Zürich, Schulthess Polygraphischer Verlag; 1976, 8°, XXIII/129 S. – Computer und Recht, Band 1 – Preis: kart. Fr. 38.–.

Die Diskussionen über eine Datenschutzgesetzgebung haben das Interesse der Öffentlichkeit an Möglichkeiten des Missbrauches von Computeranlagen in letzter Zeit stark gefördert. Dabei geht es vorwiegend um Probleme des Persönlichkeitsschutzes im Zusammenhang mit der zunehmenden Konzentration von Informationen. Weniger bekannt sind neben dem Informationsdiebstahl andere, ebenfalls der Computerkriminalität zuzuordnende Vergehen, denen die vorliegende Dissertation gewidmet ist.

Die Arbeit befasst sich einerseits mit Delikten, die auf unrechtmässigen Manipulationen am Computer beruhen, sei es bezüglich Dateneingabe, Programmen oder sogar Hardware. Typische Beispiele sind das Beimischen gefälschter Lochkarten oder das Abändern und Löschen magnetcodierter Belege, wodurch etwa Beträge auf falsche Konten überwiesen oder unbezahlte Steuern als bezahlt verbucht werden. Der Computer spielt dabei nur die Rolle eines Werkzeuges. Analoge Vergehen sind auch ohne ihn möglich. Computerspezifisch sind dagegen mehrere bekannte Fälle, wo sich der Programmierer die durch Abrundung entstehenden Zinsdifferenzen gutschreiben liess.

Von ganz anderer Bedeutung ist der sogenannte Zeitdiebstahl, ein Begriff, der den Ingenieur zuerst wohl etwas erstaunt. Zeitdiebstahl liegt bei unbefugtem Gebrauch eines Computers vor, also z. B. dann, wenn ein Angestellter die Computeranlage für eigene Zwecke missbraucht. Der Schaden, den der Arbeitgeber, Mieter der Anlage, dabei erleidet, umfasst Mietzeit, verbrauchte Materialien und Energie. Wird der unbefugte Gebrauch systematisch betrieben, so können recht hohe Schadenssummen entstehen, wie der Fall eines grossen Ingenieurbüros in den USA mit 2,8 Mio Dollar zeigt.

Im vorliegenden Buche sind über 20 konkrete Rechtsfälle zusammenfassend dargestellt und analysiert. Wenn in einzelnen Fällen auch beträchtliche Summen im Spiel stehen, so hat die Computerkriminalität im Rahmen der gesamten Wirtschaftskriminalität doch nur geringe Bedeutung. Hingegen zeigt die Analyse, dass schon relativ einfache Tatbestände unter mehrere verschiedene Gesetzesbestimmungen fallen können.

Das Buch ist von einem Juristen für Juristen geschrieben worden. Für Ingenieure, denen ja oft vorgehalten wird, sie sprechen eine der Öffentlichkeit wenig zugängliche Sprache, ist auch recht interessant und lehrreich, wie der Autor Wirkungsweise und Aufbau eines Computers beschreibt. Schade, dass aus der kWh ein kW/h geworden ist! Im ganzen ist der Problemkreis für den mit Computern vertrauten Ingenieur sehr interessant. Eb

DK: 551.594.2 : 621.316.98

SEV-Nr. A 671/I/II

Lightning. By R. H. Golde. Vol. I: Physics of lightning. Vol. II: Lightning protection. London/New York/San Francisco, Academic Press, 1977; 8°, XX/496/XXVIII+XX/354/XXVIII p., fig., tab. Price: cloth, Vol. I/II £ 38.–.

Das vorliegende, 2bändige Werk zum Thema «Blitz» vermittelt in 26 Abschnitten, die von 27 Autoren verfasst wurden, einen ohne Zweifel vollständigen Einblick in alle Aspekte, die mit dieser Naturerscheinung verbunden sind, gelang es doch dem Herausgeber, der durch seine eigenen Arbeiten auf dem Gebiete der Blitzforschung internationalen Ruf geniesst und selbst zwei Abschnitte verfasste, eine hervorragende Auswahl von Spezialisten für die Bearbeitung dieses Werkes zu gewinnen.

Den ersten Band leiten zwei historische Abhandlungen ein, in denen vor allem die Bedeutung Benjamin Franklins, des Begründers des Blitzschutzes, gewürdigt wird. In einer logischen Folge werden dann die meteorologischen, physikalischen und elektrischen Vorgänge untersucht: die Gewitterwolke; die Spitzenentladung; der Erdblitz; der Wolkenblitz; der lange Funken; die Blitz-Spektroskopie; die Blitzströme; die elektromagnetischen Vorgänge; der Donner; der Kugelblitz; die Messtechnik und die Häufigkeit der Blitzentladungen.

Der zweite Band konzentriert sich auf alle im Zusammenhang mit dem Blitzschutz wichtigen Probleme. Ausgehend von der Problematik der Blitzortungs- und Warnsysteme werden hier die Schutzmassnahmen für Menschen und Gebäude, für Flugzeuge, für elektrische Energie- und Nachrichtenübertragungssysteme behandelt. Auch wichtige Randgebiete, wie die gefahrlose Anwendung von Sprengzündern im Tunnelbau, oder die Blitzwirkung auf Bäume und Wälder, werden eingehend erläutert.

Mit der Herausgabe dieser beiden Bücher ist der Versuch gelungen, den aktuellen Stand der Forschung und der Erkenntnisse festzuhalten und auch kritisch zu beurteilen. Bestehende, unterschiedliche Auffassungen der einzelnen Verfasser werden durch entsprechende Vermerke gekennzeichnet. Alle Darstellungen werden durch die wohl umfangreichste Bibliographie ergänzt, die zurzeit für dieses Gebiet erhältlich ist. So wird dieses Werk zu einer unersetzblichen Quelle sowohl für den Wissenschaftler, der sich mit Fragen der Blitzforschung beschäftigt, als auch für jeden Ingenieur, der sich mit den Wirkungen der Blitze befassen muss.

Es kann schliesslich nicht unerwähnt bleiben, dass die vielen Erkenntnisse, die in der Schweiz auf dem Gebiet der Blitzforschung und des Blitzschutzes durch die Arbeiten von Prof. Dr. K. Berger erarbeitet wurden, in diesen Büchern angemessen berücksichtigt sind.

W. Zaengl