F Hochfrequenzverstärker
High-frequency amplifiers

H. Dalichau

Allgemeine Literatur: *Carson, R. S.:* High-frequency amplifiers, 2. Aufl. New York: John Wiley 1982. – *Gonzales, G.:* Microwave transistor amplifiers. Englewood Cliffs NJ: Prentice-Hall 1984. – *Zinke/Brunswig:* Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Bd. 2, 3. Aufl. Berlin: Springer 1987. – *Ha, T. T.:* Solid state microwave amplifier design. New York: John Wiley 1981. – *Vendelin, G. D.:* Design of amplifiers and oscillators by the S-parameter method. New York: John Wiley 1982. – *Bahl/Bhartia:* Microwave solid-state circuit design. New York: John Wiley 1988. – *Vendelin, G. D.; Pavio, A. M.; Rohde, U. L.:* Microwave circuit design using linear and nonlinear techniques. New York: John Wiley 1990. – *Gentili, C.:* Microwave amplifiers and oscillators. New York: McGraw-Hill 1987.

1 Einleitung
Introduction

1.1 Überblick
Survey

In den folgenden Kapiteln sind die theoretischen Grundlagen zum Entwurf und zur Berechnung von HF-Transistorverstärkern in kompakter Form zusammengestellt. Außerdem werden praktische Hinweise zum Entwurf und zum Aufbau von Verstärkern gegeben. Es wird sowohl auf die spezifischen Probleme der Hochfrequenzverstärker als auch auf die der Mikrowellenverstärker eingegangen. Der Schwerpunkt liegt dabei im Mikrowellenbereich. Unter anderem deshalb, weil dort Leitungsbauelemente an die Stelle der diskreten Bauelemente treten und weil mit zunehmender Frequenz immer spezialisiertere Theorien und Technologien eingesetzt werden müssen, um einen Verstärker herstellen zu können, der dem heutigen Stand der Technik entspricht. Grundkenntnisse der Schaltungstechnik von Transistorverstärkern im Niederfrequenzbereich sowie die Beschreibung linearer Netzwerke mit S-Parametern werden beim Leser vorausgesetzt (s. C 4).

Stabilitätsprobleme. Ein wesentlicher, beim Entwurf zu berücksichtigender Gesichtspunkt ist die Stabilität eines Verstärkers (s. 2.1). Wenn ein Teil des vom Transistor verstärkten Signals durch ungewollte Verkopplung wieder auf den Verstärkereingang zurückgeführt wird, kann es zur Instabilität des Verstärkers, zur Selbsterregung kommen: Die Schaltung schwingt, d.h. sie arbeitet als Oszillator. Um solche Verkopplungen, die galvanisch, induktiv, kapazitiv, akustisch oder elektromagnetisch sein können, ausreichend klein zu halten, werden spezielle Technologien und die dazugehörigen Bauelemente eingesetzt (s. 1.2 und 7). Die Verstärker werden in ein geschlossenes Metallgehäuse eingebaut, und die Leiterplatten erhalten durchgehende, großflächige Massebereiche. Im Mikrowellengebiet geht man über zur Microstriptechnik und zu ihr verwandten Technologien.

Da die parasitären Verkopplungen mit zunehmender Frequenz stärker werden, zeigen Verstärker mit HF-Transistoren häufig oberhalb ihres Betriebsfrequenzbereichs Schwingneigung, sofern der Transistor dort noch ausreichend viel Verstärkung aufweist. Im Unterschied dazu ist bei Verstärkern mit Mikrowellentransistoren eine Verringerung der Stabilität mit abnehmender Frequenz typisch. Der Grund dafür ist die bei diesen Transistoren mit abnehmender Frequenz ansteigende Verstärkung. Vorausgesetzt, daß alle externen Verkopplungen hinreichend minimiert wurden, kommt es zur Selbsterregung aufgrund der internen Rückwirkung im Transistor in Wechselwirkung mit den am Eingang und am Ausgang des Transistors angeschlossenen Impedanzen. Die Aufgabe des Schaltungsentwicklers ist es also, die Anpaßnetzwerke am Eingang und am Ausgang des Transistors (s. 3.5) so auszulegen, daß man bei allen Frequenzen außerhalb derjenigen Bereiche der komplexen Impedanzebene bleibt, in denen der Transistor instabil ist. Dies ist unter allen zulässigen Betriebsbedingungen sicherzustellen, nicht nur bei maximal zulässiger Fehlanpassung am Verstärkerausgang,

Spezielle Literatur Seite F 4

sondern auch bei der niedrigsten Betriebstemperatur, bei der üblicherweise die Verstärkung des Transistors am größten ist.

Lineare Kenngrößen. Aufgrund des Wellenwiderstands der koaxialen Verbindungsleitungen arbeiten HF-Transistorverstärker in der Regel in einem 50-Ω-System (seltener 60 Ω oder 75 Ω). Im Nennbetrieb ist der Eingang an eine Signalquelle mit 50 Ω Innenwiderstand angeschlossen und der Ausgang an einen 50-Ω-Lastwiderstand. Die linearen Verstärkereigenschaften werden durch die vier S-Parameter mit dem Bezugswiderstand 50 Ω beschrieben (s. C 4). Mit Verstärkung ist immer Leistungsverstärkung gemeint. Sie wird im logarithmischen Maß angegeben: g in dB $= 20 \lg S_{21}$. Alle Kenngrößen und ihre Bestimmungsgleichungen lassen sich stets sowohl auf den gesamten Verstärker als auch auf einen einzelnen Transistor anwenden. Während der Verstärker im Nennbetrieb mit 50 Ω abgeschlossen ist, so daß $g = S_{21}^2$ gilt, ist der Transistor stets fehlangepaßt, und seine Verstärkung g ist eine Funktion aller vier S-Parameter sowie der Last- und Quellenimpedanz (s. 2.4).

Die Grenzen des nutzbaren Frequenzbereichs sind üblicherweise dadurch gegeben, daß dort die Verstärkung gegenüber ihrem Größtwert um 3 dB abgesunken ist. Häufig wird die zulässige Schwankungsbreite der Verstärkung gegenüber diesen ± 1,5 dB aber auch weiter eingeschränkt, beispielsweise auf ± 1 dB oder ± 0,5 dB. Der Frequenzbereich des Verstärkers ist dann dadurch festgelegt, daß dort die frequenzabhängigen Abweichungen der Verstärkung vom Nominalwert weniger als z. B. ± 1 dB betragen. Zusätzlich zu diesen frequenzabhängigen Verstärkungsschwankungen können noch temperaturabhängige, pegelabhängige und fehlanpassungsbedingte Änderungen auftreten.

Der Frequenzbereich eines Verstärkers wird entweder durch Angabe der unteren und oberen Grenzfrequenz beschrieben (z. B. $f_1 = 2{,}7$ GHz bis $f_2 = 3{,}1$ GHz) oder durch die Mittenfrequenz und die Bandbreite. Die Mittenfrequenz ist üblicherweise das arithmetische Mittel der Grenzfrequenzen $f = (f_1 + f_2)/2$ und nicht, wie bei Resonanzkreisen, der geometrische Mittelwert $f = \sqrt{f_1 f_2}$. Die Bandbreite Δf oder B ist die Differenz der Grenzfrequenzen $f_2 - f_1$. Häufig wird die relative Bandbreite angegeben. Entweder in Prozent,

$$B \text{ in } \% = \frac{\Delta f}{f} 100$$

mit dem Größtwert 200 % für Verstärker mit $f_1 = 0$ oder als Quotient in der Form

$$f_2 : f_1 = 3 : 1 .$$

Den Bereich 2 : 1 bezeichnet man als eine Oktave und den Bereich 10 : 1 als eine Dekade. Der Eingangsreflexionsfaktor bei Anpassung am Ausgang ist innerhalb des Frequenzbereichs typisch kleiner als − 10 dB bzw. 0,3 (*SWR* kleiner als 2 : 1). Weitere Kenngrößen sind abhängig vom Verstärkertyp und vom Verwendungszweck. Für einen Vorverstärker ist die Rauschzahl wichtig (s. 4.4) und für einen Leistungsverstärker (s. 4.3) die maximale Ausgangsleistung und der maximal zulässige Lastreflexionsfaktor, ohne daß der Endstufentransistor durch diese Reflexion bleibend beschädigt wird. Für Trennverstärker ist die Isolation S_{12} von Bedeutung, die die Rückwirkung einer Fehlanpassung am Ausgang bzw. allgemein eines in den Ausgang eingespeisten Signals auf den Eingang beschreibt.

Nichtlineare Kenngrößen. Abgesehen vom Sonderfall der logarithmischen Verstärker (s. 4.5) kann jeder Verstärker für Eingangsleistungen zwischen 0 und einem oberen Maximalwert näherungsweise als lineares Zweitor behandelt werden. Daß sich die Ausgangsleistung oberhalb eines Sättigungswerts nicht weiter steigern läßt und daß dort stark nichtlineares Verhalten auftritt, wird verständlich, wenn man berücksichtigt, daß die zugeführte Gleichstromleistung vorgegeben ist und daß der maximal erreichbare Wirkungsgrad (s. 2.3) begrenzt ist. Aber auch die innerhalb dieses „linearen" Bereichs auftretenden schwachen Nichtlinearitäten sind häufig von Interesse. Bei Mehrkanalbetrieb eines Verstärkers ist es beispielsweise wichtig zu wissen, inwieweit die Nutzsignale in Kanal A und in Kanal B ein Störsignal in Kanal C erzeugen (Intermodulationsabstand, s. 5) oder inwieweit sich eine Übersteuerung von Kanal A auf die anderen Kanäle auswirkt.

Verstärkerentwurf. Sowohl die linearen als auch die nichtlinearen Eigenschaften eines Verstärkers lassen sich vollständig berechnen. Dazu werden aufwendige CAD-Programme benötigt (s. C 8) und komplizierte Transistor-Ersatzschaltbilder bzw. -Modelle (s. C 8.7). Demzufolge werden anspruchsvolle Verstärker mit Rechnerunterstützung entwickelt. Entscheidend für die Qualität des Endprodukts sind jedoch der Kenntnisstand des Entwicklers und das Beherrschen der Herstellungstechnologien. Üblicherweise lassen sich nicht alle Verstärkereigenschaften gleichzeitig optimieren. Da man beispielsweise nicht sowohl große Bandbreite als auch maximale Verstärkung, gute Anpassung und problemlose Serienfertigung ohne Abgleicharbeiten erreichen kann, muß der Entwickler geeignete Kompromisse suchen, die sich nach dem geplanten Einsatz des Verstärkers richten. Deshalb gibt es auch bei den im Handel angebotenen Transistorverstärkern eine große Vielfalt von Modellen, aus denen der

Anwender den für seinen Verwendungszweck am besten geeigneten aussuchen kann.
Besonders wichtig beim Entwurf eines Transistorverstärkers für höhere Frequenzen sind die Kontrolle der Stabilität, die Berücksichtigung aller parasitären Effekte wie Verkopplung, Abstrahlung, Gehäuseeinfluß und die Kenntnis aller nichtidealen Bauelementeeigenschaften (z. B. Resonanzfrequenzen von Kondensatoren/Reflexionen an Steckverbindern/Temperatureinflüsse auf Halbleiter, Widerstände und Substrate/Exemplarstreuungen). Wenn man alle diese Gebiete beherrscht, werden die Abweichungen zwischen Rechnersimulation und Meßergebnis vernachlässigbar klein, und der Verstärkerentwurf ist nicht mehr eine schwarze Kunst, sondern eine überschaubare, zielgerichtete, systematische Vorgehensweise.

Verstärker ohne Transistoren. In solchen Anwendungsbereichen, in denen sich die geforderten Ziele mit den derzeit im Handel befindlichen Transistoren (s. 6) nicht erreichen lassen, werden Verstärker mit anderen Bauelementen aufgebaut. Im Bereich sehr hoher Frequenzen und sehr kleiner Rauschzahlen sind dies meist Reflexionsverstärker (Eintorverstärker), und zwar Maser (s. M 3.3), Tunneldiodenverstärker und Reaktanzverstärker (parametrische Verstärker) (s. G 1.4). Bei sehr hohen Leistungen, beispielsweise für Rundfunk- und Fernsehsender, benutzt man Elektronenstrahlröhren (Trioden, Tetroden, Scheibentrioden) (s. M 4.5) als verstärkendes Element. Mit zunehmender Frequenz geht man dann über zu Laufzeitröhren (s. M 4.6), wie Wanderfeldröhren (s. M 4.8, P 4.2), Klystrons (s. M 4.7, P 4.1), Kreuzfeldröhren (s. M 4.10, P 4.4) und Gyrotrons (s. M 4.11). Weiterhin gibt es im Mikrowellenbereich die Möglichkeit, Reflexionsverstärker mit Gunnelementen oder Impatt- bzw. Trapatt-Dioden (s. M 1.2) aufzubauen.

1.2 Aufbau eines HF-Transistorverstärkers

Structure of an RF transistor amplifier

Das Gesamtschaltbild (Bild 1 a) wird, um die Übersichtlichkeit zu verbessern, in drei einfachere Darstellungen zerlegt. Das HF-Schaltbild in Bild 1 b enthält nur die für die Verarbeitung des HF-Eingangssignals notwendigen Bauelemente. Das Blockschaltbild (Bild 1 c) zeigt den grund-

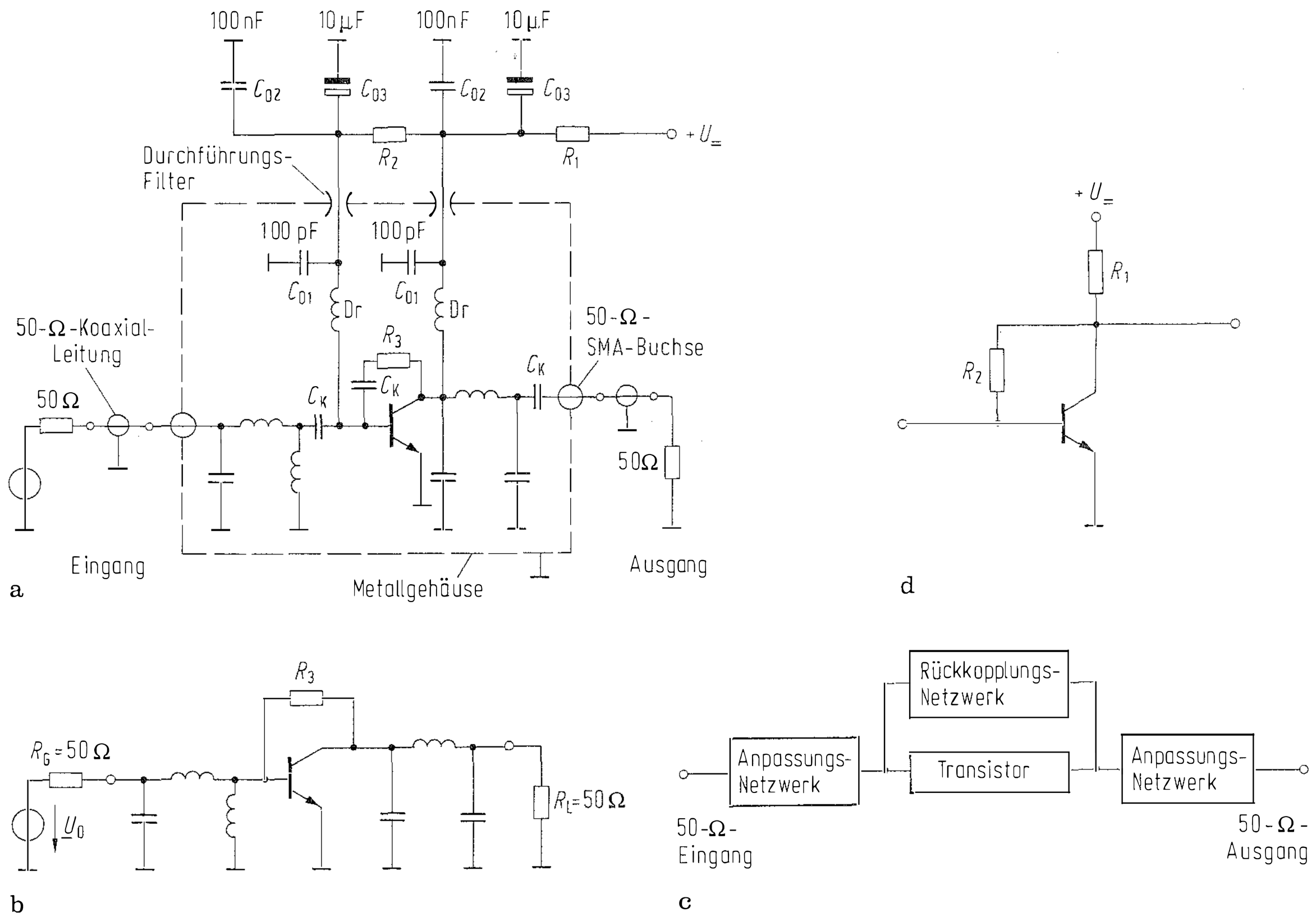


Bild 1. Typischer HF-Verstärker. **a)** Gesamtschaltbild; **b)** HF-Schaltbild mit Generator und Lastwiderstand; **c)** HF-Blockschaltbild; **d)** Gleichstromschaltbild

sätzlichen Aufbau der Schaltung. Aus dem Gleichstromschaltbild in Bild 1d wird ersichtlich, wie der Gleichstromarbeitspunkt des Transistors eingestellt wird. Bei dieser Aufteilung wird davon ausgegangen, daß diejenigen Bauelemente, die die hochfrequenten Wechselströme von den Gleichströmen trennen sollen, ideale Eigenschaften haben.

Trennung: Hochfrequenz-Gleichstrom. Die Koppelkondensatoren C_k sollen die Gleichstromwege voneinander trennen und für das HF-Nutzsignal einen Kurzschluß darstellen. Die Drosseln Dr sollen verhindern, daß das HF-Nutzsignal über die Gleichstromzuführungen abfließt. Die Durchführungsfilter haben zusammen mit dem Metallgehäuse, das den gesamten HF-Schaltungsbereich umschließt, die Aufgabe, zu verhindern, daß HF-Signale nach außen dringen und daß HF-Störungen von außen das Nutzsignal beeinflussen können.
Da alle HF-Transistoren nicht nur auch niederfrequente Signale verstärken, sondern im allgemeinen bei niedrigeren Frequenzen sogar eine höhere Stromverstärkung haben, bewirken die parallelgeschalteten Kondensatoren C_0, daß unterhalb des Betriebsfrequenzbereichs sowohl Kollektor als auch Basis niederohmig auf Massepotential gelegt werden. Da es derzeit noch keinen idealen Kondensator gibt, mit dem ein breitbandiger Kurzschluß erzielt werden kann, werden mehrere Kondensatoren parallelgeschaltet. Für den GHz-Bereich benutzt man einen Mikrowellenkondensator C_{01}, für den oberen MHz-Bereich einen Keramik-Kondensator C_{02} und für die niedrigen Frequenzen einen Tantal-Elektrolyt-Kondensator C_{03}. Damit wird unterhalb des Betriebsfrequenzbereichs der Kollektorwiderstand niederohmig und damit die Spannungsverstärkung klein. Basis und Kollektor werden voneinander entkoppelt, das heißt eine positive Rückkopplung (ein selbsterregtes Schwingen der Schaltung) wird gezielt unterbunden. Die RC-Glieder $R_1 - C_{03}$ und $R_2 - C_{03}$ dienen zugleich der Glättung der Gleichspannung am Kollektor bzw. an der Basis des Transistors.

Gleichstromschaltbild. Im Gleichstromschaltbild werden alle Kondensatoren und kapazitiv angeschlossenen Schaltungsteile weggelassen. Drosseln, Induktivitäten und Leitungen werden als Kurzschluß bzw. als widerstandslose Verbindung dargestellt. Über R_1 wird der Kollektorstrom zugeführt. Die Widerstände R_1 und R_2 dienen zur Einstellung des Gleichstromarbeitspunkts. Im dargestellten Beispiel wird der Kollektorstrom des HF-Transistors über eine Spannungsgegenkopplung thermisch stabilisiert.

HF-Schaltbild. Das HF-Schaltbild besteht aus einem Eingangsanpassungsnetzwerk, das den Innenwiderstand der Signalquelle (hier 50 Ω) in einen Wert transformiert, der für den Eingang dieses Transistors optimal ist, einem Rückkopplungsnetzwerk, das die Transistoreigenschaften modifiziert, und einem Ausgangsanpassungsnetzwerk, das den Wellenwiderstand der Ausgangsleitung bzw. den Lastwiderstand R_L in einen Wert transformiert, der für den Ausgang des Transistors optimal ist. Im Mikrowellenbereich treten Leitungsschaltungen an die Stelle der diskreten Blindelemente in den Anpassungsnetzwerken.
Im HF-Schaltbild werden die Koppelkondensatoren C_k durch einen Kurzschluß ersetzt. Die über eine Drossel Dr angeschlossenen Schaltungsteile werden weggelassen. Da alle Anschlüsse der von außen zugeführten Gleichspannungen immer über Kondensatoren für das HF-Signal auf Masse gelegt werden, sind diese Anschlüsse im HF-Schaltbild als Masse dargestellt (s. Bilder 3.5 u. 4.8).

Spezielle Literatur: [1] *Stern, A. P.:* Stability and power gain of tuned transistor amplifiers. Proc. IRE 45, März 1957. – [2] *Linvill, J. G.; Gibbons, J. F.:* Transistors and active circuits. New York: McGraw-Hill 1961. – [3] *Rollett, J. M.:* Stability and power-gain invariants of linear two-ports. IRE-Trans. CT-9 (1962) 29–32. – [4] *Woods, D.:* Reappraisal of the unconditional stability criteria for active 2-port networks in terms of S-parameters. IEEE-CAS 23, Nr. 2 (1976) 73–81. – [5] *Maclean, D. J. H.:* Broadband feedback amplifiers. New York: John Wiley/RSP 1982. – [6] *Bode, H. W.:* Network analysis and feedback amplifier design. New York: Van Nostrand 1945. – [7] *Fano, R. M.:* Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances. J. of Franklin Inst., Vol. 249 (1950) 57–83, 139–155. – [8] *Youla, D. C.:* A new theory of broadband matching. IEEE-CT 11 (1964) 30–50. – [9] *Endo, I.; Nemoto, Y.; Sato, R.:* Design of transformerless quasi-broad-band matching networks for lumped complex loads using nonuniform transmission lines. IEEE-MTT 36, Nr. 4 (1988) 629–634. – [10] *Young, G. P.; Scanlan, S. O.:* Matching network design studies for microwave transistor amplifiers. IEEE-MTT 29 (1982) 1027–1035. – [11] *Zhu, L.; Wu, B.; Sheng, Ch.:* Real frequency technique applied to the synthesis of lumped broad-band matching networks with arbitrary uniform losses for MMIC's. IEEE-MTT 36, Nr. 12 (1988) 1614–1619. – [12] *Matthaei, G.; Young, L.; Jones, E. M. T.:* Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures. Dedham, MA: Artech House 1980. – [13] *DeMaw, M. F.:* Ferromagnetic-core design and application handbook. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall 1981. – [14] *Niclas, K. B.:* Multi-octave performance of single-ended microwave solid-state amplifiers. IEEE-MTT 32, Nr. 8 (1984) 896–908. – [15] *Aitchison, C. S.; Bukhari, M. N.; Tang, O. S. A.:* The enhanced power performance of the dual-fed distributed amplifier. European Microwave Conference (1989) 439–444. – [16] *Ayasli/Mozzi/Vorhaus/Reynolds/Pucel:* A monolithic GaAs 1–13 GHz traveling wave amplifier. IEEE-MTT 30 (1982) 976–981. – [17] *Beyer/Prasad/Becker/Nordmann/Hohenwarter:* MESFET distributed amplifier design guidelines. IEEE-MTT 32 (1984) 268–275. – [18] *Rodwell/*

Riaziat/Weingarten/Bloom: Internal microwave propagation and distortion characteristics of traveling wave amplifiers studied by electro-optic sampling. IEEE-MTT 34 (1986). – [19] *Niclas, K. B.; Pereira, R. R.:* The matrix amplifier: a high-gain module for multioctave frequency bands. IEEE-MTT 35, Nr. 3 (1987) 296–306. – [20] *Cioffi, K. R.:* Broadband distributed amplifier impedance-matching techniques. IEEE-MTT 37, Nr. 12 (1989) 1870–1876. – [21] *Riaziat/Brandy/Ching/Li:* Feedback in distributed amplifiers. IEEE-MTT 38, Nr. 2 (1990) 212–215. – [22] *Niclas, K.; Pereira, R.; Chang, A.:* A 2–18 GHz low-noise/high-gain amplifier module. IEEE-MTT 37, Nr. 1 (1989) 198–207. – [23] *Ross, M.; Harrison, R. G.; Surridge, R. K.:* Taper and forward-feed in GaAs MMIC distributed amplifiers. IEEE MMT-S Digest (1989) 1039–1042. – [24] *Hetterscheid, W. Th.:* Selektive Transistorverstärker I, II. Philips Technische Bibliothek, Hamburg 1965 (1971). – [25] *Bird, S.; Matthew, R.:* A production 30-kW, L-Band solid-state transmitter. IEEE MTT-S Digest (1989) 867–870. – [26] *Fukui, H.* (Hrsg.): Low noise microwave transistors and amplifiers (div. Fachaufsätze) IEEE Press, N.Y. 1981. – [27] *Enberg, J.:* Simultaneous input power match and noise optimization using feedback. European Microwave Conf. Digest (1974) 385–389. – [28] *Murphy, M. T.:* Applying the series feedback technique to LNA design. Microwave J., Nov. (1989) 143–152. – [29] *Mimura, T.; Hiyamizu, S.; Fujii, T.; Nanbu, K.:* A new field effect transistor with selectively doped GaAs/n-AlGaAs heterojunctions. Japan. J. Appl. Phys. 19 (1980) L 225. – [30] *Lansdowne, K. H.; Norton, D. E.:* Log amplifiers solve dynamic-range problems and rapid-pulse-response problems. MSN & CT, October (1985) 99–109. – [31] *Hughes, R. S.:* Logarithmic amplification. Dedham, MA: Artech House 1986. – [32] *Oki/Kim/Gorman/Camou:* High-performance GaAs heterojunction bipolar transistor monolithic logarithmic IF amplifiers. IEEE-MTT 36 (1988) 1958–1965. – [33] *Smith, M. A.:* A 0,5 to 4 GHz true logarithmic amplifier utilizing GaAs MESFET technology. IEEE-MTT 36, Nr. 12 (1988) 1986–1990. – [34] *Browne, J.:* Coplanar limiters boast 90 dB gain from 2 to 6 GHz, Microwaves & RF, May (1989) 234–235. – [35] *Minasian, R. A.:* Intermodulation distortion analysis of MESFET amplifiers using the Volterra series representation. IEEE-MTT 28, Nr. 1 (1980) 1–8. – [36] *Maas, S. A.:* Nonlinear microwave circuits. Dedham, MA: Artech House 1988. – [37] *Liao, S. Y.:* Microwave solid-state devices. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall 1985. – [38] *Soares, R.* (Hrsg.): GaAs MESFET circuit design. Dedham, MA: Artech House 1988. – [39] *Kellner, W.; Kniekamp, H.:* GaAs-Feldeffekttransistoren. Berlin: Springer 1985. – [40] *Ku, W. H.; Petersen, W. C.:* Optimum gain-bandwidth limitations for transistor amplifiers as reactively constrained active two-port networks. IEEE, CAS-22 (1975) 523–533. – [41] *De Maw, D.:* Practical RF design manual. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall 1982. – [42] *Pengelly, R. S.:* Microwave field-effect transistors – Theory, design and applications. New York: John Wiley/RSP 1986. – [43] *Di Lorenzo, J. V., Khandelval, D. D.:* GaAs FET prinicples and technology. Dedham, MA: Artech House 1982. – [44] *Soares, R.; Graffeuil, J.; Obregon, J.:* Applications of GaAs MESFET's. Dedham, MA: Artech House 1983. – [45] Microwave and RF designer's catalog 1990–1991. Hewlett-Packard Co., Palo Alto, CA. – [46] *Liechti, Ch. A.:* High speed transistors: Directions for the 1990s. Microwave J. (1989) State of the art reference. – [47] *Pospieszalski, M. W.; Weinreb, S.; Norrod, R. D.; Harris, R.:* FET's and HEMT's at cyrogenic temperatures – their properties and use in low-noise amplifiers. IEEE-MTT 36, Nr. 3 (1988) 552–560. – [48] *Ali, F.; Bahl, I.; Gupta A.* (Hrsg.): Microwave and mm-wave heterostructure transistors and applications. Dedham, MA: Artech House 1989. – [49] *Ladbrooke, P. H.:* MMIC Design: GaAs FETs and HEMTs. Dedham, MA: Artech House 1989. – [50] *Goyal, R.* (Hrsg.): Monolithic microwave integrated circuit technology and design. Dedham, MA: Artech House 1989. – [51] *Sweet, A.:* MIC and MMIC amplifier and oscillator design. Dedham, MA: Artech House 1990. – [52] *Hung/Hegazi/Lee/Phelleps/Singer/Huang:* V-band GaAs MMIC low-noise and power amplifiers. IEEE-MTT 36, Nr. 12 (1988) 1966–1975. – [53] *Pucel, R. A.* (Hrsg.): Monolithic microwave integrated circuits (div. Fachaufsätze). IEEE Press, N.Y. 1985. – [54] *Rizzoli, V.; Lipparini, A.; Arazzi, E.:* A general purpose program for non-linear microwave circuit design. IEEE-MTT 31 (1983) 762–770. – [55] *Chen, W. K.:* Broadband matching. Singapur: World Scientific 1988. – [56] *Abrie, P. L. D.:* The design of impedance-matching networks for radio-frequency and microwave amplifiers. Dedham, MA: Artech House 1985. – [57] *Chang, K.* (Hrsg.): Handbook of microwave and optical components: Vol. 2 Microwave solid-state components. New York: Wiley 1989. – [58] *Bayraktaroglu, B.; Camilleri, N.; Lambert, S. A.:* Microwave performances of npn and pnp AlGaAs/GaAs heterojunction bipolar transistors. IEEE-MTT 36 (1988) 1869–1873. – [59] *Becker, R. C.; Beyer, J. B.:* On gain-bandwidth product for distributed amplifiers. IEEE-MTT 34 (1986) 736–738. – [60] *Aitchinson, C. S.:* The intrinsic noise figure of the MESFET distributed amplifier. IEEE-MTT 33 (1985) 460–466. – [61] *Chen, W. K.:* Acitve network and feedback amplifier theory. New York: McGraw-Hill 1980. – [62] *Ali, F.:* HEMTs and HBTs: devices, fabrication and circuits. Dedham, MA: Artech House 1991. – [63] *Golio, J. M.:* Microwave MESFETs and HEMTs. Dedham, MA: Artech House 1991. – [64] *Gentili, C.:* Microwave amplifiers and oscillators. New York: McGraw-Hill 1987.

2 Kenngrößen
Characteristic parameters

2.1 Stabilität
Stability

Ein Verstärker (Bild 1) ist ein aktives Zweitor. Die an einen passiven, verlustbehafteten Ver-

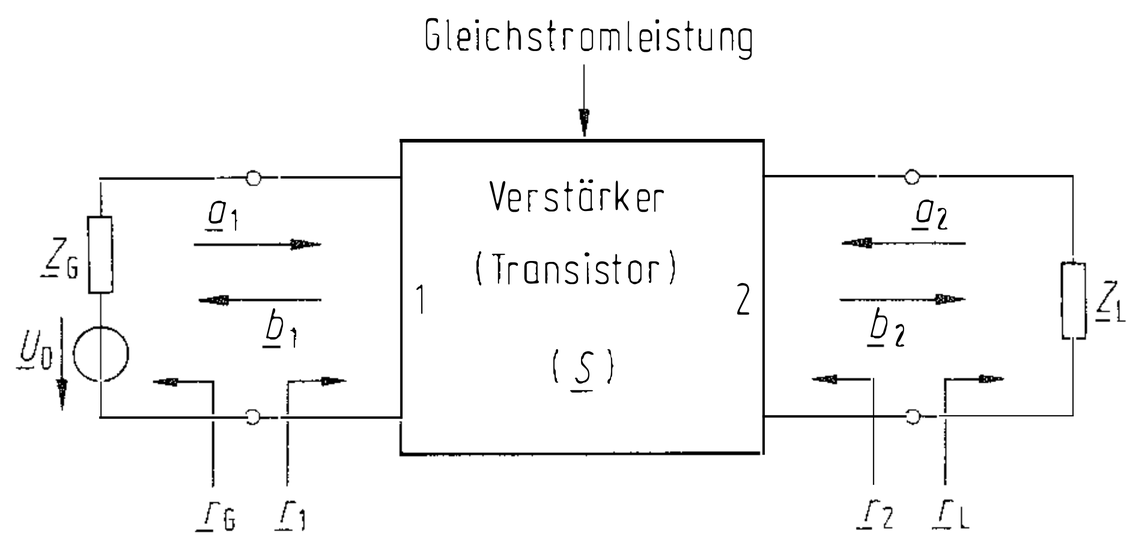


Bild 1. Verstärker als lineares, aktives Zweitor

Spezielle Literatur Seite F 12

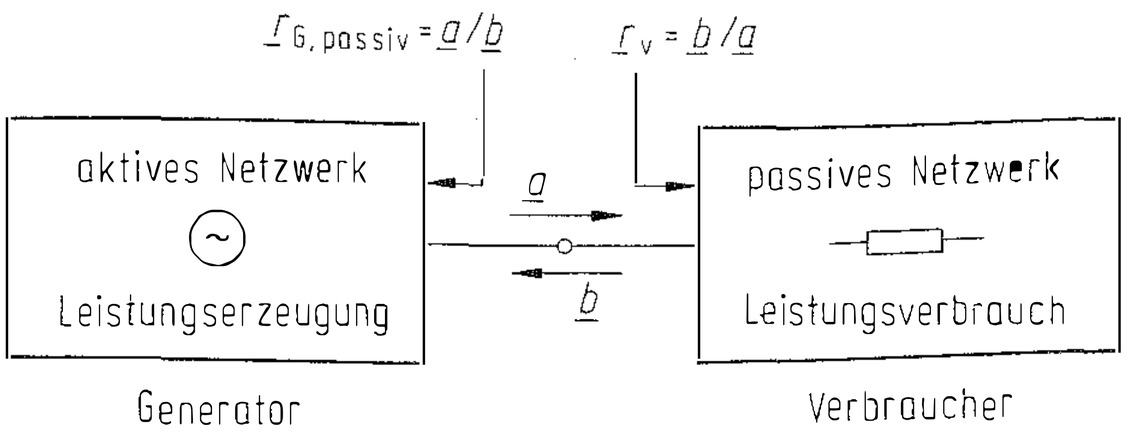


Bild 2. Unterschied zwischen Generator und Verbraucher, $\underline{r}_{G,passiv} \neq \underline{r}_G$

braucher $\underline{Z}_L$ (mit $|\underline{r}_L| < 1$) abgegebene Wirkleistung ist größer als die von der Signalquelle abgegebene Wirkleistung. Ein Verstärker ist dann ein aktives, *lineares* Zweitor, wenn eine Amplitudenänderung der zulaufenden Welle $\underline{a}_1$ eine proportionale Änderung der ablaufenden Wellenamplitude $\underline{b}_2$ bewirkt. Innerhalb des linearen Bereichs sind die vier S-Parameter S_{11}, S_{12}, S_{21} und S_{22}, die einen wesentlichen Teil der Verstärkereigenschaften beschreiben, konstant.

Ein Verstärker soll Eingangssignale verstärken. Er soll jedoch nicht von sich aus, d. h. für $\underline{U}_0 = 0$, eine Schwingung erzeugen. Zur Veranschaulichung der Verhältnisse bei einem instabilen Verstärker, der von sich aus eine Schwingung erzeugt, wird Bild 2 betrachtet. Hier ist ein Generator mit angeschlossenem Verbraucher dargestellt. Im Generator wird eine Welle mit der Amplitude $\underline{a}$ erzeugt. Die Welle transportiert Energie zum Verbraucher. Dort wird ein Teil der Energie verbraucht, und der verbleibende Teil läuft zurück zum Generator, als Welle mit der Amplitude $\underline{b}$. Aus dem Energieverbrauch resultiert $|\underline{b}| < |\underline{a}|$. Daraus folgt, daß ein passives, verlustbehaftetes Netzwerk einen Reflexionsfaktor $\underline{r}_V = \underline{b}/\underline{a}$ hat, dessen Betrag kleiner als 1 ist. Ein aktives, selbstschwingendes Netzwerk, in diesem Beispiel der Generator, ist dagegen dadurch gekennzeichnet, daß die herauslaufende Welle größer ist als die hineinlaufende. Bildet man für ein solches Netzwerk den Reflexionsfaktor entsprechend der Regel, wie sie für passive Netzwerke gilt, so wird $\underline{r}_{G,passiv} = \underline{a}/\underline{b}$ und hat damit einen Betrag, der größer als 1 ist. Nach den Regeln für aktive Eintore wird $\underline{U}_0 = 0$ gesetzt, und damit ist $\underline{r}_G = (\underline{Z}_G - R_0)/(\underline{Z}_G + R_0)$, mit einem Betrag kleiner als 1. Es gilt also $\underline{r}_{G,passiv} \neq \underline{r}_G$.

Die Bestimmung des Reflexionsfaktors eines instabilen Verstärkers stellt innerhalb der Netzwerktheorie einen Sonderfall dar, bei dem besondere Regeln zu beachten sind. Obwohl ein instabiler Verstärker wie ein Generator wirkt, wird er nicht nach den Regeln für Generatoren berechnet. Sowohl im stabilen als auch im instabilen Fall gilt für den Verstärkereingang mit den Bezeichnungen von Bild 2

$$\underline{r}_1 = \frac{\text{hinauslaufende Welle } \underline{b}_1}{\text{hineinlaufende Welle } \underline{a}_1}$$

und für den Verstärkerausgang

$$\underline{r}_2 = \frac{\text{hinauslaufende Welle } \underline{b}_2}{\text{hineinlaufende Welle } \underline{a}_2}\Bigg|_{\text{für } \underline{U}_0 = 0}.$$

Nur das reguläre Eingangssignal $\underline{U}_0$ wird gleich 0 gesetzt. Damit ist der instabile Zustand gekennzeichnet durch $r_1 > 1$ und/oder $r_2 > 1$.

Man bezeichnet einen Verstärker als *absolut stabil*, wenn sowohl die Lastimpedanz $\underline{Z}_L$ als auch die Quellimpedanz Z_G beliebige Werte annehmen können (Bedingung: beide Impedanzen haben einen positiven Realteil, also $\mathrm{Re}\,\underline{Z}_G \geq 0$ und $\mathrm{Re}\,\underline{Z}_L \geq 0$), ohne daß der Betrag von $\underline{r}_1$ oder der von $\underline{r}_2$ größer als 1 wird. Damit folgt als mathematische Formulierung die notwendige Bedingung für absolute Stabiltät (siehe auch Gl. (17)): Für beliebige $\underline{r}_L$ und $\underline{r}_G$ mit $r_L \leq 1$ und $r_G \leq 1$ muß gelten

$$|\underline{r}_1| = \left|\underline{S}_{11} + \frac{\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}\underline{r}_L}{1 - \underline{S}_{22}\underline{r}_L}\right| < 1 \qquad (1)$$

$$|\underline{r}_2| = \left|\underline{S}_{22} + \frac{\underline{S}_{21}\underline{S}_{12}\underline{r}_G}{1 - \underline{S}_{11}\underline{r}_G}\right| < 1. \qquad (2)$$

Sofern für eine gegebene Schaltung mit festem $\underline{Z}_G$ und $\underline{Z}_L$ einer der Reflexionsfaktoren r_1 oder r_2 größer als 1 wird, ist der Verstärker instabil. Er „schwingt", d. h. er erzeugt ein Signal am Ausgang und/oder am Eingang, ohne daß ein gleichartiges Signal von außen angelegt ist.

Ein Transistor bzw. Verstärker, der nur für bestimmte Wertebereiche von $\underline{r}_L$ bzw. $\underline{r}_G$ die Gl. (1) oder (2) nicht erfüllt, heißt *bedingt stabil*. Um die Stabilität bzw. Schwingneigung eindeutig beurteilen zu können, berechnet man für den Eingang und für den Ausgang jeweils die Grenzlinie, auf der $|\underline{r}_1| = 1$ bzw. $|\underline{r}_2| = 1$ gilt. Diese Grenzlinien sind in der komplexen Reflexionsfaktorebene Kreise und heißen Stabilitätskreise (Bild 3).

Eingangs-Stabilitätskreis:

$$\text{Mittelpunkt } \underline{M}_G = \frac{(\underline{S}_{11} - \underline{S}_{22}^* \cdot \det \underline{S})^*}{|\underline{S}_{11}|^2 - |\det \underline{S}|^2} \qquad (3)$$

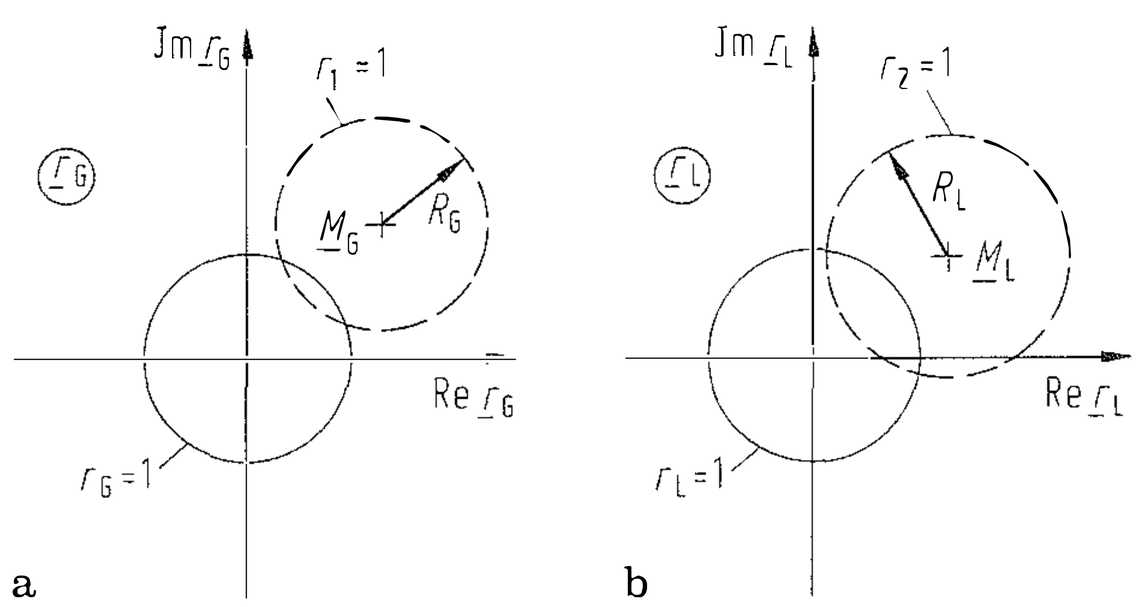


Bild 3. Stabilitätskreise in der Reflexionsfaktorebene

Radius $$R_G = \left| \frac{\underline{S}_{12}\,\underline{S}_{21}}{|\underline{S}_{11}|^2 - |\det \underline{S}|^2} \right|. \qquad (4)$$

Für $S_{11} < 1$ ist der Bereich der $\underline{r}_G$-Ebene, in dem der Koordinatenursprung liegt, der stabile Bereich. Für $S_{11} > 1$ ist dieser Bereich der instabile Bereich.

Ausgangs-Stabilitätskreis:

Mittelpunkt $$\underline{M}_L = \frac{(\underline{S}_{22} - \underline{S}_{11}^* \cdot \det \underline{S})^*}{|\underline{S}_{22}|^2 - |\det \underline{S}|^2} \qquad (5)$$

Radius $$R_L = \left| \frac{\underline{S}_{21}\,\underline{S}_{12}}{|\underline{S}_{22}|^2 - |\det \underline{S}|^2} \right|. \qquad (6)$$

Für $S_{11} < 1$ ist der Bereich der $\underline{r}_G$-Ebene, in dem der Koordinatenursprung liegt, der stabile Bereich. Für $S_{11} > 1$ ist dieser Bereich der instabile Bereich.
Bei dem in Bild 3b dargestellten Beispiel für $S_{22} < 1$ ist das untersuchte Zweitor instabil für alle Lastreflexionsfaktoren, die innerhalb des Stabilitätskreises liegen. Das Zweitor ist damit nur bedingt stabil. Bei absoluter Stabilität haben der Kreis mit $r_2 = 1$ und der Kreis mit $r_L = 1$ keine Schnittpunkte und überdecken sich auch nicht.
Alternativ zu der Darstellung in Bild 3, bei der jeweils nur der Eingang ($\underline{r}_1$ und $\underline{r}_G$) bzw. nur der Ausgang ($\underline{r}_2$ und $\underline{r}_L$) betrachtet wird, kann man auch die Rückwirkung zwischen Eingang und Ausgang graphisch darstellen. Die Darstellung der Eingangs-Admittanz $\underline{Y}_1$ durch Linien $B_1 = \text{const}$ und $G_1 = \text{const}$ ist in der $\underline{r}_L$-Ebene ein gleichabständiges, orthogonales Gitternetz. Die Änderung der Eingangs-Admittanz $\underline{Y}_1$ als Funktion der Abschluß-Impedanz $\underline{Z}_L$ läßt sich hieraus unmittelbar ablesen. Der Fall der absoluten Stabilität ist dadurch gekennzeichnet, daß die Gerade $G_1 = 0$ außerhalb des Bereichs der passiven Abschlußimpedanzen mit $r_L \leq 1$ liegt. Der Abstand dieser Geraden $G_1 = 0$ vom Koordinatenursprung kann damit als Maß für die Stabilität benutzt werden. Der Kehrwert dieses Abstands wird als Linvill-Stabilitätsfaktor C bezeichnet, Gl. (10).
Notwendige Bedingung für die absolute Stabilität eines aktiven Zweitors ist:

$$\operatorname{Re} \underline{Y}_{11} > 0 \qquad (7)$$

$$\operatorname{Re} \underline{Y}_{22} > 0 \qquad (8)$$

$$2 \operatorname{Re} \underline{Y}_{11} \operatorname{Re} \underline{Y}_{22} > \operatorname{Re}(\underline{Y}_{21}\,\underline{Y}_{12}) + Y_{21}\,Y_{12}. \qquad (9)$$

Diese drei Gleichungen ergeben sich aus der Forderung, daß die Eingangsimpedanzen bei beliebiger Beschaltung einen positiven Realteil haben sollen. Gleichung (9) besteht aus 3 Termen und läßt damit folgende 3 Schreibweisen zu [1–3]:

$$C = \frac{\operatorname{Re}(\underline{Y}_{21}\,\underline{Y}_{12})}{2 \operatorname{Re} \underline{Y}_{11} \operatorname{Re} \underline{Y}_{22} - Y_{21}\,Y_{12}}$$

Linvill-Stab. Faktor. (10)

Für ein absolut stabiles Zweitor ist $0 < C < 1$.

$$k = \frac{2 \operatorname{Re} \underline{Y}_{11} \operatorname{Re} \underline{Y}_{22}}{\operatorname{Re}(\underline{Y}_{21}\,\underline{Y}_{12}) + Y_{21}\,Y_{12}}$$

Stern-Stab. Faktor, (11)

$$K = \frac{2 \operatorname{Re} \underline{Y}_{11} \operatorname{Re} \underline{Y}_{22} - \operatorname{Re}(\underline{Y}_{21}\,\underline{Y}_{12})}{Y_{21}\,Y_{12}}$$

Rollet-Stab. Faktor. (12)

Für ein absolut stabiles Zweitor ist $k > 1$ und $K > 1$. Für einen vorgegebenen Verstärker und eine feste Frequenz sind die Zahlenwerte für C, k und K voneinander verschieden. Abgesehen von dem Zusammenhang über die Gleichungen (9) bis (12) lassen sich diese Zahlenwerte nicht auf einfache Art und Weise ineinander umrechnen. In Gl. (7) bis (9) und in Gl. (12) können anstelle der Y-Parameter auch die Z- oder h-Parameter eingesetzt werden.
In der modernen Verstärkertechnik wird heutzutage nur noch der Rollett-Stabilitätsfaktor K benutzt. Er eignet sich gut zur Beurteilung von Transistoren. Auch für einstufige Verstärker ist er ein geeignetes Kriterium, um innerhalb des Betriebsfrequenzbereichs das Soll-Verhalten der Schaltung abschätzen zu können. Durch verlustlose Anpaßnetzwerke wird der Stabilitätsfaktor K nicht verändert. In einer Schaltung wie in Bild 7 hat der Verstärker den gleichen Stabilitätsfaktor wie der Transistor bzw. wie der Transistor mit Rückkopplungsnetzwerk. Für mehrstufige Verstärker nimmt K sehr schnell sehr große Werte an. Dies entspricht jedoch nicht der Realität; mit zunehmender Gesamtverstärkung nimmt die potentielle Instabilität einer Verstärkerkette aufgrund parasitärer Effekte überproportional zu. Der Zweitor-Stabilitätsfaktor K liefert keine Aussagen über die Stabilitätsverhältnisse im Innern eines mehrstufigen Verstärkers.
Umgerechnet in S-Parameter ergibt sich aus Gl. (12) für den Stabilitätsfaktor K:

$$K = \frac{1 - S_{11}^2 - S_{22}^2 + |\det \underline{S}|^2}{2\,S_{21}\,S_{12}}$$

Stabilitätsfaktor. (13)

Er läßt sich sowohl herleiten über die Bedingungen $M_G - R_G > 1$ als auch über die Bedingung $M_L - R_L > 1$.
Aus der Forderung in Gl. (1) und Gl. (2) folgt als

notwendige und hinreichende Bedingung für die absolute Stabilität eines einzelnen *Transistors*

$$K > 1 \quad \text{und} \quad |\det \underline{S}| < 1 . \tag{14}$$

Die Bedingung $|\det \underline{S}| = |\underline{S}_{11}\underline{S}_{22} - \underline{S}_{21}\underline{S}_{12}| < 1$ ist mathematisch gleichwertig zu

$$B_1 = 1 + S_{11}^2 - S_{22}^2 - |\det \underline{S}|^2 > 0 \tag{15}$$

bzw. zu

$$S_{11}^2, S_{22}^2 < 1 - S_{21}S_{12}. \tag{16}$$

Die Größe B_1 tritt noch einmal in Gl. (26) auf. Es besteht kein Zusammenhang mit dem Realteil von $\underline{Y}_1$.

Berücksichtigt man auch Sonderfälle, die nicht bei Einzeltransistoren, sondern nur bei speziellen, seltenen Verstärkerschaltungen auftreten, sowie reziproke, aktive Zweitore mit negativen Widerständen [4], so muß Gl. (14) erweitert werden. Ein beliebiges aktives Zweitor ist dann und nur dann stabil, wenn zusätzlich zu:

$$K > 1 \quad \text{und} \quad |\det \underline{S}| < 1$$

erfüllt ist, daß die Nullstellen (Wurzeln) des Ausdrucks

$$1 - \underline{r}_G \underline{S}_{11} - \underline{r}_L \underline{S}_{22} + \underline{r}_G \underline{r}_L \det \underline{S} = 0, \tag{17}$$

sofern man $j\omega$ durch $s = \sigma + j\omega$ ersetzt, für $\underline{r}_G = \pm 1$ und $\underline{r}_L = \pm 1$ in der linken s-Halbebene liegen.

Ein Verstärker muß bei allen Frequenzen stabil sein. Die Stabilität muß nicht nur innerhalb des Betriebsfrequenzbereichs kontrolliert werden, sondern auch außerhalb gewährleistet sein. Dort sind es häufig parasitäre Effekte, die den Verstärker schwingen lassen:

- Resonanzen in der Gleichstromzuführung,
- Signaleinkopplung oder Rückkopplung über die Masseanschlüsse oder über die Gleichstromzuführung,
- kapazitive oder induktive Verkopplung zwischen Eingang und Ausgang im Innern des Gehäuses, z. B. bedingt durch Anordnung und Art der Bauelemente,
- Verkopplung der großen HF-Ströme am Ausgang mit dem Verstärkereingang, z. B. durch ungünstige Masseführung.

Aus dieser Sicht heraus wirkt es sehr erschwerend für den Schaltungsentwurf, wenn Transistoren benutzt werden, die noch weit oberhalb des Betriebsfrequenzbereichs viel Verstärkung haben.

2.2 S-Parameter
S-parameters

Im Laufe der Entwicklung der HF-Technik zu immer höheren Frequenzen hin ging man über von der Beschreibung der Transistor- bzw. Röhreneigenschaften mit zunächst reellen h-Parametern (anwendbar bis zu einigen MHz) zu komplexen Y-Parametern (anwendbar bis etwa 100 MHz) und dann zu den heute gebräuchlichen S-Parametern (ohne Einschränkung anwendbar) [5].

Mathematisch sind alle Zweitor-Parameter gleichwertig, und auch heute noch wandelt man bei einem Mikrowellentransistor, z. B. zur Berechnung einer Rückkopplungsschaltung, die S-Parameter in Y-Parameter um. Unterschiede ergeben sich dagegen bei der Messung. S-Parameter werden bei Anpassung an Eingang und Ausgang gemessen. Dies läßt sich mit einem Netzwerkanalysator weitgehend unproblematisch und automatisiert für alle technisch relevanten Frequenzen durchführen. Die zur Messung von Z-, Y- oder h-Parametern notwendigen Abschlußimpedanzen Leerlauf bzw. Kurzschluß sind dagegen breitbandig schwer realisierbar, u. a. deshalb, weil der Gleichstromarbeitspunkt nicht beeinträchtigt werden darf. Außerdem sind sie bei vielen Leistungstransistoren unzulässige Betriebszustände, die das Bauelement unter Umständen zerstören. Alle S-Parameter in diesem Kapitel haben den gleichen, reellen Bezugswiderstand R_0. Üblicherweise ist R_0 gleich dem Wellenwiderstand der Anschlußleitungen des Verstärkers, also in Koaxialtechnik gleich 50 Ω (60 Ω, 75 Ω).

2.3 Wirkungsgrad
Efficiency

Ein Verstärker entsprechend Bild 1.1 a bzw. Bild 4 nimmt die Gleichstromleistung $P_= = U_= I_=$ und die Signalleistung $P_1 = \frac{1}{2} U_1^2 \operatorname{Re} \underline{Y}_1$ bei der Frequenz f_1 auf.

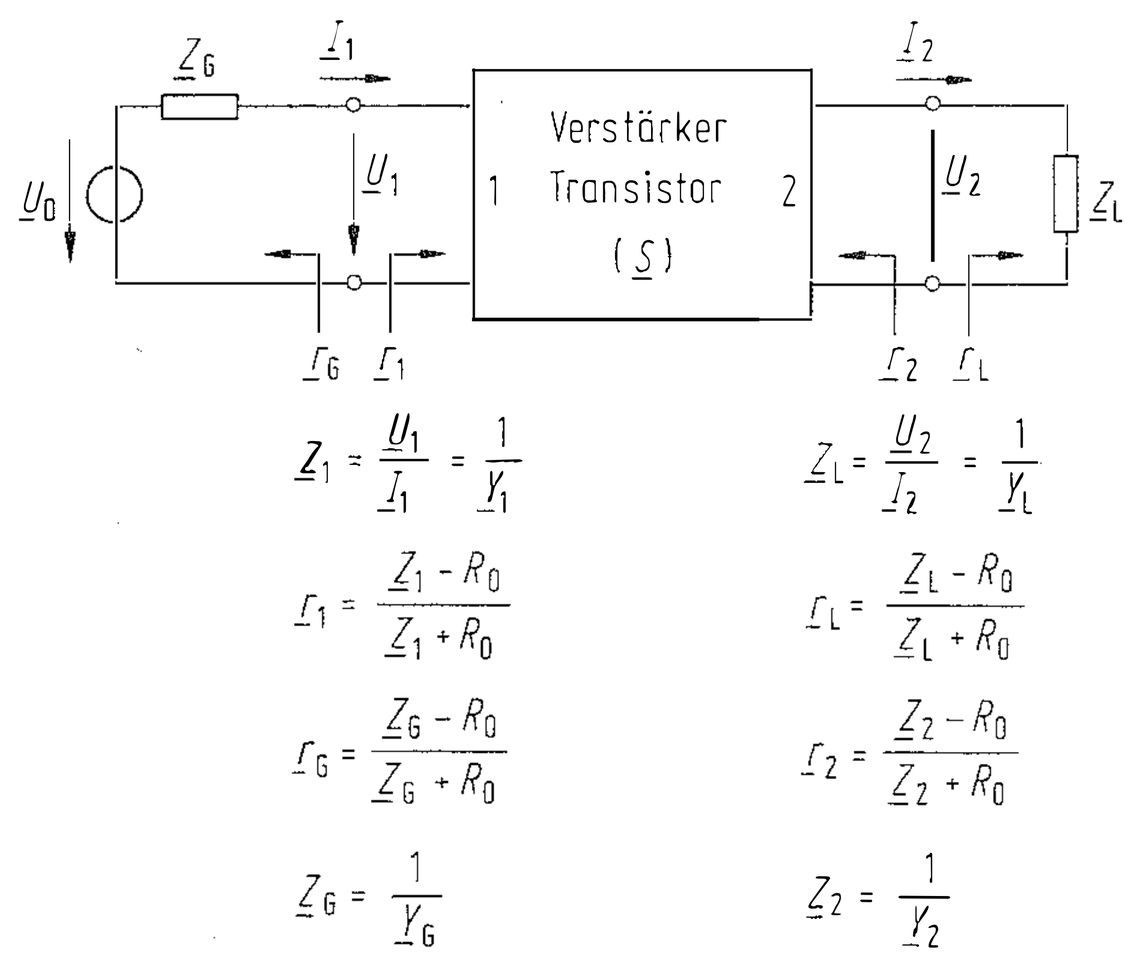


Bild 4. Ersatzschaltbild eines Verstärkerzweitors; Definition der Kenngrößen

Abgegeben wird:
- die Signalleistung $P_2 = \frac{1}{2} U_2^2 \operatorname{Re}(1/\underline{Z}_L)$, die die Lastimpedanz bei der Frequenz f_1 aufnimmt,
- die als Wärme an die Umgebung abgegebene Verlustleistung $P_{\text{thermisch}}$,
- die von der Schaltung abgestrahlte Leistung $P_{\text{Strahlung}}$,
- und die Leistung $P_{\text{harmonisch}}$, in der alle Leistungsanteile bei Frequenzen ungleich f_1 zusammengefaßt sind, im wesentlichen also die an die Last abgegebene Leistung bei Vielfachen der Eingangsfrequenz.

Die Anteile

$$P_V = P_{\text{thermisch}} + P_{\text{Strahlung}} + P_{\text{harmonisch}}$$

sind unerwünscht. Der Wirkungsgrad berücksichtigt deshalb nur den Leistungsanteil der Grundschwingung in der Lastimpedanz;

Leistungsbilanz: $P_1 + P_= = P_2 + P_V$.

Damit wird der Wirkungsgrad (power-added efficiency)

$$\eta = \frac{P_2 - P_1}{P_=}. \tag{18}$$

Beim Kollektor-Wirkungsgrad bleibt P_1 unberücksichtigt. Typische Werte für Schaltungen mit realen Leistungstransistoren sind:

A-Betrieb: $\eta = 10 \ldots 20\,\%$
C-Betrieb: $\eta = 50 \ldots 70\,\%$
E-Betrieb: $\eta = 80 \ldots 90\,\%$ (s. Bild 7.5 c).

2.4 Verstärkung
Gain

Mit Verstärkung oder Leistungsverstärkung g (operating power gain) bezeichnet man den Quotienten aus der von $\underline{Z}_L$ aufgenommenen Wirkleistung $P_2 = \frac{1}{2} U_2^2 \operatorname{Re}(1/\underline{Z}_L)$ und der vom Verstärker aufgenommenen Leistung $P_1 = \frac{1}{2} U_1^2 \operatorname{Re}(1/\underline{Z}_1)$ in der Schaltung entsprechend Bild 4

$$g = \frac{P_2}{P_1} = S_{21}^2 \frac{1 - r_L^2}{(1 - r_1^2)\,|1 - \underline{S}_{22}\,\underline{r}_L|^2} \tag{19}$$

g in dB $= 10 \lg g$.

Der Reflexionsfaktor $\underline{r}_1$, in das Tor 1 hineingesehen, ist

$$\underline{r}_1 = \underline{S}_{11} + \frac{\underline{S}_{12}\,\underline{S}_{21}\,\underline{r}_L}{1 - \underline{S}_{22}\,\underline{r}_L}. \tag{20}$$

Der Reflexionsfaktor $\underline{r}_2$ ist:

$$\underline{r}_2 = \underline{S}_{22} + \frac{\underline{S}_{12}\,\underline{S}_{21}\,\underline{r}_G}{1 - \underline{S}_{11}\,\underline{r}_G}. \tag{21}$$

Bei der Messung mit dem Netzwerkanalysator, wenn $\underline{Z}_L = R_0$ bzw. $\underline{r}_L = 0$ ist, wird $\underline{r}_1 = \underline{S}_{11}$ und $g = S_{21}^2/(1 - S_{11}^2)$.

Die Betriebsleistungsverstärkung g_T (transducer power gain) ist der Quotient aus P_2 und der Maximalleistung des Generators $P_{1\,\max} = U_0^2/(8 \operatorname{Re} \underline{Z}_1)$

$$g_T = \frac{P_2}{P_{1\,\max}} = S_{21}^2 \frac{(1 - r_L^2)\,(1 - r_G^2)}{|1 - \underline{r}_G\,\underline{r}_1|^2\,|1 - \underline{r}_L\,\underline{S}_{22}|^2} \tag{22}$$

oder

$$g_T = S_{21}^2 \frac{(1 - r_L^2)\,(1 - r_G^2)}{|1 - \underline{r}_G\,\underline{S}_{11}|^2\,|1 - \underline{r}_L\,\underline{r}_2|^2} \tag{23}$$

oder

$$g_T = S_{21}^2 \frac{(1 - r_L^2)\,(1 - r_G^2)}{|(1 - \underline{r}_L\,\underline{S}_{22})\,(1 - \underline{r}_G\,\underline{S}_{11}) - \underline{r}_L\,\underline{r}_G\,\underline{S}_{12}\,\underline{S}_{21}|^2}.$$

Die größte verfügbare Leistungsverstärkung $g_{\max}$ (maximum available gain, MAG) ist der größte erreichbare Wert; vgl. Gl. (3.6). Er stellt sich ein, wenn am Eingang und am Ausgang Leistungsanpassung ist:

$$\underline{r}_G = \underline{r}_1^* \quad \text{und} \quad \underline{r}_L = \underline{r}_2^*$$
$$g_{\max} = \frac{P_{2\,\max}}{P_{1\,\max}} = S_{21}^2 \frac{1 - r_G^2}{|1 - \underline{S}_{11}\,\underline{r}_G|^2} \frac{1}{1 - r_L^2} \tag{24}$$

oder

$$g_{\max} = S_{21}^2 \frac{1 - r_L^2}{(1 - r_G^2)\,|1 - \underline{r}_L\,\underline{S}_{22}|^2} \tag{25}$$

wobei $\underline{r}_2$ der in das Tor 2 hineingesehene Reflexionsfaktor ist, Gl. (21). Gleichung (24) folgt aus Gl. (23) für Leistungsanpassung am Ausgang und Gl. (25) aus Gl. (22) für Leistungsanpassung am Eingang. Beim Sonderfall der beidseitigen Leistungsanpassung gilt:

$$\underline{r}_1^* = \frac{B_1 - \sqrt{B_1^2 - 4\,C_1^2}}{2\,\underline{C}_1} = \underline{r}_G \tag{26}$$

$$\underline{r}_2^* = \frac{B_2 - \sqrt{B_2^2 - 4\,C_2^2}}{2\,\underline{C}_2} = \underline{r}_L \tag{27}$$

mit

$$B_1 = 1 + S_{11}^2 - S_{22}^2 - |\det \underline{S}|^2 \tag{28}$$

$$B_2 = 1 + S_{22}^2 - S_{11}^2 - |\det \underline{S}|^2 \tag{29}$$

$$\underline{C}_1 = \underline{S}_{11} - \underline{S}_{22}^* \det \underline{S}$$
$$\underline{C}_2 = \underline{S}_{22} - \underline{S}_{11}^* \det \underline{S} \tag{30}$$

und

$$MAG = \frac{S_{21}}{S_{12}} \left(K - \sqrt{K^2 - 1}\right). \tag{31}$$

Bild 5 zeigt für einen realen Transistor die Lage von $\underline{S}_{11}$ und $\underline{r}_1$ sowie $\underline{S}_{22}$ und $\underline{r}_2$ in der jeweiligen Reflexionsfaktorebene. Man erkennt, daß zwischen diesen Größen – auch näherungsweise – kein unmittelbarer Zusammenhang besteht. Der

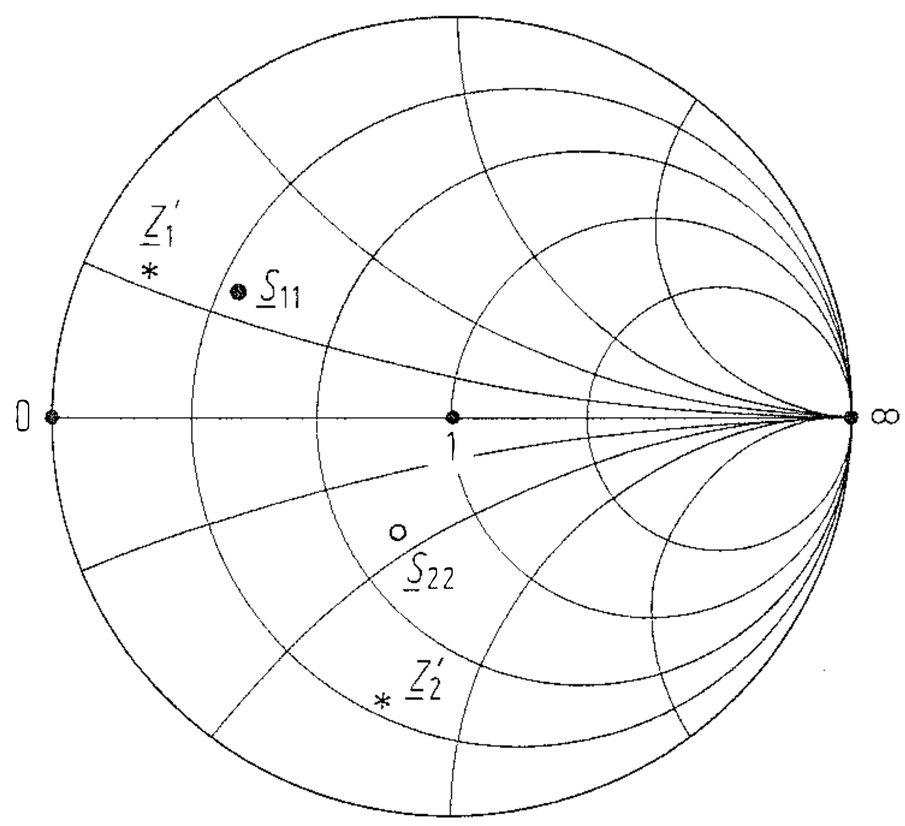


Bild 5. Normierte Eingangsimpedanzen eines Mikrowellentransistors bei beidseitigem Abschluß mit 50 Ω ($\underline{S}_{11}$, $\underline{S}_{22}$) und bei beidseitiger Leistungsanpassung ($\underline{Z}_1' = \underline{Z}_1/50\,\Omega$, $\underline{Z}_2' = \underline{Z}_2/50\,\Omega$), jeweils dargestellt im Smith-Diagramm

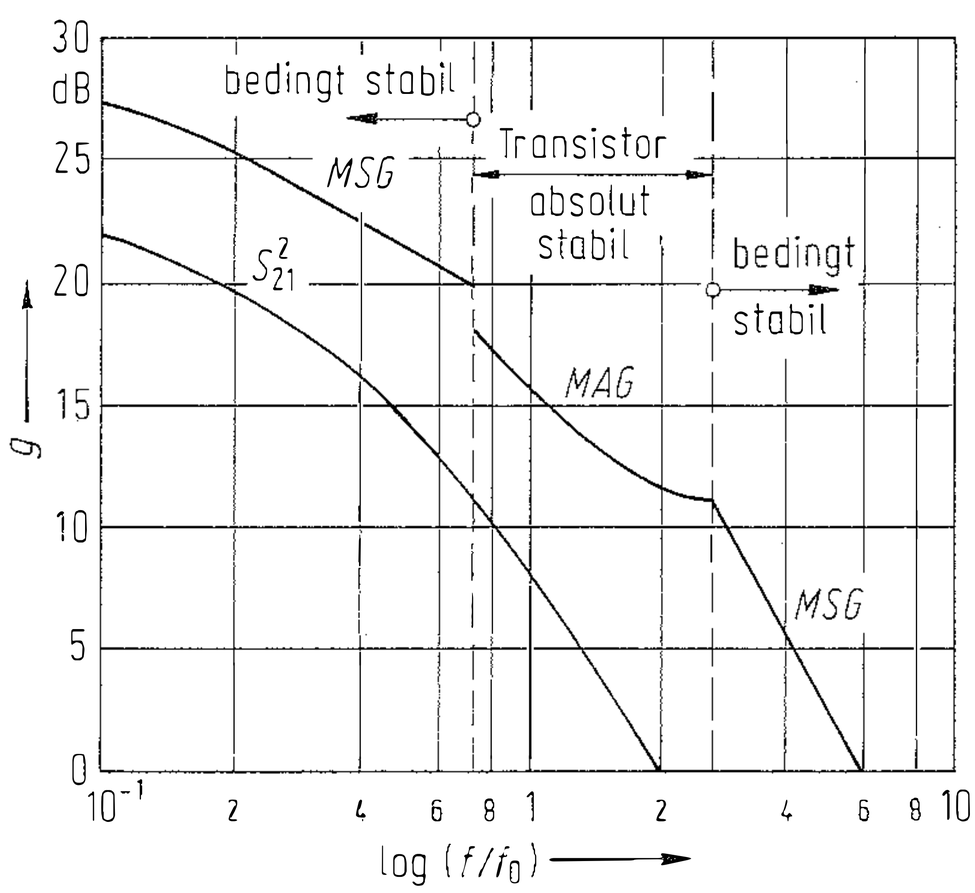


Bild 6. Verstärkung eines Transistors in Emitterschaltung als Funktion der Frequenz

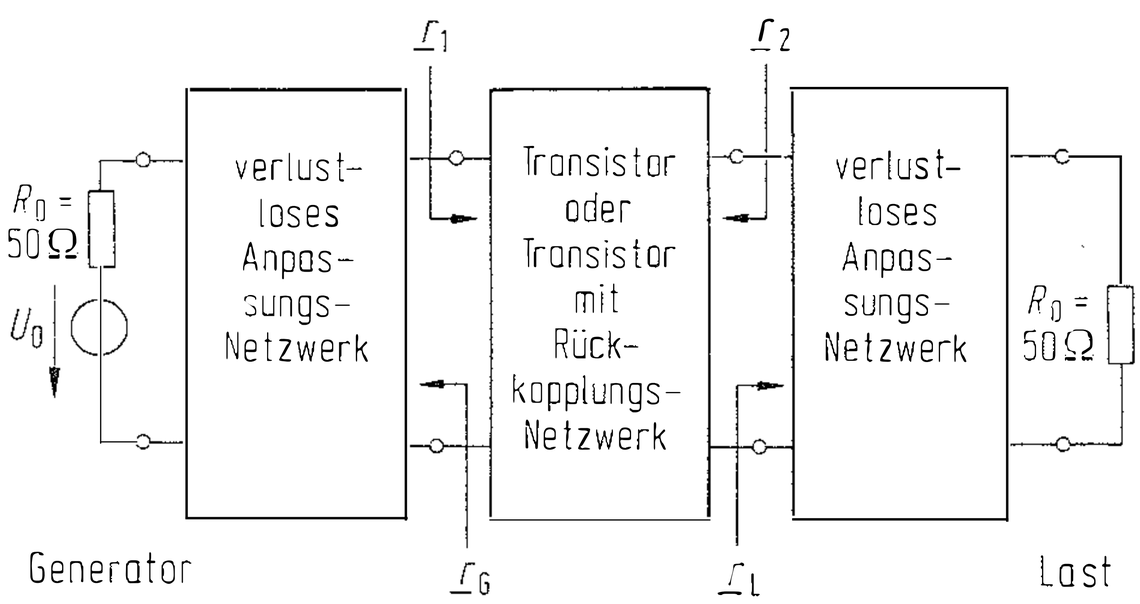


Bild 7. Blockschaltbild eines Transistorverstärkers

1. Schritt bei der Auslegung eines Transistorverstärkers besteht somit stets aus der Berechnung von $\underline{r}_1$ und $\underline{r}_2$, Gl. (26), (27) bzw. (20), (21).
Wird der Verstärker bzw. Transistor so modifiziert, daß $K = 1$ ist, dann erreicht man als maximale stabile Verstärkung (max. stable gain MSG) den Wert

$$MSG = S_{21}/S_{12}. \tag{32}$$

Beidseitige Leistungsanpassung (simultaneous conjugate match) ist nur bei einem absolut stabilen Transistor möglich ($K > 1$ und $|\det \underline{S}| < 1$). In Transistordatenblättern wird deshalb innerhalb des Bereichs absoluter Stabilität $g_{\max}(f)$ dargestellt und außerhalb die maximale stabile Verstärkung (Bild 6).
Die Einfügungsverstärkung g_1 (insertion gain) ist der Quotient aus P_2 und der Leistung, die $\underline{Z}_L$ aufnimmt, wenn diese Impedanz unmittelbar, ohne zwischengeschalteten Verstärker, an den Generator angeschlossen wird.

$$g_I = S_{21}^2 \frac{|1 - \underline{r}_G \underline{r}_L|^2}{|1 - \underline{S}_{22} \underline{r}_L|^2 \, |1 - \underline{r}_1 \underline{r}_G|^2} \tag{33}$$

Kreise konstanter Verstärkung. Beim Entwurf eines Verstärkers, bei dem das primäre Entwicklungsziel maximale Leistungsverstärkung ist, wird üblicherweise eine Schaltung wie in Bild 7 benutzt. Entsprechend Gl. (24) ist dieses Ziel erreicht, wenn die Anpassungsnetzwerke so dimensioniert sind, daß $\underline{r}_L = \underline{r}_2^*$ und $\underline{r}_G = \underline{r}_1^*$ ist. Sofern ein Anpassungsnetzwerk diese Aufgabe nur unvollkommen erfüllt, ist die so erzielte Leistungsverstärkung nicht mehr gleich $g_{\max}$, sondern kleiner. Zur anschaulichen Darstellung dieses Zusammenhangs kann man in der $\underline{r}_L$- bzw. $\underline{r}_G$-Ebene Kurven konstanter Verstärkung einzeichnen.
Gleichung (23) läßt sich als Produkt aus drei Faktoren schreiben:

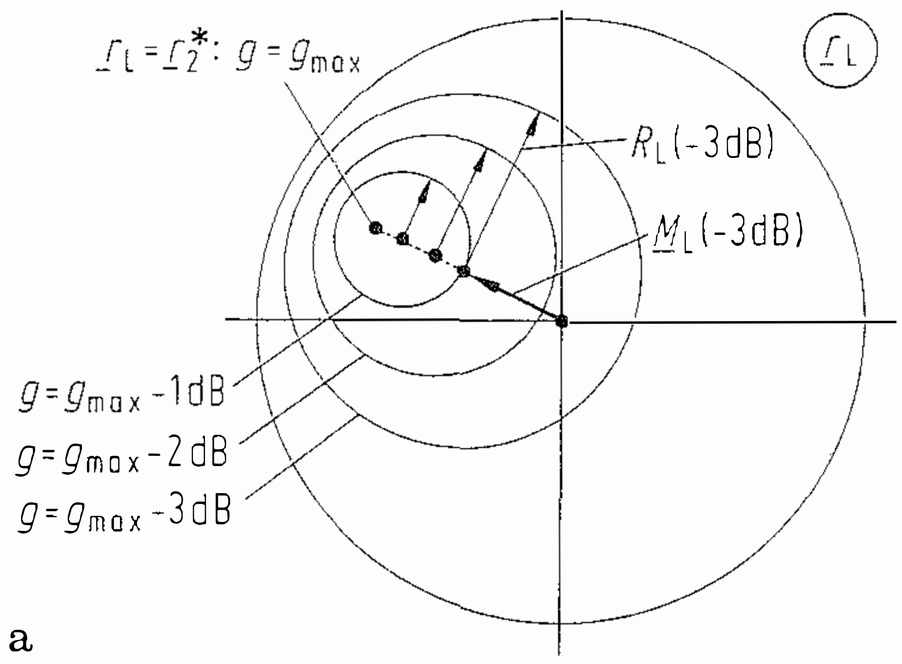
$$g_T = S_{21}^2 \cdot \underbrace{\frac{(1-r_G^2)(1-r_1^2)}{|1 - \underline{r}_G \underline{r}_1|^2}}_{g_G = f(\underline{r}_G, \underline{r}_L, (\underline{S}))} \cdot \underbrace{\frac{1 - r_L^2}{(1-r_1^2)\,|1 - \underline{S}_{22} \underline{r}_L|^2}}_{g_L = f(\underline{r}_L, (\underline{S})) = g/S_{21}^2} . \tag{34}$$

$$g_T = S_{21}^2 \cdot g_G \cdot g_L$$

Der Faktor g_L ist nur von den S-Parametern des Transistors und der Lastimpedanz $\underline{Z}_L$ abhängig. Der geometrische Ort aller Reflexionsfaktoren $\underline{r}_L$, die eine konstante Verstärkung g erzeugen, ist (theoretisch) ein Kreis in der $\underline{r}_L$-Ebene (Bild 8a). Alle Kreismittelpunkte liegen auf einer Geraden durch den Punkt $\underline{r}_L = 0$,

Kreismittelpunkt

$$\underline{M}_L = \frac{g_L(\underline{S}_{22} - \underline{S}_{11}^* \det \underline{S})^*}{1 + g_L(S_{22}^2 - |\det \underline{S}|^2)} \tag{35}$$



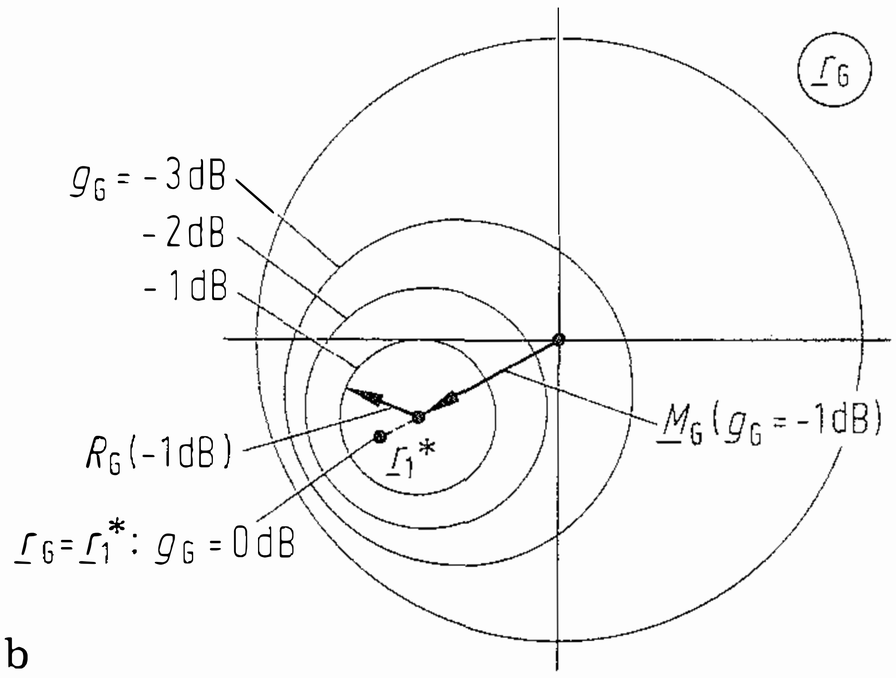


Bild 8. Kreise konstanter Verstärkung: **a)** in der $\underline{r}_L$-Ebene (operating power again circles); **b)** in der $\underline{r}_G$-Ebene für Leistungsanpassung am Ausgang ($\underline{r}_L = \underline{r}_2^*$, available power gain circles)

Kreisradius

$$R_L = \frac{\sqrt{1 - 2 g_L K S_{12} S_{21} + g_L^2 S_{12}^2 S_{21}^2}}{|1 + g_L (S_{22}^2 - |\det \underline{S}|^2)|}. \qquad (36)$$

Analog dazu gilt bei Fehlanpassung am Eingang für den Faktor g_G:

$$\text{Kreismittelpunkt } \underline{M}_G = \frac{g_G \, \underline{r}_1^*}{1 - r_1^2 (1 - g_G)}$$

$$\text{Kreisradius } R_G = \frac{\sqrt{1 - g_G}(1 - r_1^2)}{1 - r_1^2 (1 - g_G)}. \qquad (37)$$

In der $\underline{r}_G$-Ebene sind die Zusammenhänge weniger gut durchschaubar, denn der Faktor g_G ist über den Reflexionsfaktor $\underline{r}_1$ eine Funktion von $\underline{r}_L$ (Gl. (20)). Die in Bild 8b dargestellten Kreise konstanter Verstärkung gelten für Leistungsanpassung am Ausgang ($\underline{r}_L = \underline{r}_2^*$). Für Lastreflexionsfaktoren $\underline{r}_L \neq \underline{r}_2^*$ ergeben sich jeweils andere Kreisscharen.

Eine andere Herleitung der Kreise konstanter Verstärkung in der $\underline{r}_G$-Ebene geht von der verfügbaren Leistungsverstärkung g_A (available power gain) aus. Die Kenngröße g_A ist gleich g_{max} in Gl. (24). Mit g_A ist es möglich, den Einfluß einer Fehlanpassung am Eingang bei Leistungsanpassung am Ausgang zu beschreiben

Kreismittelpunkt

$$\underline{M}_G = \frac{g_A (\underline{S}_{11} - \underline{S}_{22}^* \det \underline{S})^*}{S_{21}^2 + g_A (S_{11}^2 - |\det \underline{S}|^2)}$$

(38)

Kreisradius

$$R_G = S_{21}^2 \, \frac{\sqrt{1 - 2 g_A K S_{12}/S_{21} + (g_A S_{12}/S_{21})^2}}{|S_{21}^2 + g_A (S_{11}^2 - |\det \underline{S}|^2)|}.$$

Diese Kreisscharen gelten nur für Leistungsanpassung am Ausgang. Für diesen Fall sind sie identisch mit den Kreisen nach Gl. (37). Der Parameter g_G durchläuft den Wertebereich von 0 bis 1, g_A den von 0 bis g_{max}. Bei einem bedingt stabilen Transistor wird am Eingang ein möglichst kleiner Reflexionsfaktor $\underline{r}_G$ gewählt, so daß Stabilität gewährleistet ist, und der Ausgang wird leistungsangepaßt.

Die hier benutzten S-Parameter beschreiben die Transistor- bzw. Verstärkereigenschaften innerhalb des linearen Bereichs. Für ein Signal $\underline{a}_1$ der Frequenz f_1 am Eingang läßt sich das Signal $\underline{a}_2$ bei der gleichen Frequenz f_1 am Ausgang berechnen. Die bei anderen Frequenzen, z.B. $2f_1$, $3f_1$, ... am Ausgang auftretenden Signale müssen getrennt behandelt werden. Der lineare Bereich eines Kleinsignalverstärkers im A-Betrieb beginnt beim Eingangssignal 0 und endet bezüglich der Grundschwingung f_1 spätestens dort, wo der erste Transistor in den Bereich der Sättigung kommt (Bild 9a). Die S-Parameter des linearen Bereichs sind im Idealfall pegelunabhängig und heißen Kleinsignal-S-Parameter.

Als Dynamikbereich eines Verstärkers bezeichnet man die Pegeldifferenz zwischen Sättigungseinsatz und Rauschpegel am Ausgang. Unabhängig davon werden heutzutage viele Verstärker in Empfängereingangsstufen mit Nutzsignalen betrieben, die unterhalb des Eingangsrauschens liegen, beispielsweise in der Spread-spectrum-Technik (Beispiel: GPS-Empfänger). Die Linearität eines Verstärkers bei kleinen Signalamplituden wird weder durch externes noch durch internes Rauschen beeinträchtigt. Erst die nachfolgende Signalverarbeitung entscheidet darüber, ob Signal-Rausch-Abstände unter 0 dB nutzbar sind oder nicht.

Will man das nichtlineare Verstärkerverhalten im Sättigungsbereich (Bild 9a) berechnen, so muß man Großsignal-S-Parameter benutzen. Diese beschreiben ausschließlich die Grundschwingung des HF-Signals. Betrag und Phase der Großsignal-S-Parameter ändern sich als Funktion des HF-Signalpegels. Für Näherungsrechnungen ist zunächst das Großsignalverhalten von $\underline{S}_{21}$ zu berücksichtigen. Für genauere Rechnungen ist auch noch die Pegelabhängigkeit

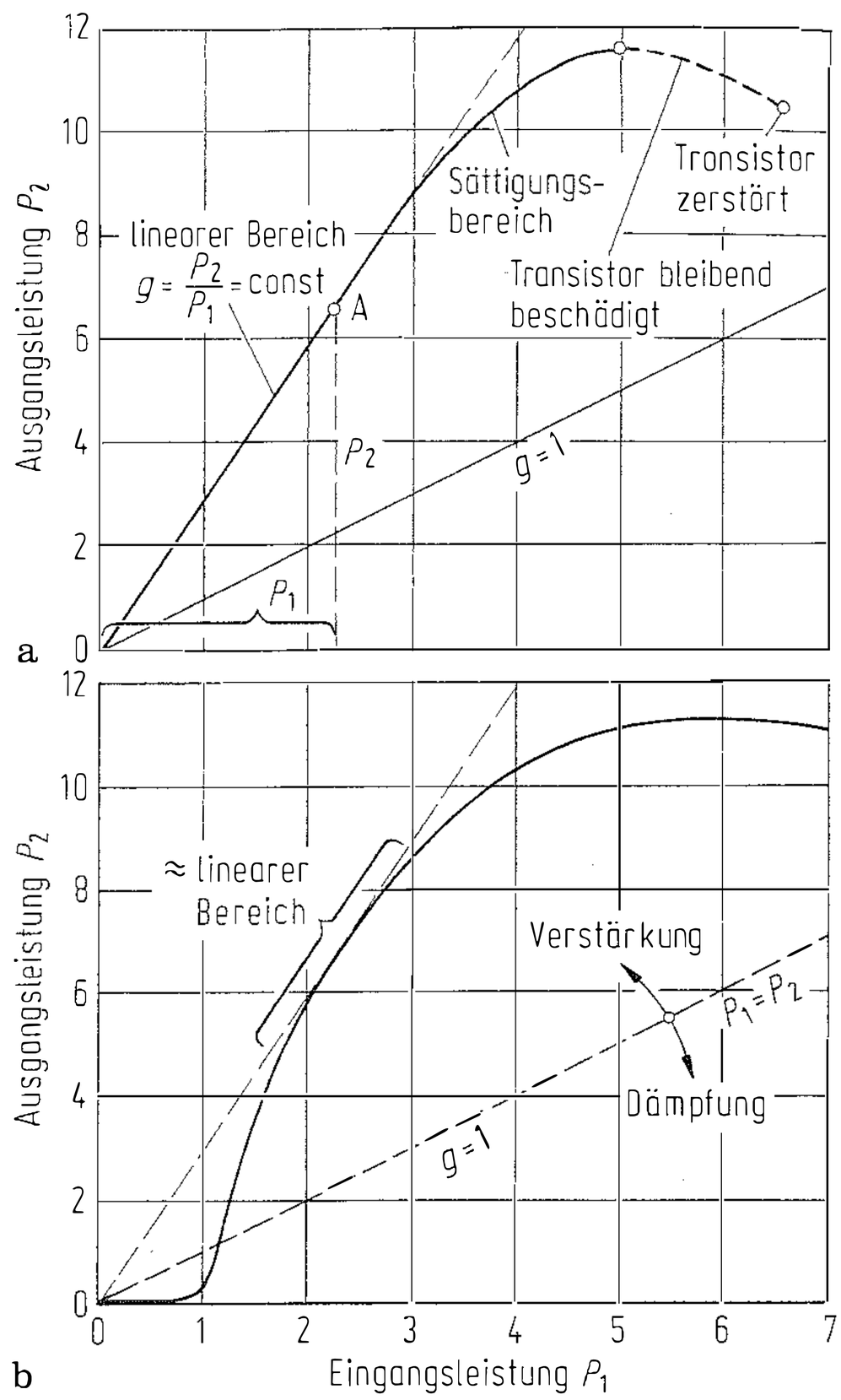


Bild 9. **a)** Verstärker mit Kleinsignaltransistor im A-Betrieb; **b)** Verstärker mit Leistungstransistor im C-Betrieb

von $\underline{S}_{22}$, von $\underline{S}_{11}$ und schließlich von $\underline{S}_{12}$ mit einzubeziehen.

Auch dann, wenn der Transistor in einer anderen Betriebsart eingesetzt wird (AB-, B- oder C-Betrieb), werden die Kleinsignal-S-Parameter des A-Betriebs ungültig. Die in Bild 9b beispielhaft dargestellte Charakteristik eines Leistungsverstärkers im C-Betrieb hat einen nach oben und nach unten eingeschränkten linearen Bereich. Die hier zur Beschreibung notwendigen Großsignal-S-Parameter unterscheiden sich in aller Regel so stark von den Kleinsignal-S-Parametern (der gleiche Transistor kann selbstverständlich auch im A-Betrieb eingesetzt werden und kleine Signale verstärken), daß eine Berechnung der Verstärkereigenschaften nur sinnvoll ist, wenn diese Großsignal-P-Parameter benutzt werden.

Spezielle Literatur: [1] *Stern, A. P.:* Stability and power gain of tuned transistor amplifiers. Proc. IRE 45, März 1957. – [2] *Linvill, J. G.; Gibbons, J. F.:* Transistors and active circuits. New York: Mc Graw-Hill 1961. – [3] *Rollett, J. M.:* Stability and power-gain invariants of linear two-ports. IRE-Trans. CT-9 (1962) 29–32. – [4] *Woods, D.:* Reappraisal of the unconditional stability criteria for active 2-port networks in terms of S-parameters. IEEE-CAS 23, Nr. 2 (1976) 73–81. – [5] *Michel, H. J.:* Zweitor-Analyse mit Leistungswellen. Stuttgart: Teubner 1981.

3 Schaltungskonzepte
Circuit concepts

3.1 Grundschaltungen
Basic transistor configurations

In Bild 1 sind die drei möglichen Grundschaltungen angegeben, in denen man mit einem Transistor Leistungsverstärkung erreichen kann. Für HF- und Mikrowellenverstärker wird überwiegend die Emitterschaltung nach Bild 1a eingesetzt. Sie bietet für Standardanwendungen die besten Eigenschaften.

Für das physikalische Verständnis der Rückwirkungen innerhalb einer Transistorschaltung kann man bei niedrigen Frequenzen das stark vereinfachte Modell nach Bild 2 betrachten: Die im Innern des Transistors vorhandene, aufbau-

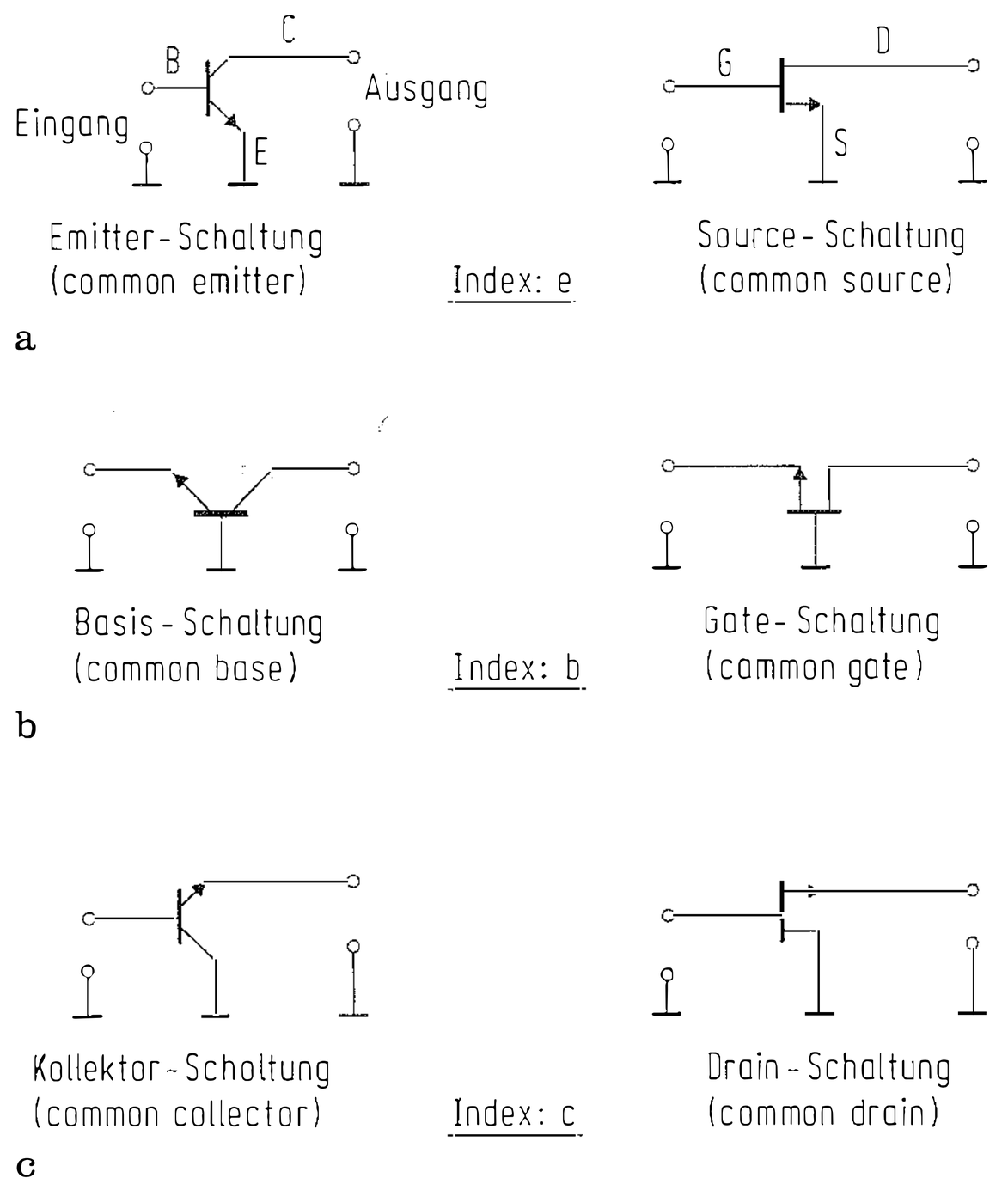


Bild 1. Verstärkergrundschaltungen, dargestellt am Beispiel eines bipolaren npn-Transistors (Kollektor C, Emitter E, Basis B) und eines n-Kanal-MESFETs bzw. JFETs, GaAs-FETs (source S, drain D, gate G)

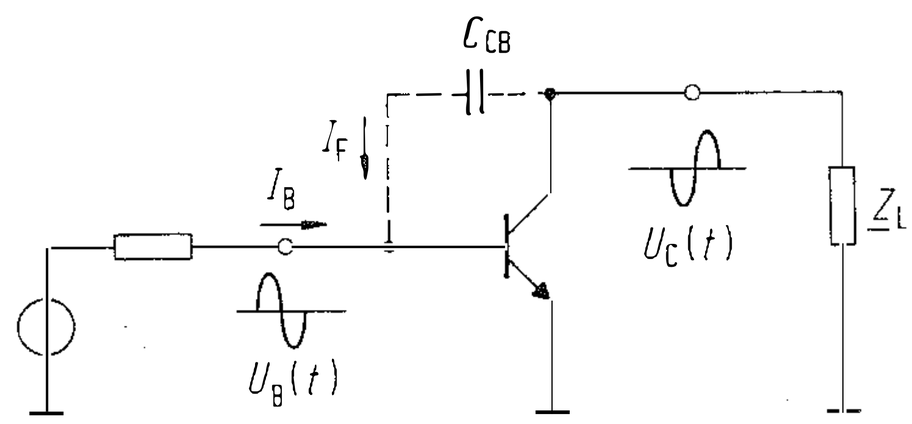


Bild 2. Spannungsgegenkopplung über die interne Kollektor-Basis-Kapazität C_{CB}; bei niedrigen Frequenzen ist die Kollektorspannung U_C gegenphasig zur Basisspannung U_B

Spezielle Literatur Seite F 18

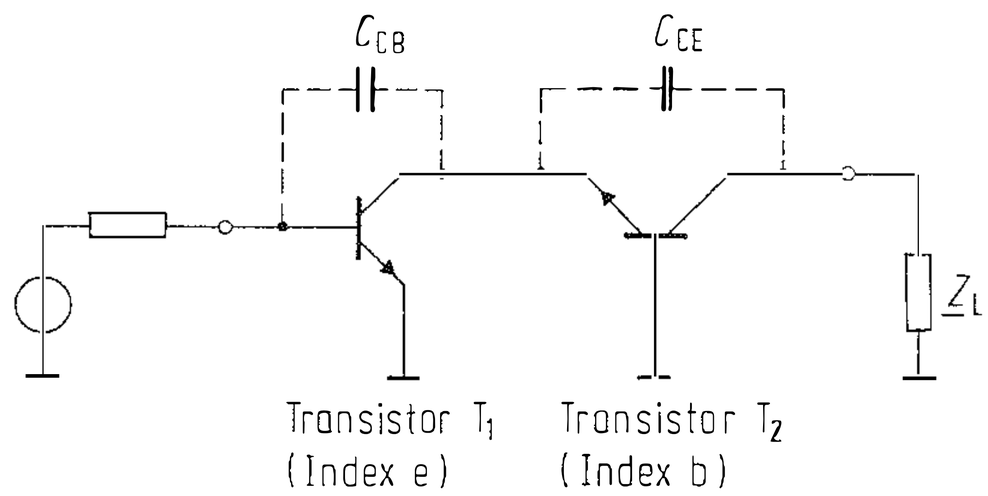


Bild 3. Cascode-Schaltung

bedingte Kapazität C_{CB} bewirkt eine Spannungsgegenkopplung. Der Strom I_F vermindert den Eingangsstrom I_B, so daß mit zunehmender Frequenz die Verstärkung der Schaltung abnimmt. Da C_{CB} zwischen der Eingangsspannung U_B und der Ausgangsspannung $U_C = -v_u \cdot U_B$ angeschlossen ist, nimmt I_F proportional zu $v_u + 1$ zu. Eine große Spannungsverstärkung v_u erzeugt also große Rückwirkungen vom Ausgang auf den Eingang. Parallel zum Eingang ist die Kapazität $(v_u + 1)\,C_{CB}$ (Miller-Kapazität) wirksam.
Durch die Verwendung der Cascode-Schaltung wird diese Rückwirkung vermindert (Bild 3). Aufgrund der niedrigen Eingangsimpedanz der Basisschaltung mit T_2 wird die Spannungsverstärkung von T_1 etwa gleich 1. Bezüglich der Rückwirkung sind die Kondensatoren C_{CE} und C_{CB} in Serie geschaltet. Da C_{CE} typisch um den Faktor 5 kleiner ist als C_{CB}, wird die Cascode-Schaltung häufig so berechnet, als ob sie ideal rückwirkungsfrei sei ($Y_{12} = 0$).
Wenn Transistor T_1 die Y-Parameter mit dem Index e und Transistor T_2 die Y-Parameter mit dem Index b hat, sind die Y-Parameter der Cascode-Schaltung:

$$\begin{aligned}
\underline{Y}_{11} &= (\underline{Y}_{11\,e}(\underline{Y}_{22\,e} + \underline{Y}_{11\,b}) - \underline{Y}_{21\,e}\,\underline{Y}_{12\,e})/\underline{N} \approx \underline{Y}_{11\,e}\\
\underline{Y}_{12} &= -\,\underline{Y}_{12\,e}\,\underline{Y}_{12\,b}/\underline{N} \approx 0\\
\underline{Y}_{21} &= -\,\underline{Y}_{21\,e}\,\underline{Y}_{21\,b}/\underline{N} \approx \underline{Y}_{21\,e}\\
\underline{Y}_{22} &= (\underline{Y}_{22\,b}(\underline{Y}_{22\,e} + \underline{Y}_{11\,b}) - \underline{Y}_{12\,b}\,\underline{Y}_{21\,b})/\underline{N} \approx \underline{Y}_{22\,b}
\end{aligned} \tag{1}$$

mit $\underline{N} = \underline{Y}_{22\,e} + \underline{Y}_{11\,b}$.

Für die Näherungswerte in Gl. (1) ergibt sich

$$g_{max} = \frac{Y_{21}^2}{4\,\mathrm{Re}\,\underline{Y}_{11}\,\mathrm{Re}\,\underline{Y}_{22}}. \tag{2}$$

Die überwiegend im MHz-Bereich als Kleinsignalverstärker eingesetzten Dual-Gate-FETs entsprechen in ihren Eigenschaften einer in einem Gehäuse integrierten Cascode-Schaltung.
Die Basisschaltung (Bild 1 b) hat eine niedrigere Eingangsimpedanz und weniger Verstärkung als die Emitterschaltung. Wegen ihrer geringen Rückwirkung war sie früher die Standard-HF-Verstärkerschaltung. Da man heute Transistoren mit ausreichend kleiner Rückwirkungskapazität C_{CB} herstellen kann, hat sie an Bedeutung verloren. Bei vielen Mikrowellen- und Leistungstransistoren ist der Einsatz als Emitter- bzw. Basis-Schaltung durch die Gehäusebauform vorgegeben. Einige Typen werden in zwei Bauformen geliefert: mit dem Emitter auf Masse (am Kühlkörper, s. Bild 7.7) zum Bau von Verstärkern und mit der Basis auf Masse zum Bau von Oszillatoren. Die Kollektorschaltung hat eine niedrigere Ausgangsimpedanz als die anderen Schaltungsformen. Sie wird im oberen HF- und im Mikrowellenbereich (außer in MMICs) nicht verwendet.
Einfache Zusammenhänge in der Art, daß bei der Emitterschaltung 180° und bei der Basisschaltung 0° Phasenverschiebung zwischen Eingangssignal und Ausgangssignal auftreten, sind Grenzwerte bei niedrigen Frequenzen. Bei höheren Frequenzen, also beispielsweise oberhalb von 100 MHz, ist dies auch näherungsweise nicht mehr gültig.

Umrechnung der Y-Parameter von einer Grundschaltung in eine andere:

$$\begin{aligned}
\underline{Y}_{11\,e} &= \underline{Y}_{11\,b} + \underline{Y}_{12\,b} + \underline{Y}_{21\,b} + \underline{Y}_{22\,b} &&= \underline{Y}_{11\,c}\\
\underline{Y}_{12\,e} &= -\,\underline{Y}_{12\,b} - \underline{Y}_{22\,b} &&= -\,\underline{Y}_{11\,c} - \underline{Y}_{12\,c}\\
\underline{Y}_{21\,e} &= -\,\underline{Y}_{21\,b} - \underline{Y}_{22\,b} &&= -\,\underline{Y}_{11\,c} - \underline{Y}_{21\,c}\\
\underline{Y}_{22\,e} &= \underline{Y}_{11\,c} + \underline{Y}_{12\,c} + \underline{Y}_{21\,c} + \underline{Y}_{22\,c} &&= \underline{Y}_{22\,b}
\end{aligned} \tag{3}$$

$$\begin{aligned}
\underline{Y}_{11\,b} &= \underline{Y}_{11\,e} + \underline{Y}_{12\,e} + \underline{Y}_{21\,e} + \underline{Y}_{22\,e} &&= \underline{Y}_{22\,c}\\
\underline{Y}_{12\,b} &= -\,\underline{Y}_{12\,e} - \underline{Y}_{22\,e} &&= -\,\underline{Y}_{21\,c} - \underline{Y}_{22\,c}\\
\underline{Y}_{21\,b} &= -\,\underline{Y}_{21\,e} - \underline{Y}_{22\,e} &&= -\,\underline{Y}_{12\,c} - \underline{Y}_{22\,c}\\
\underline{Y}_{22\,b} &= \underline{Y}_{11\,c} + \underline{Y}_{12\,c} + \underline{Y}_{21\,c} + \underline{Y}_{22\,c} &&= \underline{Y}_{22\,e}
\end{aligned} \tag{4}$$

$$
\begin{aligned}
\underline{Y}_{11c} &= \underline{Y}_{11b} + \underline{Y}_{12b} + \underline{Y}_{21b} + \underline{Y}_{22b} &&= \underline{Y}_{11e} \\
\underline{Y}_{12c} &= -\underline{Y}_{11e} - \underline{Y}_{12e} &&= -\underline{Y}_{11b} - \underline{Y}_{21b} \\
\underline{Y}_{21c} &= -\underline{Y}_{11e} - \underline{Y}_{21e} &&= -\underline{Y}_{11b} - \underline{Y}_{12b} \qquad (5) \\
\underline{Y}_{22c} &= \underline{Y}_{11e} + \underline{Y}_{12e} + \underline{Y}_{21e} + \underline{Y}_{22e} &&= \underline{Y}_{11b}
\end{aligned}
$$

Der Index e bezeichnet die Y-Parameter des Transistors in Emitter- bzw. Source-Schaltung. Zur Umrechnung von S-Parametern werden diese in Y-Parameter umgewandelt, dann umgerechnet und wieder rückgewandelt.

3.2 Rückkopplung, Neutralisation

Feedback, neutralisation

Bild 4 zeigt die beiden häufigsten Rückkopplungsschaltungen [1, 13]. Die S-Parameter des Transistors mit Rückkopplung werden berechnet durch Umwandeln in Y- bzw. Z-Parameter und anschließendes Rückwandeln. Die bei niedrigen Frequenzen sehr häufig eingesetzte Stromgegenkopplung (Bild 4b) erzeugt im oberen HF- und im Mikrowellenbereich meist unlösbare Stabilitätsprobleme. Sofern man diese vermeiden möchte, sorgt man für einen induktivitätsarmen,

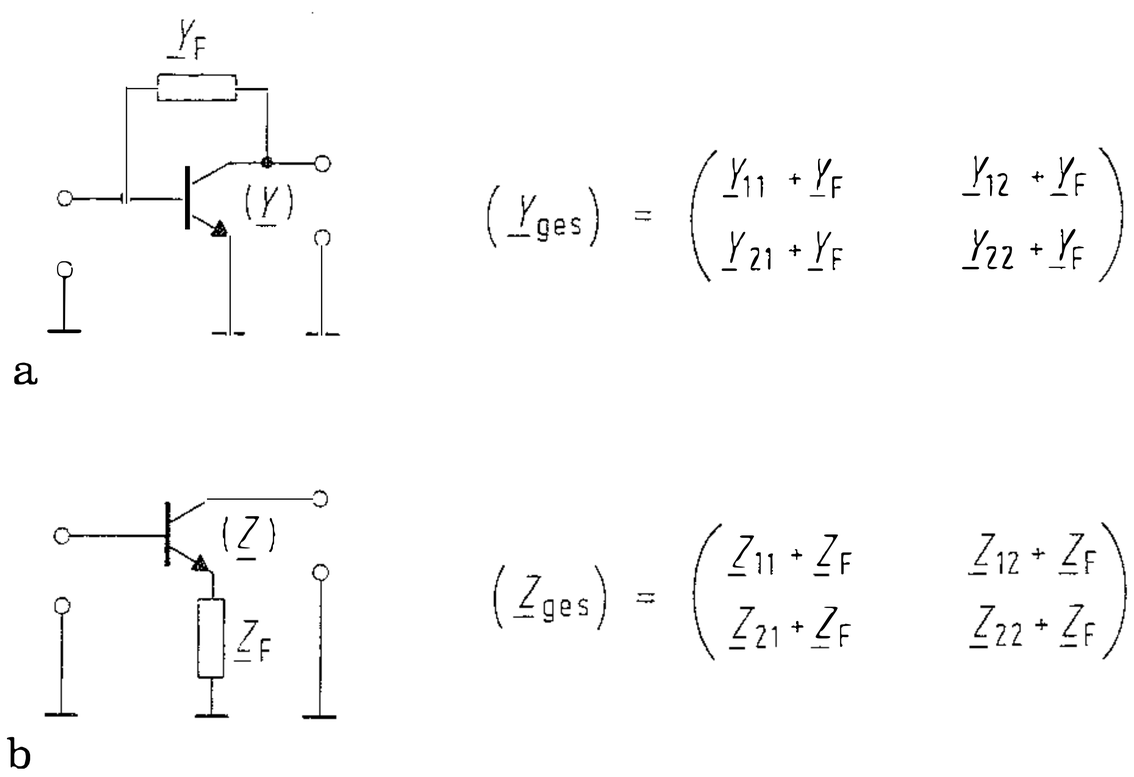


Bild 4. Einfache Rückkopplungsschaltungen für einen Transistor in Emitterschaltung.
a) Spannungsgegenkopplung (parallel feedback);
b) Stromgegenkopplung (series feedback)

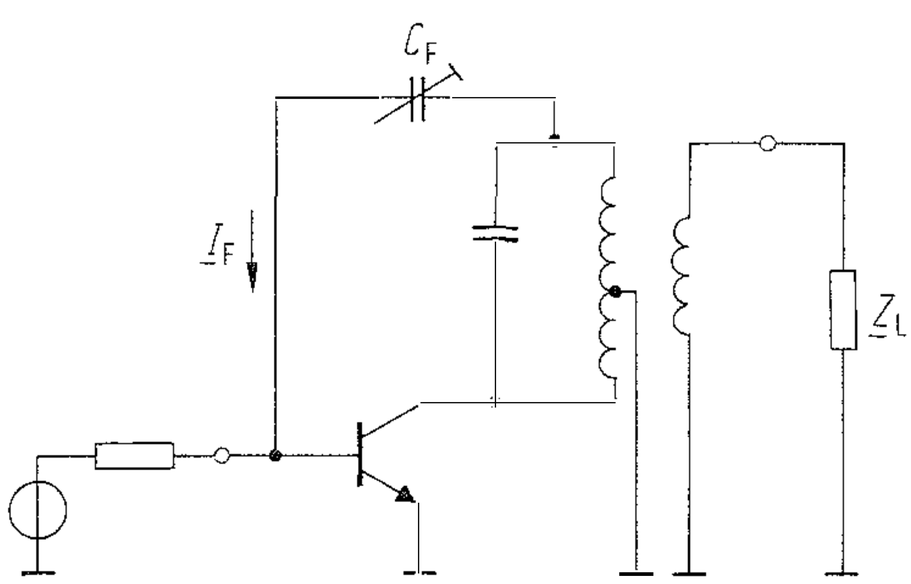


Bild 5. Neutralisierter HF-Verstärker. HF-Schaltbild: Der Anschluß der positiven Versorgungsspannung ist als Masse gezeichnet, die Schaltung zur Einstellung des Gleichstromarbeitspunkts ist nicht dargestellt

für alle Frequenzen von 0 bis f_{max} gleich guten Massekontakt des Emitters.
Unter Neutralisation versteht man eine Rückkopplung in der Form, daß Im $\underline{Y}_{12\,ges} = 0$ ist. Bild 5 zeigt ein Beispiel. Der Kondensator C_F wird so eingestellt, daß der Strom I_F gegenphasig gleich groß zu dem intern über C_{CB} fleißenden Strom ist (s. Bild 2). Die Neutralisation wird eingesetzt bei Kleinsignalverstärkern bis 30 MHz. Breitband- und Leistungsverstärker können nicht neutralisiert werden. Für den Fall, daß Re $\underline{Y}_{12}$ vernachlässigbar klein ist, oder daß das Rückkopplungsnetzwerk so erweitert wird, daß $\underline{Y}_{12} = 0$ gilt, ist der neutralisierte Verstärker zugleich rückwirkungsfrei.

3.3 Rückwirkungsfreiheit

Unilateralisation

Bedingung: $\underline{S}_{12} = 0$ bzw. $\underline{Y}_{12} = 0$

a) Diese Bedingung ist schmalbandig zu erfüllen durch verlustlose Rückkopplung. Das resultierende Gesamtnetzwerk hat bei beidseitiger Leistungsanpassung eine Verstärkung U, die größer ist als der Wert g_{max} des Transistors ohne Rückkopplung. U (maximum unilateral gain) ergibt sich mit den S-Parametern des Transistors zu

$$U = \frac{\frac{1}{2}\left|\frac{\underline{S}_{21}}{\underline{S}_{12}} - 1\right|^2}{K\,\frac{S_{21}}{S_{12}} - \mathrm{Re}\,\frac{\underline{S}_{21}}{\underline{S}_{12}}}. \qquad (6)$$

Bei dieser Gleichung ist zu beachten, daß der Parameter $\underline{S}_{12}$ nur für den rückgekoppelten Verstärker gleich 0 ist. Der in Gl. (6) einzusetzende Parameter $\underline{S}_{12}$ des Transistors ist ungleich 0.

b) Die Bedingung ist näherungsweise breitbandig erfüllbar für:
- Cascode-Stufen,
- Dual-Gate FETs
- einige HF-Transistoren mit geringer Verstärkung im unteren Teil ihres Betriebsfrequenzbereichs.

Ein rückwirkungsfreier Verstärker (unilateral amplifier) hat folgende Vorteile:
- er ist absolut stabil,
- er ist viel einfacher zu berechnen und zu überschauen (in allen Gleichungen wird $\underline{S}_{12} = 0$ gesetzt),

– bei Abgleich des Ausgangsnetzwerks ändert sich die Eingangsimpedanz nicht und umgekehrt; Ausgang und Eingang sind voneinander isoliert.

3.4 Verstärkungsregelung
Gain control

Die im NF-Bereich übliche Verstärkungsregelung über den Gleichstromarbeitspunkt des Transistors ist mit Ausnahme von MOSFETs nur im unteren MHz-Bereich üblich. Mit dem Arbeitspunkt ändern sich nicht nur die S-Parameter, also auch Eingangs- und Ausgangsimpedanz des Transistors, sondern ebenfalls alle anderen Kennwerte wie beispielsweise die Rauschzahl und das Intermodulationsverhalten.
Wesentlich bessere Ergebnisse lassen sich mit Dual-Gate FETs und Cascode-Schaltungen erreichen. Die Verstärkung wird mit der Vorspannung am Gate 2 bzw. mit dem Basis-Strom des Transistors T_2 in Basisschaltung eingestellt (Bild 3). Eine andere Möglichkeit besteht darin, den Verstärker selbst unverändert zu lassen und statt dessen ein elektronisch steuerbares Dämpfungsglied (mit GaAs FETs oder Pin-Dioden) davorzuschalten.

3.5 Anpaßnetzwerke
Matching networks

Die Aufgaben der Anpaßnetzwerke am Eingang und am Ausgang eines Transistors (Bild 2.7) sind vielfältig, abhängig davon, welche Eigenschaften der Verstärker haben soll. Zu diesen Aufgaben kann beispielsweise gehören:
- Leistungsanpassung am Eingang und Ausgang für maximale Verstärkung,
- Rauschanpassung am Eingang und Leistungsanpassung am Ausgang für minimale Rauschzahl,
- Filterwirkung zur Einschränkung des Durchlaßbereichs bei selektiven Verstärkern,
- Filterwirkung zur Unterdrückung von Harmonischen am Ausgang oder zur Verminderung von Nachbarkanalstörungen am Eingang,
- Gewährleistung der Stabilität außerhalb des Betriebsfrequenzbereichs,
- Kompensation der Frequenzabhängigkeit der Transistoreigenschaften bei Breitbandverstärkern.

Weiterhin sollten die einzelnen Bauelemente Größen haben, die sich gut realisieren lassen, das Netzwerk soll normalerweise verlustarm sein, und es sollte sich gut abgleichen lassen.
Der Entwurf wird entweder graphisch im Smith-Diagramm [8] oder mit einem CAD-Programm

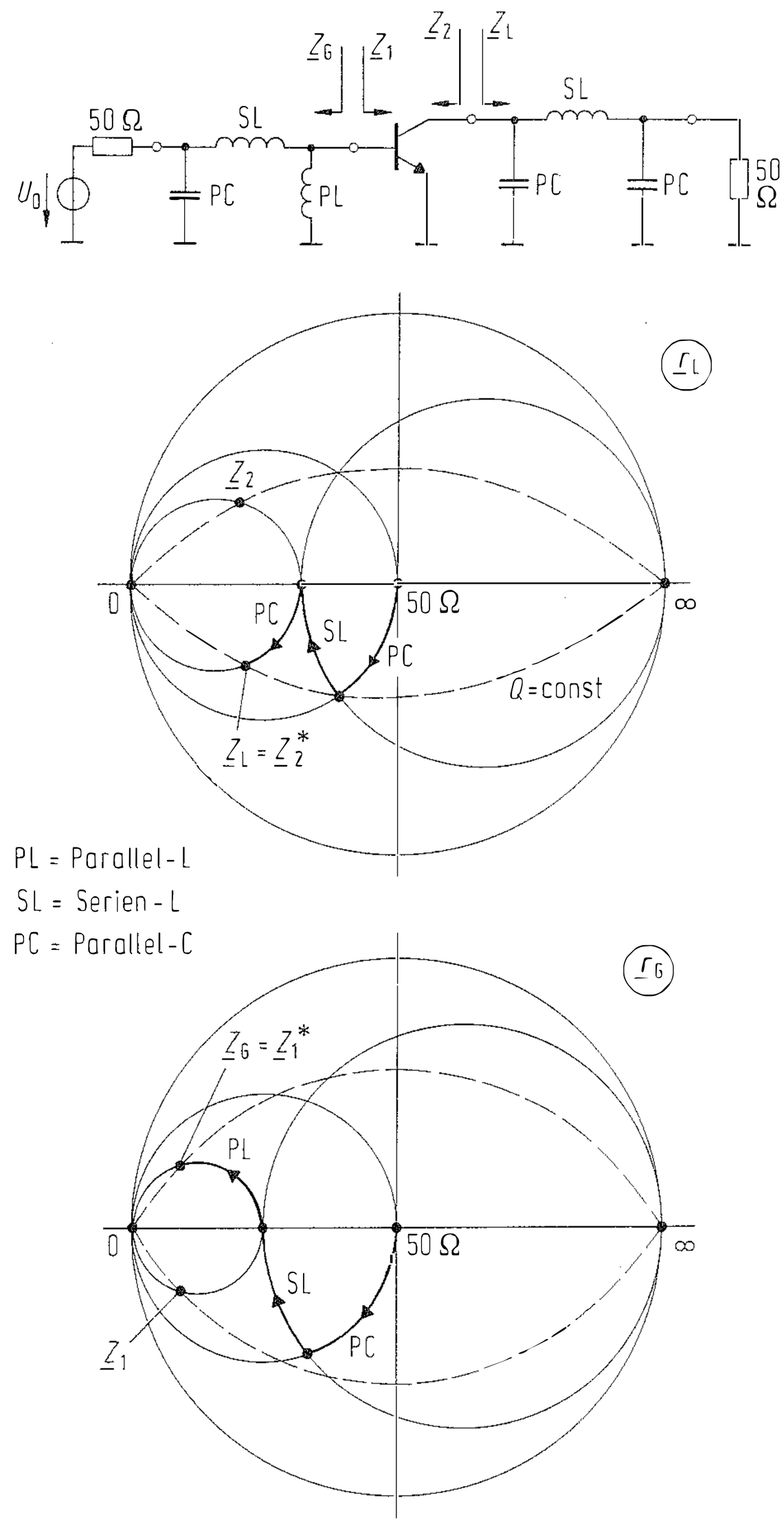


Bild 6. Entwurfsbeispiel im Smith-Diagramm mit jeweils drei konzentrierten Blindelementen zur beidseitigen Leistungsanpassung

durchgeführt. Bild 6 zeigt ein einfaches Beispiel mit beidseitiger Leistungsanpassung. Bei höheren Frequenzen und bei höherer Leistung besteht diese Aufgabe immer darin, eine niederohmige Impedanz in den Punkt $\underline{r} = 0$ zu transformieren. Grundsätzlich liefert das Netzwerk mit dem kürzesten Transformationsweg die geringsten Verluste und die größte Bandbreite.
Bei Anpassung mit Abzweigschaltungen ist es für die anschauliche Beurteilung der Breitbandigkeit eines möglichen Transformationswegs hilfreich, in die $\underline{r}$-Ebene Linien konstanter Güte Q einzutragen.

$$Q = \frac{|\mathrm{Im}\,\underline{Z}|}{\mathrm{Re}\,\underline{Z}}. \qquad (7)$$

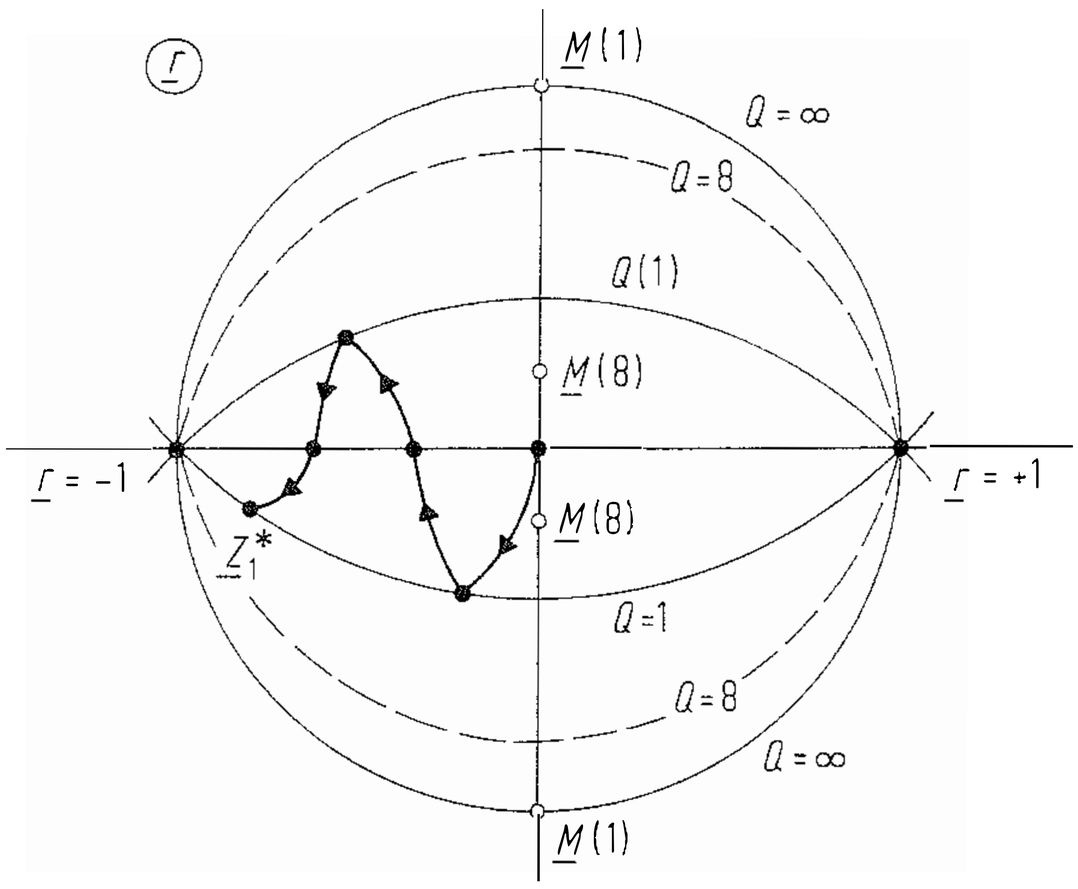


Bild 7. Kreise konstanter Güte Q in der Reflexionsfaktorebene; Transformationsweg eines Anpaßnetzwerks mit von Knoten zu Knoten gleichbleibender örtlicher Güte

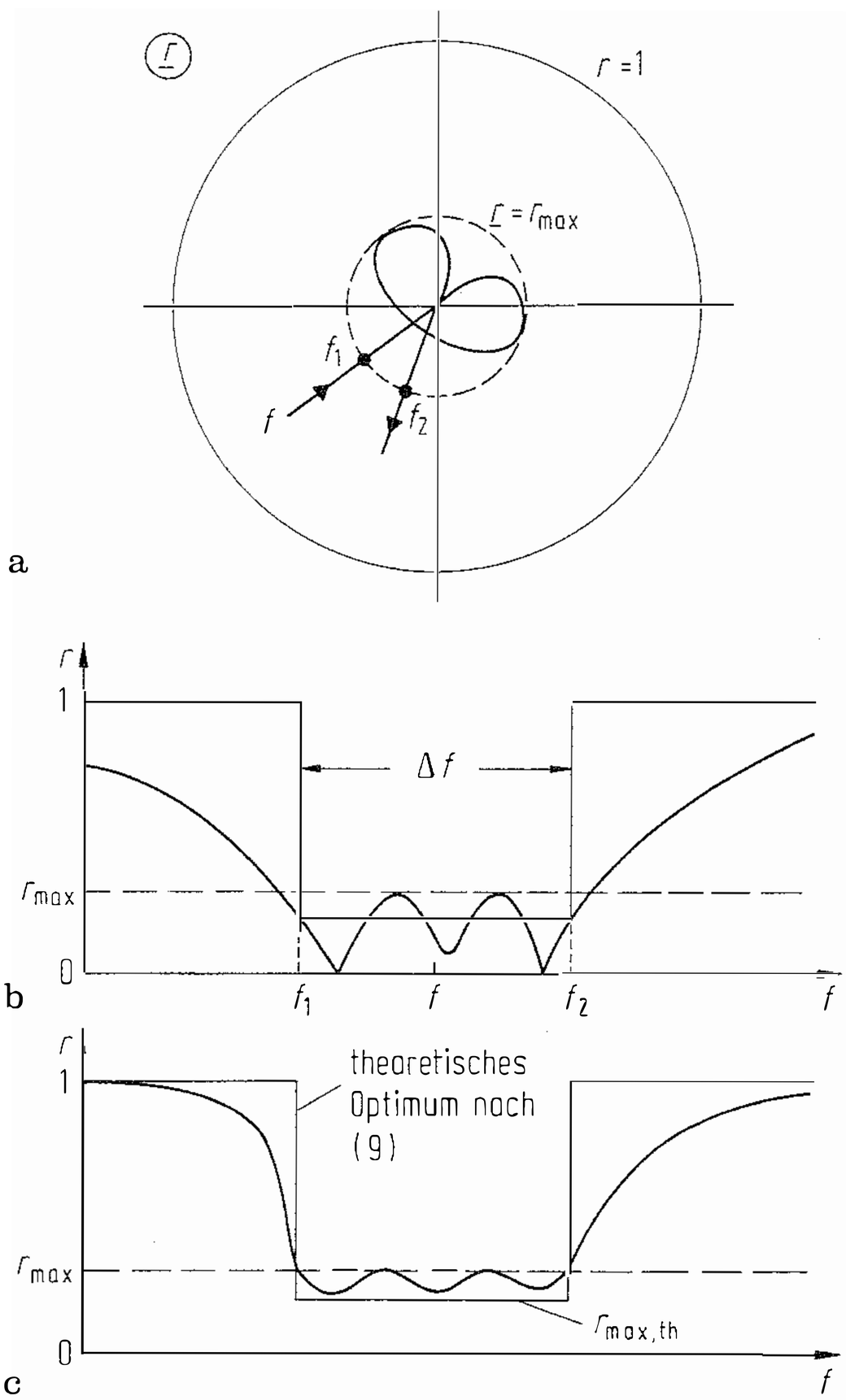


Bild 8. Frequenzgang eines Breitbandanpaßnetzwerks: **a)** in der $\underline{r}$-Ebene; **b)** als Amplitudengang; **c)** optimierter Amplitudengang, mit steilen Flanken und ohne Nullstellen

Der geometrische Ort aller Impedanzen $\underline{Z}$, die die gleiche Güte Q haben, sind zwei Kreisbögen mit dem

$$\text{Kreismittelpunkt } \underline{M}_Q = \pm \mathrm{j}/Q, \tag{8}$$

die durch die Punkte $\underline{r} = \pm 1$ gehen (Bild 7). Betrachtet man an jedem i-ten Knoten eines Anpaßnetzwerks den Quotienten aus Imaginärteil und Realteil der dortigen Eingangsimpedanz $\underline{Z}_i$ als örtliche Güte Q_i, so ist der im Verlauf der Transformation auftretende Maximalwert Q_{max} maßgeblich für die Bandbreite des Gesamtnetzwerks. Je kleiner Q_{max}, desto größer ist die erreichbare Bandbreite. Dieses Gütekonzept wird verständlich, wenn man z. B. das Eingangsnetzwerk in Bild 6 so umzeichnet, daß man erkennt, daß es ein teilangekoppelter Parallelresonanzkreis ist (ohne magnetische Kopplung der Spulen). Für Resonanzkreise gilt: $Q = f_{res}/\Delta f$. In Bild 7 ist ein nach diesem Konzept optimierter Transformationsweg als Beispiel eingezeichnet. Die konjugiert komplexe Transistorimpedanz $\underline{Z}_1^*$ hat die Güte $Q = 1$. Der anschließende Transformationsweg ist so gewählt, daß an jedem Knoten $Q_i \leq 1$ ist. Der durch den Transistor vorgegebene Gütewert wird durch das Anpaßnetzwerk somit nicht weiter verschlechtert.

Je breitbandiger ein Anpaßnetzwerk sein soll, desto mehr Bauelemente werden benötigt. Mit jedem zusätzlichen LC-Glied kann man bei einer weiteren Frequenz ideale Leistungsanpassung erreichen. Ziel einer optimierten Breitbandanpassung ist jedoch nicht dieses, sondern die Forderung, innerhalb der gewünschten Bandbreite Δf einen möglichst kleinen Reflexionsfaktor r_{max} nicht zu überschreiten (Bild 8). Der theoretisch nicht zu unterschreitende Grenzwert, wenn die Admittanz $\underline{Y} = 1/R + \mathrm{j}\omega C$ anzupassen ist, kann abgeschätzt werden mit [2–4]:

$$r_{max,th} = \exp\left(-\pi \frac{Q_{Netzwerk}}{Q_{Admittanz}}\right) = \mathrm{e}^{-1/(2RC\Delta f)} \tag{9}$$

$$Q_{Netzwerk} = f/\Delta f$$

$$r_{max,th} \text{ in dB} = -\frac{4{,}3}{RC\Delta f}. \tag{10}$$

Für Tiefpaßanpassung ist Δf die 3-dB-Grenzfrequenz. Bei induktiver Impedanz $\underline{Z} = 1/G + \mathrm{j}\omega L$ wird RC durch GL ersetzt. Wenn die anzupassende Schaltung besser durch R und L parallel oder durch R und C in Serie beschrieben wird, ist $Q_{Admittanz}$ die Güte bei der Mittenfrequenz f. Solange das reale Netzwerk im Nutzband Δf Werte $r < r_{max}$ und außerhalb Werte $r < 1$ hat, sind noch weitere Verbesserungen möglich. Oberhalb von 4 bis 5 Blindelementen im Anpaßnetzwerk (bei Bandpaßanpassung doppelt so viele) werden die erreichbaren Verbesserungen pro Blindelement zunehmend geringer. Einfache Berechnungsverfahren für Anpaßnetzwerke in [8].

Für Transistorverstärker großer Bandbreite sind solche vereinfachenden Anpaßtheorien nicht anwendbar. Eine Transistoreingangsimpedanz als Funktion der Frequenz wird exakt durch eine gemessene Ortskurve beschrieben. Zur nähe-

rungsweisen Darstellung benutzt man ein in der Regel kompliziertes Ersatzschaltbild mit wesentlich mehr als 2 Bauelementen. Weiterhin ist für Frequenzbereiche, die größer als 1,3 : 1 sind, der Abfall der Verstärkung mit zunehmender Frequenz nicht mehr zu vernachlässigen (s. 4.1). Grenzwertberechnung analog zu Gl. (9) in [10]. Aufgrund der Rückwirkung der Lastimpedanz $\underline{Z}_L$ auf die Eingangsimpedanz $\underline{Z}_1$ und der Generatorimpedanz $\underline{Z}_G$ auf die Augangsimpedanz $\underline{Z}_2$ (Bild 2.5) wird der Schaltungsentwurf ein iterativer Prozeß [11]. Breitbandverstärker werden deshalb üblicherweise mit Hilfe von CAD-Programmen entworfen (s. C 8.5).

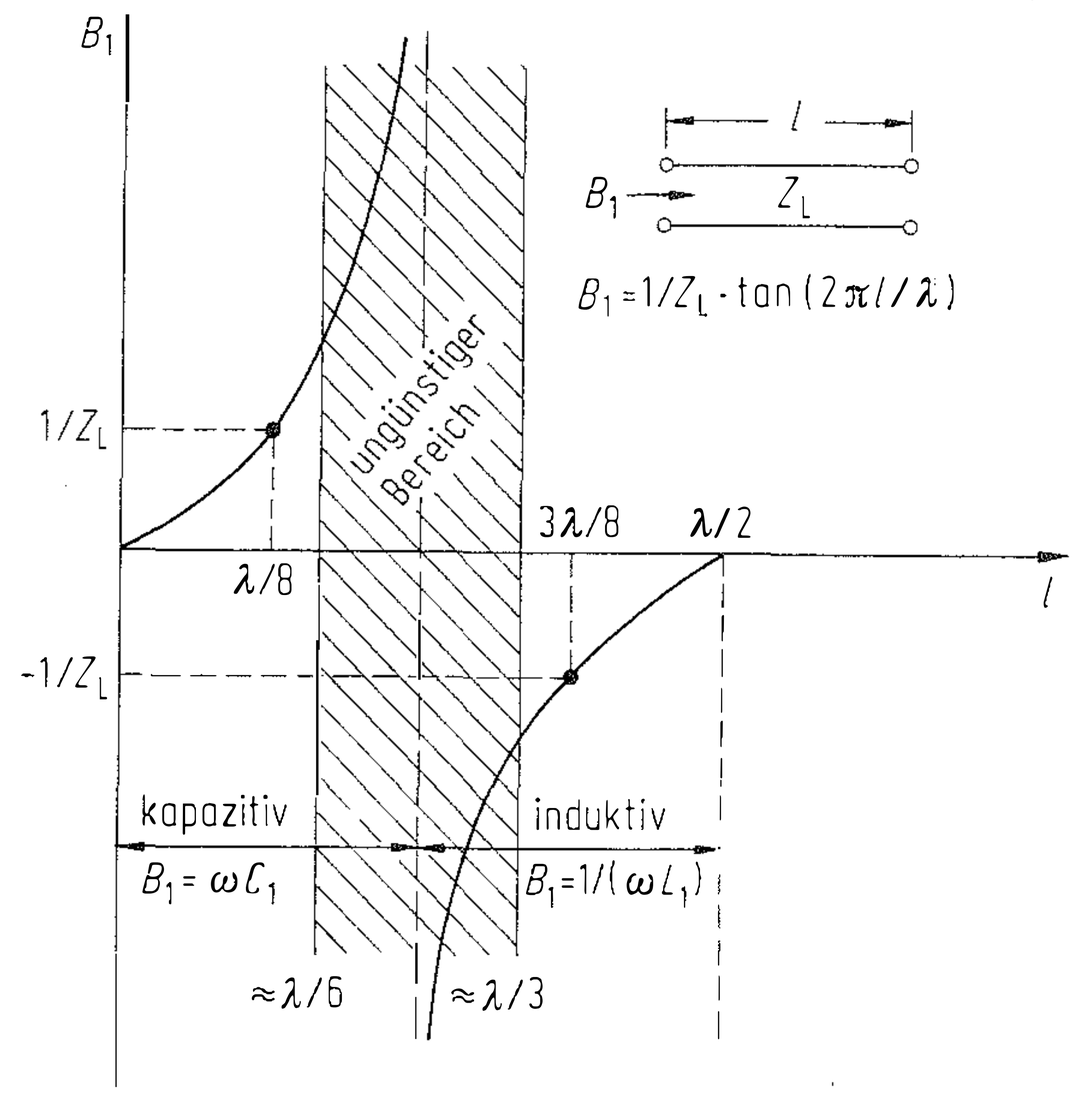


Bild 10. Eingangsblindleitwert B_1 einer leerlaufenden Leitung als Funktion der Länge l

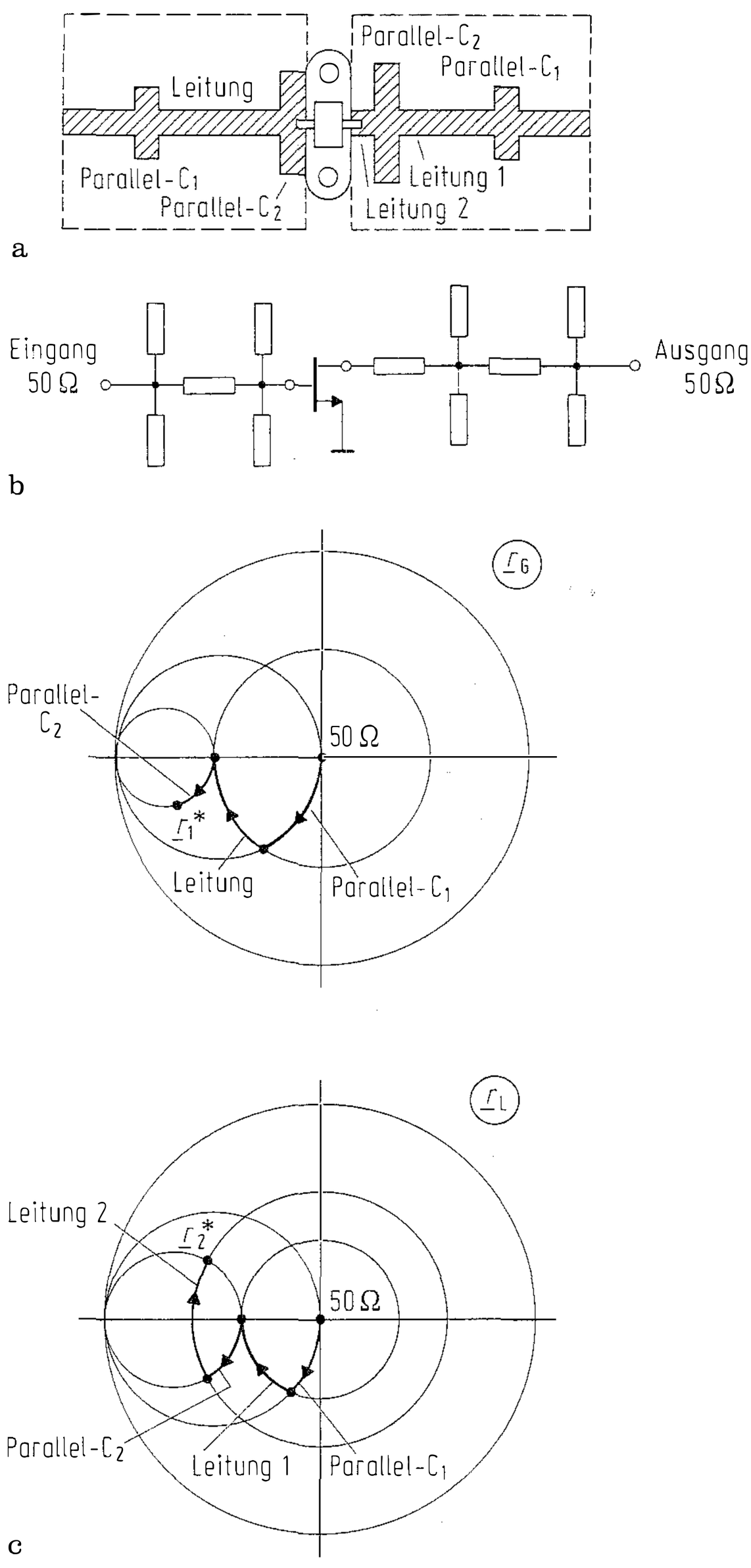


Bild 9. Beispiel für eine Anpaßschaltung in Microstriptechnik. **a)** Leiterstruktur (Layout); **b)** Ersatzschaltbild; **c)** Transformationswege in der $\underline{r}$-Ebene

Anpaßnetzwerke mit N Leitungen konstanten Wellenwiderstands Z_{LN} lassen sich breitbandiger ausführen als solche mit N diskreten Bauelementen. Sie benögtigen allerdings wesentlich mehr Substratfläche. Bild 9 zeigt ein typisches Beispiel in Microstriptechnik. Da sich auf Keramiksubstraten kurzgeschlossene Leitungen schlecht realisieren lassen, werden nur parallelgeschaltete, leerlaufende Leitungen benutzt. Die sich aus dem Smith-Diagramm ergebende Größe von B_{C1} wird zunächst halbiert, da zwei gleich lange Leitungen parallelgeschaltet werden. Dann wird für einen vorzugebenden Leitungswellenwiderstand Z_L mit

$$l/\lambda = \frac{1}{2\pi} \arctan(B \cdot Z_L) \tag{11}$$

die zum Erreichen des Blindleitwerts $B = B_{C1}/2$ notwendige Länge berechnet. Z_L wird so gewählt, daß der Bereich zwischen etwa $\lambda/6$ und $\lambda/3$ vermieden wird (Bild 10). Häufig nimmt man entweder wie in Bild 9a nur Leitungen mit $Z_L = 50\,\Omega$ oder man macht alle Stichleitungen $\lambda/8$ lang, da dann die Längenabhängigkeit des Blindleitwerts bezüglich Feinabgleich und Herstellungstoleranz günstig ist.

Durch die Benutzung symmetrisch angeordneter paralleler Stichleitungen (shunt stubs) kann man entweder bei gleicher Länge den Wellenwiderstand verdoppeln (zu breite Microstripleitungen sind ungünstig, da sie abstrahlen) oder, sofern die Streifenbreite noch akzeptabel ist, die Länge verkürzen. Die symmetrische Beschaltung ist, auch die Verwendung diskreter Bauelemente, grundsätzlich vorzuziehen.

Noch größere Bandbreiten erhält man:

– durch Widerstandstransformation mit $\lambda/4$-Leitungen,

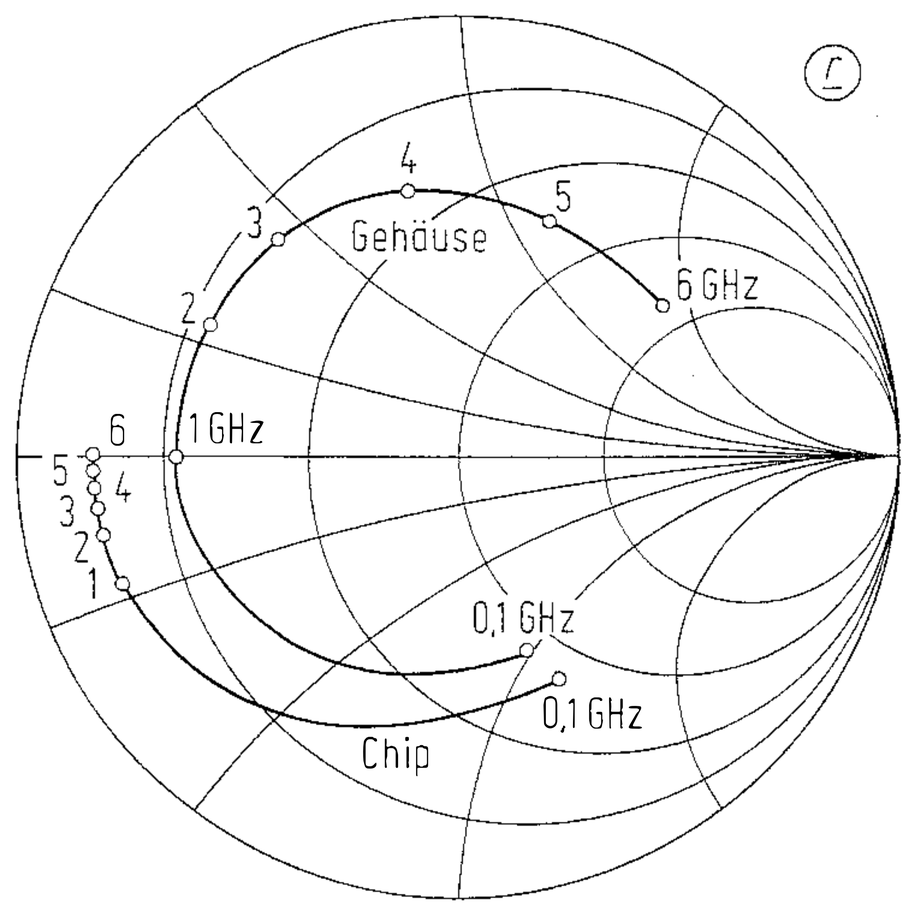


Bild 11. Ortskurve von $\underline{S}_{11}$ eines Mikrowellentransistors, einmal ohne Gehäuse – als Chip – und einmal mit Gehäuse

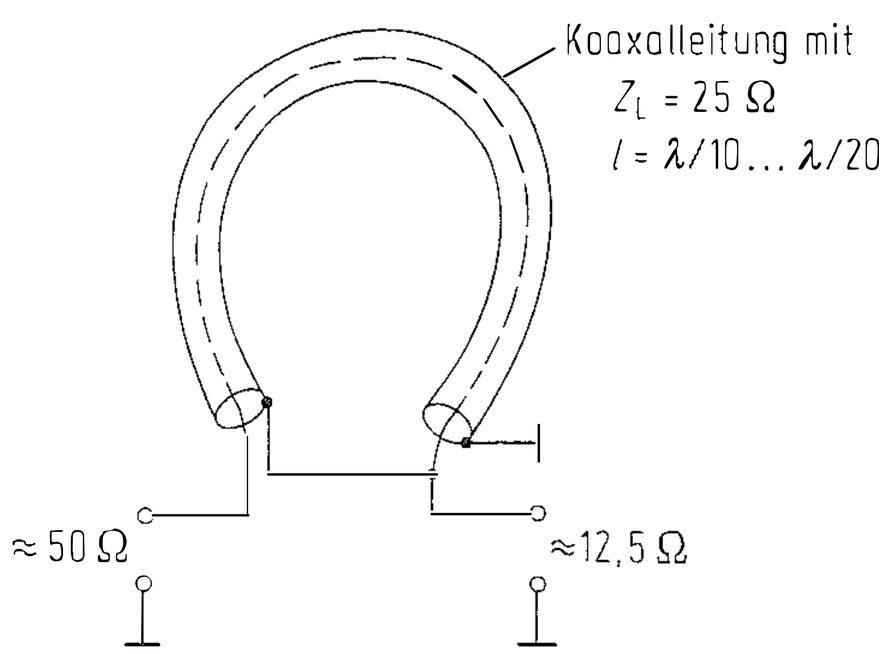


Bild 12. Beispiel für einen Leitungsübertrager mit dem Widerstandsübersetzungsverhältnis 4 : 1

- durch mehrstufige $\lambda/4$-Transformation,
- durch inhomogene Leitungen (z. B. Exponentialleitung, parabolische Leitung) [5–7].

Bild 11 zeigt die Ortskurve von $\underline{S}_{11}$ für einen Transistor in Chipform und für den gleichen Transistor mit Gehäuse. Durch die Induktivität der Bonddrähte und die Parallelkapazität des Gehäuses wird $\underline{S}_{11}$ des Chips in das Innere der r-Ebene transformiert; durch die zusätzliche Leitungslänge beim geometrisch größeren Gehäuse wird die Ortskurve im GHz-Bereich erheblich verlängert. Die gleichen Effekte treten bei der $\underline{S}_{22}$-Ortskurve auf. Sofern mit diesem Transistor ein Breitbandverstärker von z. B. 1 bis 4 GHz entwickelt werden soll, ist der Entwurf der Anpaßnetzwerke an Ein- und Ausgang für die Chipbauform wesentlich einfacher. Kurze Ortskurvenstücke ermöglichen bessere Transformationen als ausgedehnte Ortskurvenstücke. Dies ist der wesentliche Grund, warum mit MMICs bessere Ergebnisse erzielt werden als mit diskret aufgebauten Verstärkern und warum intern angepaßte Transistoren bessere Ergebnisse liefern als extern angepaßte.

Das allgemeine Anpaßproblem bei Transistoren kann man in zwei Schritte zerlegen:
1. Kompensation des Blindanteils
2. Transformation des Wirkwiderstands.

Infolge der Ortskurvenverlängerung durch zwischengeschaltete Leitungsabschnitte ist es bei Breitbandverstärkern im Mikrowellenbereich erforderlich, die Kompensation des Blindanteils unmittelbar am Transistor durchzuführen bzw. das Anpaßnetzwerk so zu wählen, daß die Ortskurvenbereiche mit maximaler Güte Q nicht durch weiterführende Leitungen in Bereiche mit noch größerer Güte transformiert werden.

Bei Verstärkern mittlerer Bandbreite (Quotient der Grenzfrequenzen um 1,3 : 1) kann die im GHz-Bereich mit etwa $1/f$ abfallende Transistorverstärkung kompensiert werden, indem das Eingangsnetzwerk für maximale Leistung in Bandmitte und das Ausgangsnetzwerk für maximale Verstärkung am oberen Bandende ausgelegt wird. Das Zusammenwirken beider Maßnahmen ergibt dann meist einen hinreichend ebenen Frequenzgang.

Im MHz-Bereich erfolgt die Transformation des Wirkwiderstands üblicherweise mit Übertragern. Bis etwa 40 MHz kann man Wicklungsübertrager mit Ferritkern einsetzen, bis etwa 1 GHz Leitungsübertrager wie beispielsweise in den Bildern 12 und 4.14 b, c (s. I 13, [9]).

Spezielle Literatur: [1] *Maclean, D. J. H.:* Broadband feedback amplifiers. New York: John Wiley/RSP 1982. – [2] *Bode, H. W.:* Network analysis and feedback amplifier design. New York: Van Nostrand 1945. – [3] *Fano, R. M.:* Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances. J. of Franklin Inst., Vol. 249, Jan. + Feb. (1950) 57–83, 139–155. – [4] *Youla, D. C.:* A new theory of broad-band matching. IEEE-CT 11 (1964) 30–50. – [5] *Endo, I.; Nemoto, Y.; Sato, R.:* Design of transformerless quasi-broad-band matching networks for lumped complex loads using nonuniform transmission lines. IEEE-MTT 36, Nr. 4 (1988) 629–634. – [6] *Young, G. P.; Scanlan, S. O.:* Matching network design studies for microwave transistor amplifiers. IEEE-MTT 29, (1982) 1027–1035. – [7] *Zhu, L.; Wu, B.; Sheng, Ch.:* Real frequency technique applied to the synthesis of lumped broadband matching networks with arbitrary uniform losses for MMIC's. IEEE-MTT 36, Nr. 12 (1988) 1614–1619. – [8] *Matthaei, G.; Young, L.; Jones, E. M. T.:* Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures. Dedham MA: Artech House 1980. – [9] *DeMaw, M. F.:* Ferromagnetic-core design and application handbook. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall 1981. – [10] *Ku, W. H.; Petersen, W. C.:* Optimum gain-bandwidth limitations for transistor amplifiers as reactively constrained active two-port networks. IEEE, CAS-22 (1975) 523–533. – [11] *Chen, W. K.:* Broadband matching. Singapur: World Scientific 1988. – [12] *Abrie, P. L. D.:* The design of impedance-matching networks for radio-frequency and microwave amplifiers. Dedham MA: Artech House 1985. – [13] *Chen, W. K.:* Active network and feedback amplifier theory. New York: McGraw-Hill 1980.

4 Verstärker für spezielle Anwendungen
Amplifiers for specific applications

4.1 Breitbandverstärker
Broadband amplifiers

Bei den meisten Transistoren fällt die Verstärkung zu höheren Frequenzen hin zunächst etwa proportional $1/f$ und dann proportional $1/f^2$ ab. Im logarithmischen Maß entspricht $1/f^2$ einer Verstärkungsabnahme von 6 dB pro Oktave beziehungsweise 20 dB/Dekade (s. Bilder 2.6 und 6.2). Bei Breitbandanwendungen ist damit höchstens die Verstärkung erreichbar, die der Transistor am oberen Bandende hat. Die pro Transistor erreichbare Stufenverstärkung wird um so geringer, je größer die geforderte Bandbreite ist. Um mit solchen Transistoren Verstärker zu entwikkeln, die über große Frequenzbereiche hinweg konstante Verstärkung aufweisen, darf grundsätzlich bei niedrigen Frequenzen nur ein Teil der vom Transistor her möglichen Verstärkung g_{max} genutzt werden. Zum Herabsetzen der Verstärkung bei abnehmender Frequenz stehen mehrere Verfahren zur Auswahl:

a) Konstante Verstärkung durch Rückkopplung. Bild 1 zeigt eine Spannungs- und eine Stromgegenkopplung, die beide jeweils mit abnehmender Frequenz wirksamer werden. Beide können kombiniert oder getrennt eingesetzt werden. Im GHz-Bereich sind Emitterwiderstände aus Stabilitätsgründen unüblich (Ausnahme: MMICs).

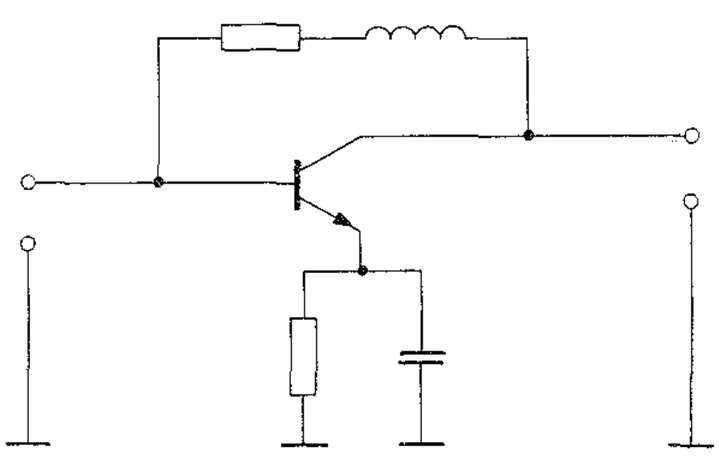


Bild 1. Zwei Rückkopplungsnetzwerke, die eine Verringerung der Verstärkung bei abnehmender Frequenz bewirken

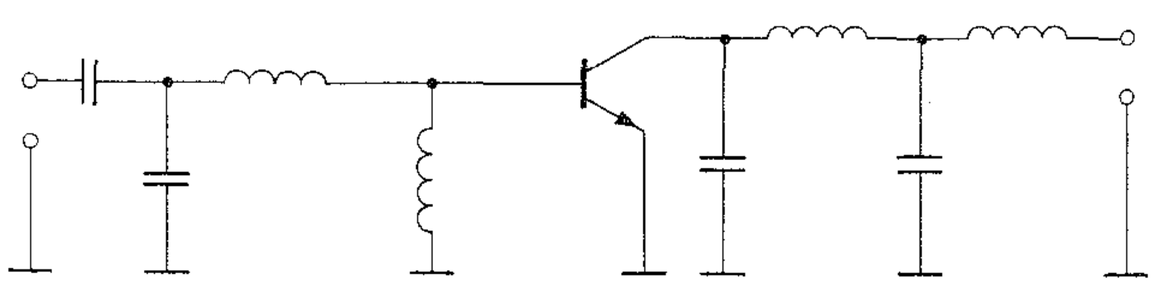


Bild 2. Verlustlose Anpaßnetzwerke

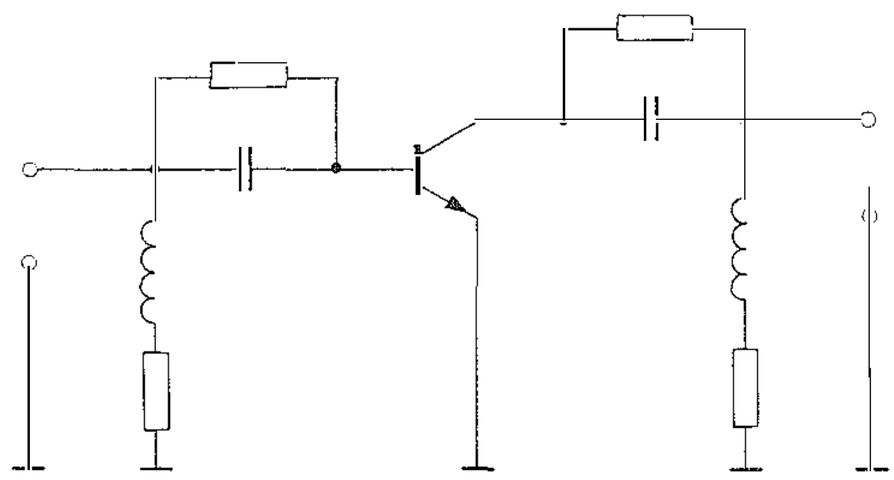


Bild 3. Verlustbehaftete Anpaßnetzwerke, die eine Verringerung der Verstärkung bei abnehmender Frequenz bewirken

b) Konstante Verstärkung durch Fehlanpassung. Entsprechend Bild 2 kann man das verlustlose Eingangs- und/oder Ausgangsnetzwerk so dimensionieren, daß die Verstärkung bei abnehmender Frequenz durch zunehmende Fehlanpassung sinkt. Für eine Bandbreite von einer Oktave, beispielsweise von 400 MHz bis 800 MHz, müßte – bei ausschließlicher Nutzung des Eingangsnetzwerks – dieses bei 800 MHz Leistungsanpassung erzeugen und bei 400 MHz einen Reflexionsfaktor von 0,968 = – 0,28 dB. Sofern derart hohe Reflexionsfaktoren nicht zulässig sind, benutzt man entweder Zirkulatoren am Eingang und am Ausgang, oder zwei derartige Verstärker werden über 3-dB/90°-Richtkoppler entsprechend Bild 14d parallelgeschaltet. Damit ergeben sich beidseitig gut angepaßte Verstärker. Aufgrund der Richtkoppler sind diese üblicherweise auf relative Bandbreiten von bis zu 4:1 begrenzt.

c) Konstante Verstärkung durch verlustbehaftete Anpaßnetzwerke. Durch verlustbehaftete Anpaßnetzwerke analog zu Bild 3 kann man sowohl breitbandige Anpassung als auch breitbandig konstante Verstärkung erreichen.
Abhängig vom Frequenzbereich und vom gewählten Transistor sind reale Schaltungen häufig eine Kombination aus allen drei angeführten Maßnahmen [1]; die Minimalkombination b + a bzw. b + c ist bei extrem breibandigen Schaltungen fast immer anzutreffen. Bei jeder der gezeigten Prinzipschaltungen kann man sowohl auf einzelne Komponenten verzichten als auch aufwendigere Netzwerke einsetzen.

d) Konstante Verstärkung mit einem Kettenverstärker. Der Wanderwellen- oder Kettenverstärker (traveling wave amplifier, distributed amplifier) ist ein Schaltungsprinzip, das, sofern man nur Effekte erster Ordnung berücksichtigt, weder eine Bandbreitenbegrenzung noch eine Leistungsbegrenzung beinhaltet [3–5, 7, 8, 22, 23]. Entsprechend Bild 4a werden zwei parallele Leitungen so miteinander verkoppelt, daß der die Anordnung speisende Generator eine hinlaufende Welle auf der Eingangsleitung erzeugt. Über Verstärkerelemente wird eine Verkopplung mit

Spezielle Literatur Seite F 27

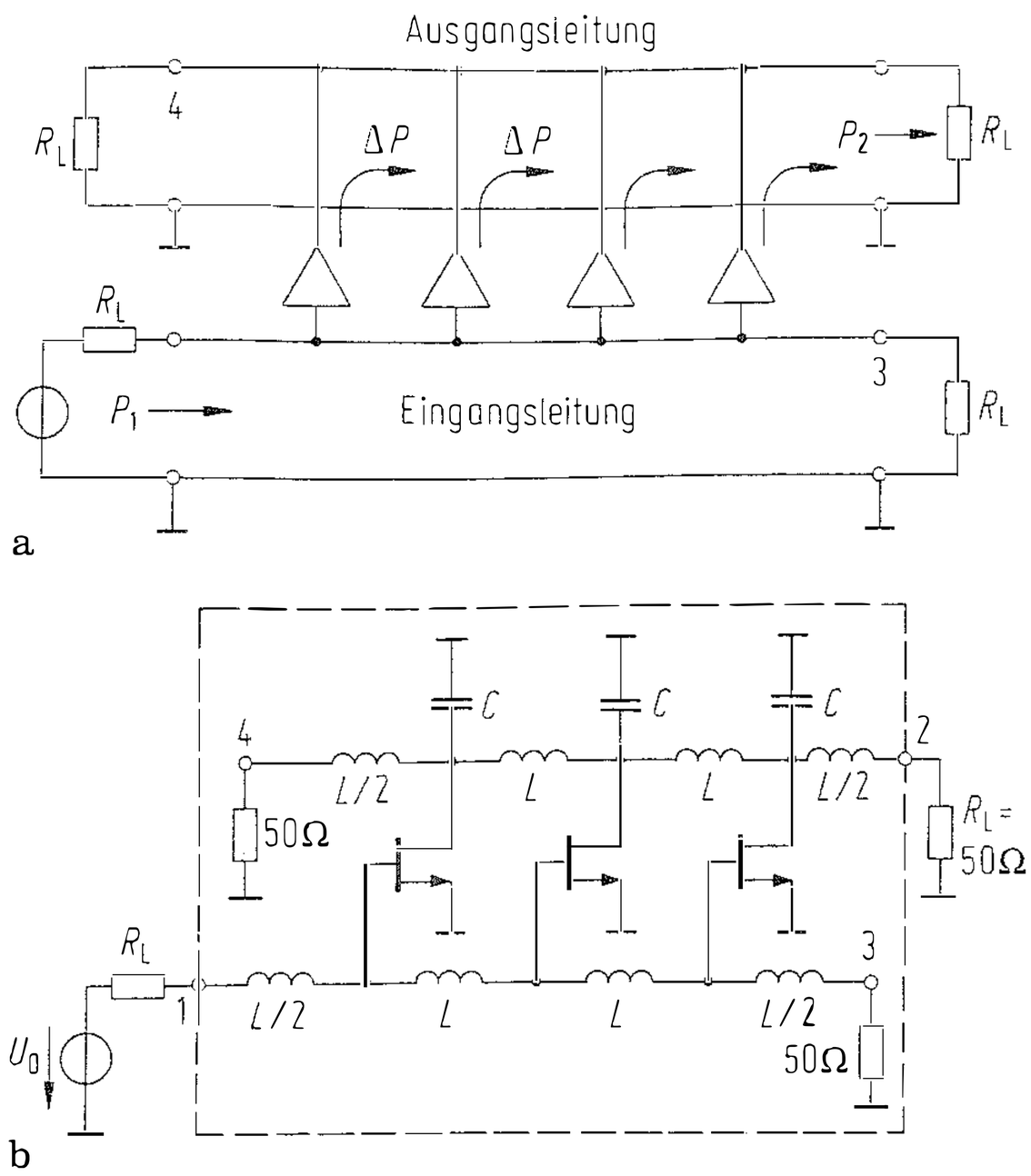


Bild 4. Kettenverstärker. **a)** Prinzip; **b)** Schaltungsbeispiel mit diskreten Bauelementen

der Ausgangsleitung erzeugt und zwar dergestalt, daß sich jede übergekoppelte Teilwelle phasengleich zu der auf der Ausgangsleitung zum Abschluß R_L hinlaufenden Welle addiert.

In einem einfachen Schaltungsbeispiel, Bild 4 b, sind die Eingangskapazität C_1 eines FETs und die Ausgangskapazität C_2 mit in die aus diskreten L-C-Halbgliedern bestehende Leitungsstruktur einbezogen. Eine einfache Dimensionierungsvorschrift wäre:

gleiche Laufzeit auf beiden Leitungen:

$$\frac{1}{\sqrt{L C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L(C_2 + C)}}$$

beidseitige Anpassung beider Leitungen:

$$\sqrt{\frac{L}{C_1}} = \sqrt{\frac{L}{C_2 + C}} = R_L = 50\ \Omega .$$

Aufgrund des symmetrischen Aufbaus kann der Verstärker auch im Punkt 3 gespeist werden. Das Ausgangssignal erscheint dann am Punkt 4. Die Anordnung ist ein aktiver Vorwärtskoppler mit negativer Koppeldämpfung. Die bei Mehrloch-Richtkopplern, wie sie beispielsweise in der Hohlleitertechnik gebräuchlich sind, gültigen Dimensionierungsgesichtspunkte sind auch hier anwendbar. Bild 5 zeigt ein Schaltungsbeispiel für einen beidseitig gespeisten Kettenverstärker. Auf diese Weise lassen sich wesentliche Verbesserungen der Übertragungseigenschaften erreichen [2].

Mit der vereinfachenden Annahme $\underline{S}_{12} = 0$ bzw. $\underline{Y}_{12} = 0$ ergibt sich für die Verstärkung eines Ket-

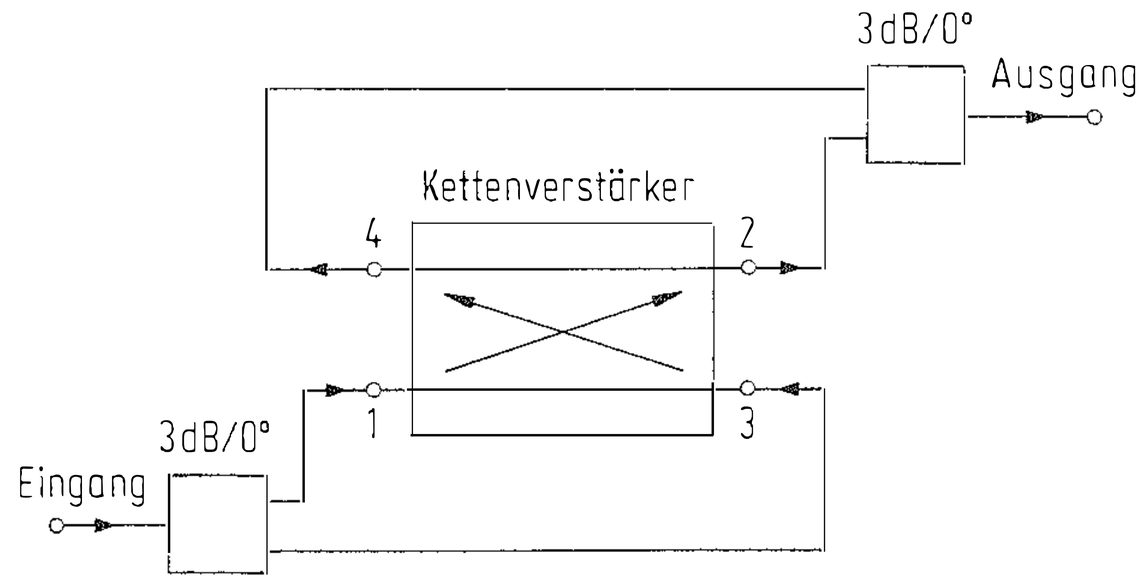


Bild 5. Beidseitig gespeister Kettenverstärker

tenverstärkers mit N Transistoren bei niedrigen Frequenzen:

$$g \approx \left(\frac{N\, Y_{21}}{N \cdot \mathrm{Re}\, \underline{Y}_{22} + 2/Z_0} \right)^2 . \qquad (1)$$

Nach dem Kettenverstärkerprinzip lassen sich bei sehr großen Bandbreiten die besten Ergebnisse erzielen. Nachteilig ist, daß relativ viele Transistoren benötigt werden, zum Beispiel:

1 MHz ···	2,5 GHz:	g = 14 dB,	N = 8
2 ···	18 GHz:	g = 7 dB,	N = 4
100 kHz ···	22 GHz:	g = 32 dB,	N = 28
2 ···	26,5 GHz:	g = 8,5 dB,	N = 7
1 ···	40 GHz:	g = 15 dB,	N = 6
5 ···	100 GHz:	g = 5,5 dB,	N = 7.

Beispiele für andere, im Handel erhältliche oder in der Literatur erwähnte, extrem breitbandige Verstärker nach Methode a bis c bzw. Kombinationen davon sind:

0 ···	10 GHz:	g = 8 dB
400 kHz ···	18 GHz:	g = 18 dB
1 MHz ···	30 GHz:	g = 11 dB
100 MHz ···	40 GHz:	g = 6 dB.

Die verlustbedingte Verstärkungsabnahme mit zunehmender Frequenz bei Wanderwellenverstärkern läßt sich durch zusätzliche Koppelkondensatoren kompensieren, die in Verstärkungsrichtung vom Drain des n-ten Transistors zum Gate des $n + 1$-ten Transistors geschaltet werden [10]. Damit ergibt sich eine Mischform zwischen einer mehrstufigen Verstärkerkette und einem Wanderwellenverstärker (Bild 6).

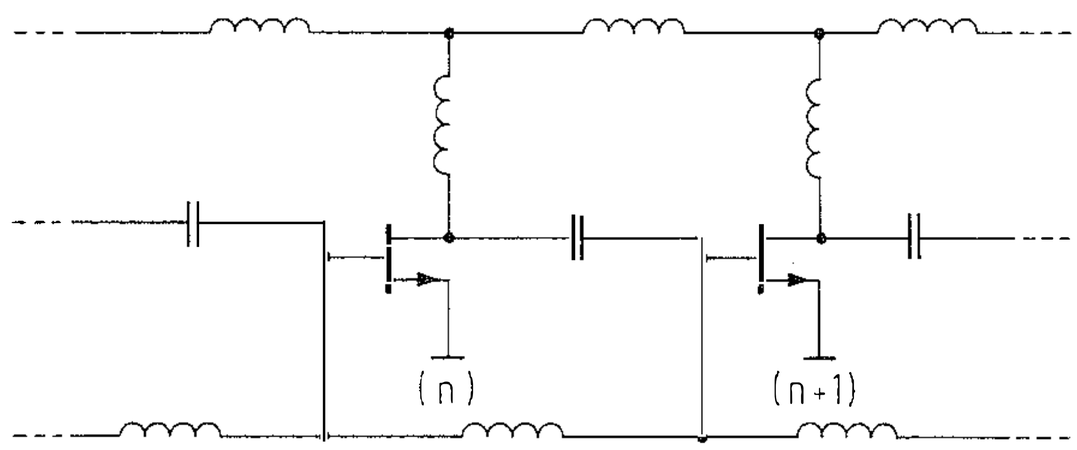


Bild 6. Mischform zwischen Wanderwellenverstärker und Verstärkerkette

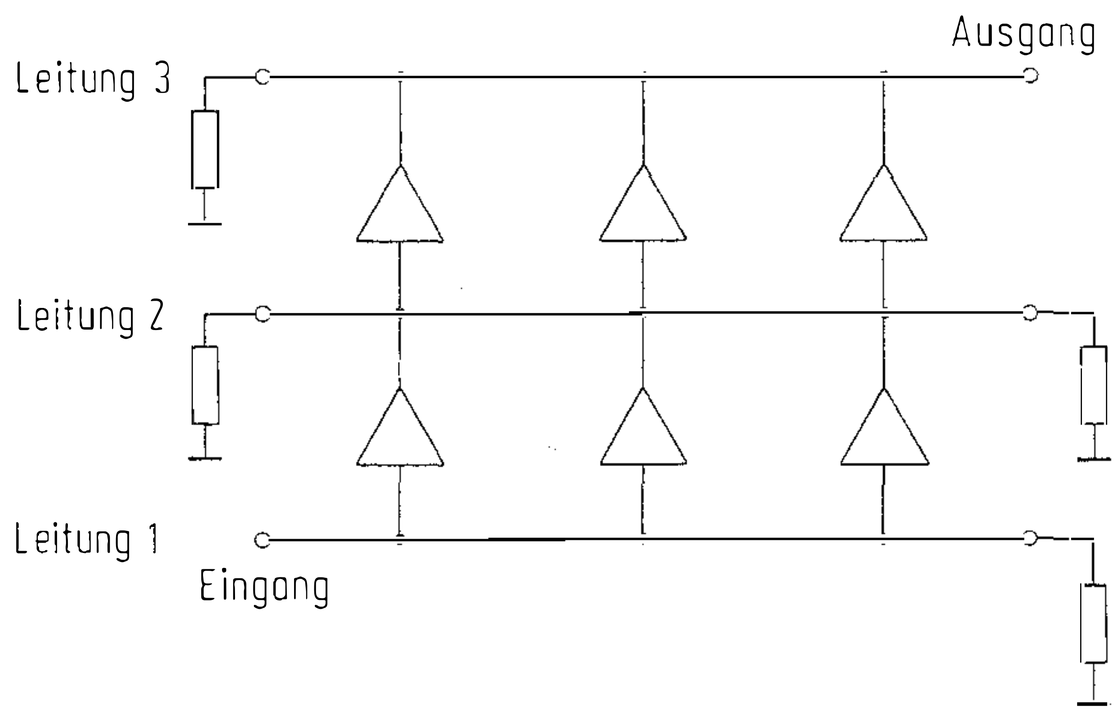


Bild 7. Matrixverstärker

Eine weitere Variante ist der Matrixverstärker [6, 9]. Um bei vorgegebener Chipoberfläche bzw. Anzahl N der Transistoren mehr Verstärkung ohne Verlust an Bandbreite zu erreichen, wird die Ausgangsleitung des 1. Kettenverstärkers als Eingangsleitung eines 2. Kettenverstärkers benutzt (Bild 7).

4.2 Selektive Verstärker

Tuned amplifiers

Hauptsächlich im MHz-Bereich werden für viele technische Anwendungen schmalbandige Kanalverstärker benötigt [11]. Bild 8 zeigt ein Schaltungsbeispiel mit zwei Resonanzkreisen. Es werden grundsätzlich lose angekoppelte Parallelschwingkreise benutzt. Die 50 bzw. 60 Ω des Last- und Quellwiderstands und die Eingangsimpedanzen des Transistors würden parallel zum Schwingkreis die Güte zu stark herabsetzen (Ausnahme: hochohmige MOSFETs im VHF-Bereich). Die Teilankopplung der Spulen und das Übersetzungsverhältnis der Übertrager werden so ausgelegt, daß der Transistor beidseitig leistungsangepaßt ist. Für maximale Güte muß die Resonanzkreiskapazität möglichst klein sein. Eine untere Grenze wird durch parasitäre Kapazitäten gesetzt (Eigenkapazität der Spule, Schaltkapazitäten, Transistorkapazitäten). Durch die Rückwirkung des Transistors wird der Eingangskreis häufig entdämpft; die Schaltung wird leicht instabil. Eine Abhilfe schafft der Einsatz von Dual-Gate-MOSFETs.

Bei n gleichen Resonanzkreisen mit der Bandbreite B, die durch Transistoren entkoppelt sind, wird die Gesamtbandbreite $B_{ges} = B\sqrt{2^{1/n} - 1}$. Der Frequenzgang ist der *eines* Resonanzkreises, d. h. Bandbreite und Selektivität hängen unmittelbar voneinander ab. Wenn man den Frequenzgang beeinflussen will, beispielsweise in der Form, daß die Verstärkung im Durchlaßbereich konstant ist und außerhalb steil abfällt, werden die Resonanzkreise solcher in Kette geschalteter Einkreisverstärker gegeneinander verstimmt (stagger tuned). Durch geeignete Wahl von Resonanzfrequenz und Güte jedes Resonanzkreises läßt sich zum Beispiel Butterworth- oder Tschebyscheff-Charakterisitik einstellen (jeder Kreis ergibt ein konjugiert komplexes Polpaar in der s-Ebene). Durch das Verstimmen der Einzelkreise gegeneinander wird die Weitabselektion des Verstärkers nicht beeinflußt.

Bei Bandfiltern aus gekoppelten Schwingkreisen lassen sich ebenfalls Bandbreite und Selektivität getrennt einstellen. Über kapazitive oder induktive Teilankopplung wird ohne zusätzliche Bauelemente Leistungsanpassung erreicht. Der Verstärker in Bild 9 hat als Eingangsnetzwerk ein induktiv gekoppeltes Bandfilter. Die Eingangskapazität des Transistors ist mit in die kapazitive Teilankopplung einbezogen. Da die induktive Kopplung zwischen Luftspulen meist auch eine ungewollte kapazitive Komponente beinhaltet, sind die Verhältnisse besser kontrollierbar mit magnetisch geschirmten Einzelkreisen und kapazitiver Kopplung, wie im Ausgangsnetzwerk. Bei kritischer Kopplung hat ein zweikreisiges Bandfilter die Bandbreite $B_{ges} = \sqrt{2}\,B$, bei Grenzkopplung $B_{ges} = 3{,}6\,B$, wobei B die Bandbreite eines Einzelkreises ist. Die Weitabselektion bei hohen Frequenzen wird oberhalb von etwa 40 dB durch parasitäre Effekte beeinträchtigt. Wichtig sind die Verwendung von Parallelkondensatoren mit ausreichend kleiner Serieninduktivität und der sachgerechte Aufbau der Schaltung.

Selektive Verstärker werden nicht nur mit diskret aufgebauten L-C-Schwingkreisen, sondern auch mit anderen Resonatoren gebaut (z. B. Keramik-, SAW-, Hohlraum-, dielektrische Resonatoren).

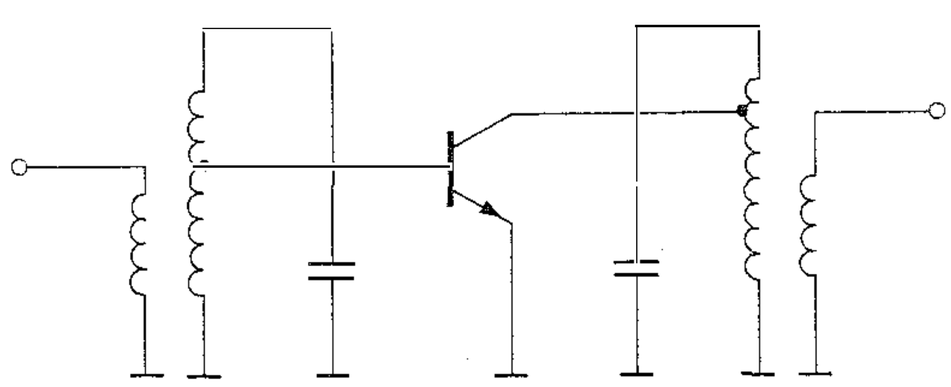


Bild 8. Selektiver Verstärker mit Resonanzkreisen am Eingang und am Ausgang (HF-Schaltbild)

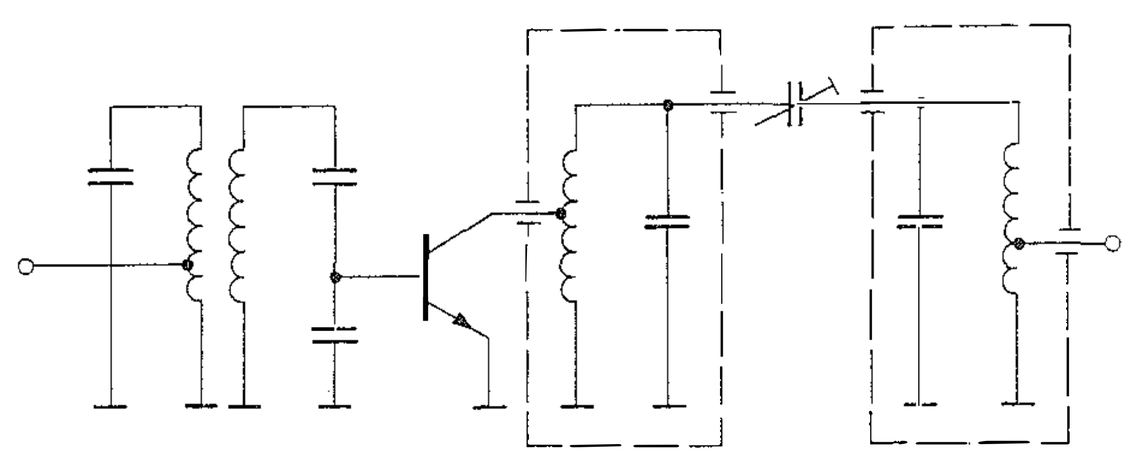


Bild 9. Selektiver Verstärker mit je einem zweikreisigen Bandfilter am Eingang und am Ausgang (HF-Schaltbild)

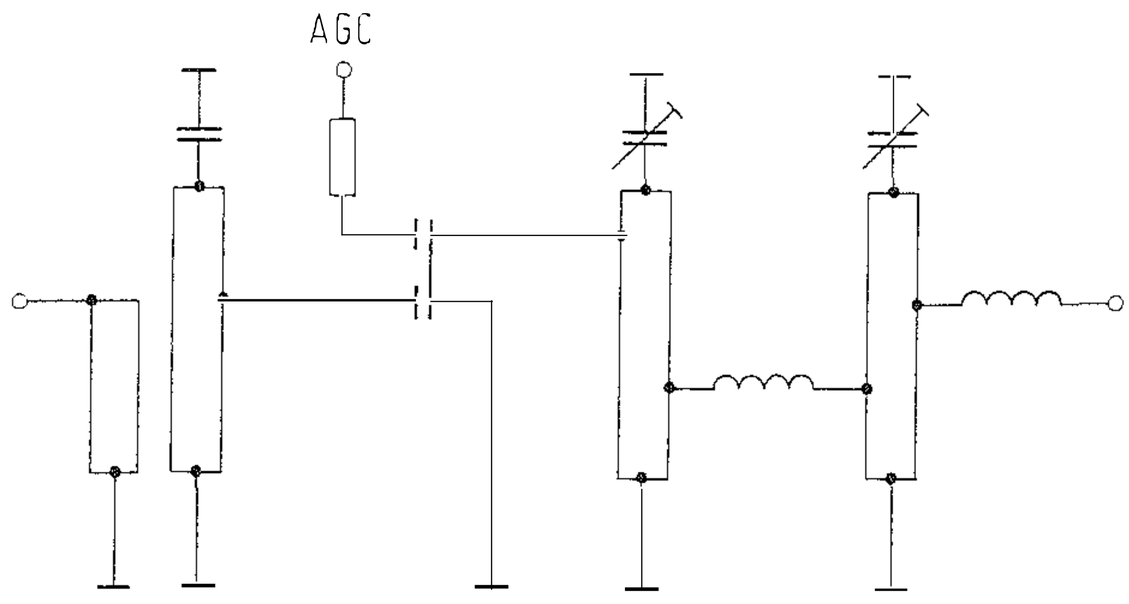


Bild 10. Selektiver UHF-Verstärker mit Leitungsresonatoren

Bild 10 zeigt ein Schaltungsbeispiel im UHF-Bereich mit Leitungsresonatoren.

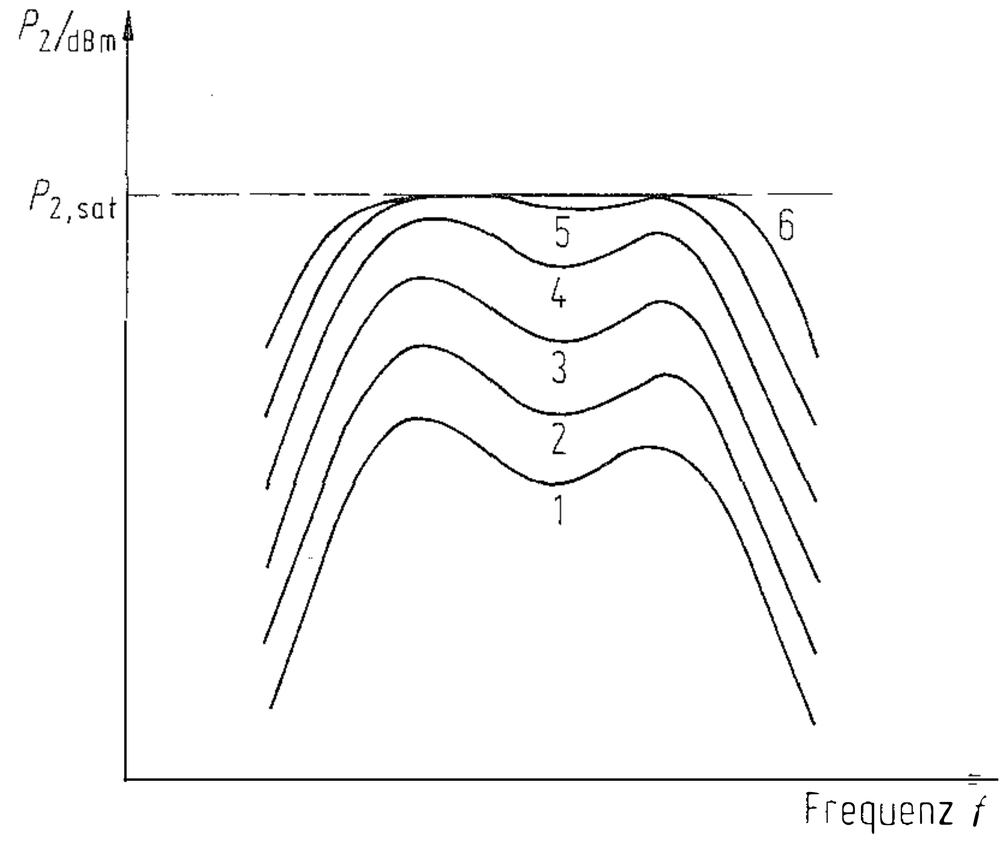


Bild 12. Frequenzgang der Verstärkung im Bereich der Sättigung eines Transistors. Die Eingangsleistung steigt von Kurve zu Kurve um jeweils 1 dB

4.3 Leistungsverstärker

Power amplifiers

Bei Vollaussteuerung eines Transistors mit einem sinusförmigen Eingangssignal (Bild 11) beträgt die maximale Kollektor-Emitter-Spannung

$$U_{CE,\,max} = 2(U_= - U_{CE,\,sat}) + U_{CE,\,sat}.$$

Die Sättigungsspannung $U_{CE,\,sat}$ ist abhängig vom Kennlinienfeld des Transistors (s. M 1) und vom Lastwiderstand R_L. Typische Werte sind z. B. 2,5 V bei 50 W und 6 V bei 250 W Ausgangsleistung. Die maximale Ausgangsleistung P_2 eines Transistors ergibt sich damit zu

$$P_2 = \frac{(U_= - U_{CE,\,sat})^2}{2\,R_L}. \qquad (2)$$

Ein Leistungstransistor mit einer Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung von beispielsweise 50 V und $U_{CE,\,sat.} = 6$ V sollte daher bei Vollaussteuerung mit nicht mehr als $U_= = 28$ V betrieben werden. Die Summe aus Gleichspannung $U_=$ und HF-Amplitude muß stets kleiner sein als die Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung. Im Unterschied zu diesem cw-Betrieb treten im Schalterbetrieb bei induktiver Last um ein Vielfaches höhere Kollektorspannungen auf. Dann sind schaltungstechnische Maßnahmen (Dioden, Zenerdioden) zur Spannungsbegrenzung unumgänglich.

Im MHz-Bereich, wo preiswerte Transistoren mit hoher Ausgangsleistung zur Verfügung stehen, wird in Analogie zur NF-Verstärkertechnik Gl. (2) benutzt, um den notwendigen Lastwiderstand R_L für eine geforderte Ausgangsleistung P_2 zu berechnen. Dies gilt dann, wenn man zum Beispiel einen 100-W-Transistor einsetzt, um einen 60-W-Verstärker zu bauen. Der Transistor wird dann nicht bei Leistungsanpassung am Ausgang betrieben, sondern mit dem berechneten R_L. Als zu kompensierendes Blindelement am Kollektor benutzt man, sofern die S- bzw. Y-Parameter im Datenblatt nicht angegeben sind, die Kollektor-Basis-Kapazität des Transistors. Sie wird in der Regel mit dem Faktor 1,2 bis 2 multipliziert, um parasitäre Schaltungskapazitäten und die aussteuerungsbedingte Kapazitätszunahme zu berücksichtigen.

Bild 12 zeigt das typische Verhalten eines Leistungsverstärkers bei Steigerung der Eingangsleistung: Bei stufiger Erhöhung der Eingangslei-

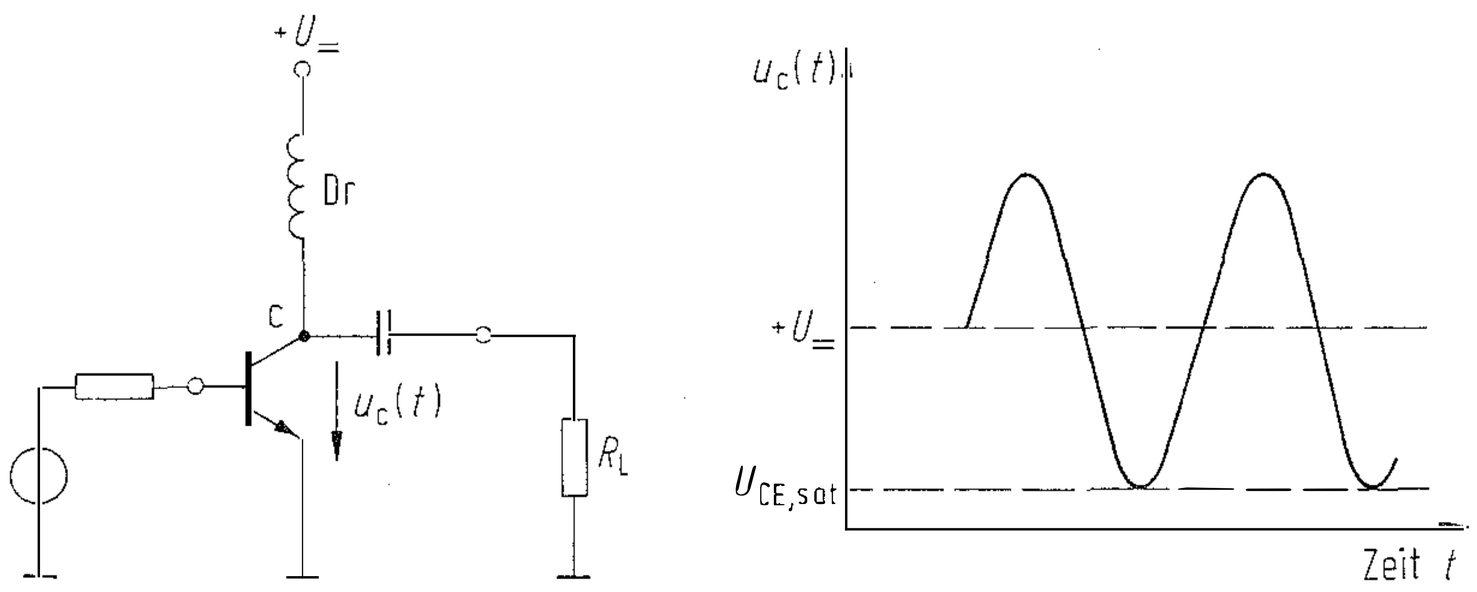


Bild 11. Zeitlicher Verlauf der Kollektorspannung bei Vollaussteuerung eines Transistors; nur die Grundschwingung ist dargestellt

stung P_1 um jeweils 1 dB von Kurve zu Kurve erhöht sich die Ausgangsleistung P_2 ebenfalls überall um 1 dB, solange sich der Transistor im linearen Bereich befindet (Kurven 1, 2 u. 3). Bei weiterer Erhöhung von P_1 kommt der Transistor zunächst im unteren Teil seines Übertragungsbereichs in die Sättigung (Kurve 4). Bei nochmaliger Vergrößerung von P_1 gilt dies dann für den gesamten Durchlaßbereich (Kurve 5). Die Sättigungsleistung $P_{2,\mathrm{sat}}$ läßt sich nicht überschreiten (Kurve 6); der Frequenzgang im Bereich der Sättigung ist typisch sehr glatt. Bei einer Verstärkerkette ist darauf zu achten, daß die Treiber- bzw. Vorstufentransistoren nicht eher in den Bereich der Sättigung kommen als der Endstufentransistor.

Bei weiterer Steigerung von P_2 bzw. Übersteuerung des Eingangs besteht neben der thermischen Überlastung des Transistors die Gefahr, daß die Durchbruchspannung der Basis-Emitter-Strecke überschritten wird. Dieser Effekt wird ebenfalls häufig bei voller Leistung am Eingang und unsachgemäßem Abgleich des Ausgangsanpassungsnetzwerks erreicht. Die Basis-Emitter-Durchbruchspannung liegt bei bipolaren Transistoren zwischen 1 V und 4 V. Bei einer Eingangsimpedanz von z. B. 5 Ω sind $P_1 = 225$ mW ausreichend, um $-1{,}5$ V an der Basis zu erzeugen. Als Schutz kann eine geeignete Diode antiparallel zur Basis-Emitter-Strecke geschaltet werden (Bild 13).

Bei einem Leistungsverstärker werden in der Regel die Endstufentransistoren zerstört, wenn der Verstärker im Leerlauf, also ohne Lastwiderstand betrieben wird. Um dies zu vermeiden, kann man Richtungsleitungen bzw. Zirkulatoren am Ausgang vorsehen (Bild 13). Von einigen Firmen werden allerdings auch kurzschluß- bzw. leerlauffeste Transistoren geliefert (100 % mit $VSWR = \infty$ getestet). Bei der rechnerischen Kontrolle, ob die maximale Verlustleistung eines Transistors stets kleiner bleibt als der vom Hersteller angegebene Grenzwert, geht man nicht von Leistungsanpassung am Ausgang und dem dann in der Regel recht guten Wirkungsgrad aus, sondern vom ungünstigsten Betriebszustand, also maximale Umgebungstemperatur, ungünstige Fehlanpassung und (nur bei A-Betrieb) HF-Eingangssignal 0. In kritischen Fällen ist es sinnvoll, das Eingangsanpassungsnetzwerk schmalbandiger auszulegen als das Ausgangsnetzwerk, so daß die Ansteuerleistung außerhalb des Betriebsfrequenzbereichs bereits reflektiert wird, bevor sie den Transistor erreicht.

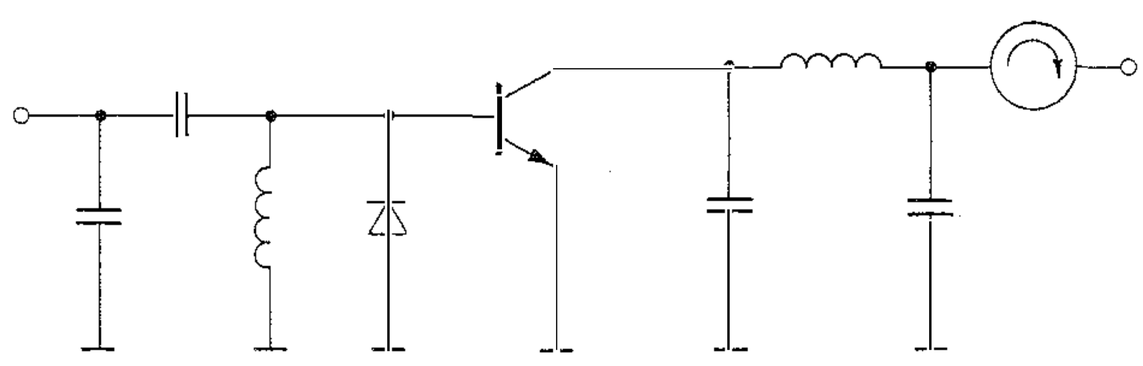


Bild 13. Leistungsverstärker mit Basis-Schutzdiode und Zirkulator am Ausgang

Leistungstransistoren bestehen im Inneren aus vielen parallelgeschalteten Transistoren. Mit zunehmender Leistung werden daher die Eingangs- und Ausgangsimpedanzen niederohmiger. Typische Werte (bipolare Transistoren, 450 MHz) sind zum Beispiel:

$\frac{P_2}{\mathrm{W}}$	$\frac{\underline{Z}_1}{\Omega}$	$\frac{\underline{Z}_2}{\Omega}$	$\frac{\underline{U}_c}{\mathrm{V}}$	$\frac{I_c}{\mathrm{mA}}$
0,1	15 − j10	90 − j50	10	30
1	6 − j 5	75 − j45	28	80
50	0,7 + j 1,5	2 + j 1	28	$3{,}6 \cdot 10^3$

Bei voller Leistung fließen sehr große Ströme im Verstärker. In den Anpassungsnetzwerken treten diese nochmals mit der Güte Q multipliziert auf. Bei sämtlichen Bauelementen vom Durchführungsfilter bis zum Koppelkondensator ist deshalb die zulässige Strom-/Spannungsbelastbarkeit und die Verlustleistung zu kontrollieren. Ungünstige Transformationen bzw. thermisch überlastete Komponenten erkennt man zum Beispiel durch ein Absinken der Ausgangsleistung wenige Sekunden nach dem Einschalten des Verstärkers.

Zur weiteren Erhöhung der Ausgangsleistung werden mehrere Transistoren parallelgeschaltet. Allerdings nicht unmittelbar, da dann einerseits Eingänge und Ausgänge noch niederohmiger würden und damit schwieriger anzupassen wären und andererseits der Ausfall eines Transistors den Ausfall des Verstärkers bedeuten würde, sondern mit Schaltungen entsprechend Bild 14. Bei verlustlos angenommenen Netzwerken zum gleichmäßigen Aufteilen bzw. Zusammenführen der Leistungen ergibt sich jeweils eine Verdopplung der Ausgangsleistung.

Sofern Leistungstransistoren an der oberen Grenze ihres nutzbaren Frequenzbereichs eingesetzt werden, sind auch im C-Betrieb für die Harmonischen Pegel von -25 dBc und besser erreichbar. Zum einen haben gute Anpaßnetzwerke Tiefpaßcharakter, und zum anderen ist die Verstärkung des Transistors bei Vielfachen der Betriebsfrequenz bereits sehr stark abgefallen. Die Gegentaktverstärkerschaltungen in Bild 14 a bis 14 c verringern den Anteil der doppelten Frequenz im Ausgangssignal erheblich (theoretisch: Auslöschung). Durch Vermindern der Harmonischen läßt sich der Wirkungsgrad von Leistungsverstärkern beträchtlich verbessern. Wicklungsüberträger mit Ferritkern werden bis etwa 30 MHz eingesetzt, Leitungsübertrager (s. L 13) bis etwa 1 GHz, Symmetrierglieder mit Koaxialleitungen bis etwa 500 MHz und in Streifen- bzw. Microstrip-Leitungstechnik bis in den Mikrowellenbereich.

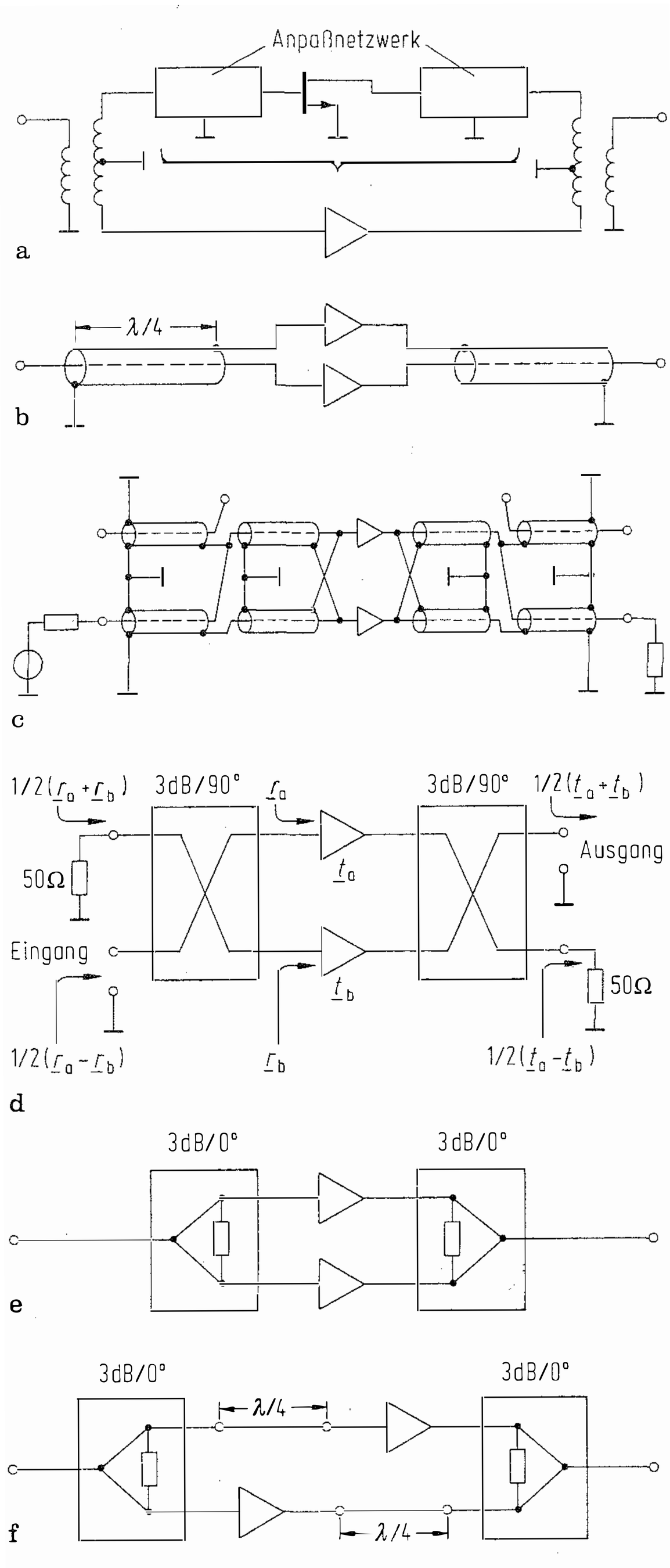


Bild 14. Verfahren zum Aufteilen und Zusammenführen gleichgroßer Signale bei der Parallelschaltung von Leistungstransistoren des gleichen Typs. **a)** Wicklungs- oder Leitungsübertrager; **b)** $\lambda/4$-Leitungstransformator; **c)** zweistufiger Leitungstransformator; **d)** Hybrid-Verstärker mit 3-dB/90°-Richtkopplern; **e)** isolierender Leistungsteiler, 3-dB/0°; **f)** schmalbandige Alternative zu d)

Die Parallelschaltung zweier Transistoren in Hochleistungsendstufen bringt so viele Vorteile, daß sie praktisch immer angewendet wird. Einige Transistoren für hohe Leistungen werden deshalb bereits paarweise auf einem Kühlkörper geliefert. In den Gegentaktschaltungen übernimmt der Symmetrietransformator den größten Teil der Impedanztransformation. Die niederohmigen Eingangsimpedanzen der beiden Verstärker sind bezüglich des Transformatorausgangs in Serie geschaltet. Damit liegen günstigere Verhältnisse vor als bei einem Einzeltransistor. Vorteilhaft bei weiterer Parallelschaltung ist folgende Kombination: Zwei Gegentaktverstärker (Vorteil: geringe Netzwerkverluste, guter Wirkungsgrad wegen der Unterdrückung der doppelten Frequenz) werden über zwei 3-dB/90°-Richtkoppler zusammengefaßt. Aufgrund der Richtkopplereigenschaften wird die zu den Bandgrenzen hin ansteigende Fehlanpassung der Gegentaktverstärker an Ein- und Ausgang der Gesamtschaltung nicht wirksam (Bild 14d).

Die Hybrid-Verstärker in Bild 14d, f und der Verstärker in Bild 14e sind keine Gegentaktverstärker. Auch die englischen Bezeichnungen push-pull amplifier und balanced amplifier sind falsch. Die HF-Signale in den beiden parallelgeschalteten Transistoren sind hier nur 90° bzw. 0°, jedoch nicht 180° phasenverschoben. Damit tritt bei diesen Schaltungen keine Auslöschung der geradzahligen Harmonischen auf.

Ein Beispiel für die konsequente Parallelschaltung von Transistoren ist der in [12] beschriebene Sendeverstärker für ein Radargerät. Mit 288 allein in der Endstufe parallelgeschalteten Transistoren wird bei 1,3 GHz eine Pulsausgangsleistung von 30 kW erreicht.

4.4 Rauscharme Verstärker
Low-noise amplifiers (LNA's)

Die Rauschzahl ist nur in der 1. Stufe einer Verstärkerkette bzw. unmittelbar am Eingang eines Signalverarbeitungssystems von besonderer Bedeutung. Die Rauschzahl F eines Transistorverstärkers ist abhängig vom Transistortyp, vom Gleichstromarbeitspunkt, von der Frequenz, von der Temperatur und vom Reflexionsfaktor $\underline{r}_G$. Der entscheidende Punkt beim Entwurf eines rauscharmen Verstärkers ist die Auswahl des richtigen Transistortyps. Für $\underline{r}_G = \underline{r}_{opt}$ wird bei diesem Transistor die minimale Rauschzahl F_{min} erreicht (s. D 3.4). Dieser Betriebszustand heißt Rauschanpassung. Er stimmt bei den meisten Transistoren nicht mit dem der Leistungsanpassung ($\underline{r}_G = \underline{r}_1^*$) überein. Zur anschaulichen Darstellung des Zusammenhangs zwischen $\underline{r}_G$ und F kann man in der $\underline{r}_G$-Ebene den geometrischen Ort all der Generatorreflexionsfaktoren $\underline{r}_G$ darstellen, die die gleiche Rauschzahl F zur Folge haben. Für diese Kreise konstanter Rauschzahl (Bild 15) gilt:

$$\text{Kreismittelpunkt} \quad \underline{M}_F = \frac{\underline{r}_{opt}}{1 + a} \qquad (3)$$

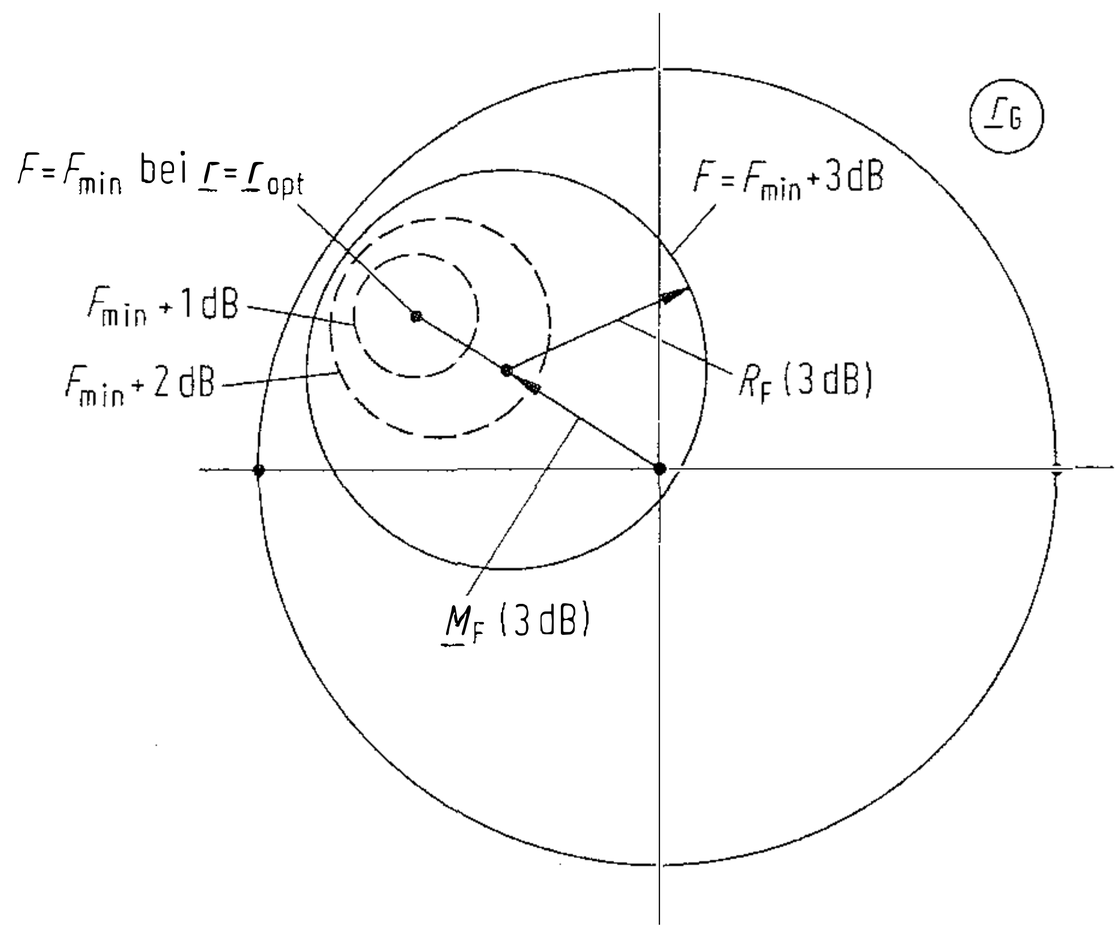


Bild 15. Kreise konstanter Rauschzahl in der $\underline{r}_G$-Ebene

$$\text{Kreisradius} \quad R_F = \frac{\sqrt{a(1 + a - r_{opt}^2)}}{1 + a} \tag{4}$$

$$\text{mit} \quad a = \frac{F - F_{min}}{4 R_N/R_0} |1 + \underline{r}_{opt}|^2 .$$

Die Kreismittelpunkte $\underline{M}_F$ liegen auf einer Geraden durch $\underline{r}_G = 0$. Der normierte äquivalente Rauschwiderstand R_N/R_0, sowie F_{min}, r_{opt} und der dazugehörige Arbeitspunkte sind bei rauscharmen Transistoren im Datenblatt angegeben. Sie heißen Rauschparameter (noise parameters). Zusätzlich müssen für diesen Arbeitspunkt die S-Parameter bekannt sein. Die minimale Rauschzahl F_{min} ist eine Eigenschaft des Transistors. Sie ist unabhängig davon, ob der Transistor in Emitter-, Basis- oder Kollektorschaltung betrieben wird. Durch verlustlose Anpaßnetzwerke wird sie nicht verändert. Die Leistungsverstärkung g_a bei Rauschanpassung (associated gain) ist kleiner als die mit dem betreffenden Transistor erreichbare maximale Verstärkung g_{max}. Dies liegt nicht nur daran, daß der Generator bei Rauschanpassung wegen $\underline{r}_{opt} \neq \underline{r}_1^*$ nicht seine maximale Leistung an den Transistor abgeben kann, sondern auch daran, daß die minimale Rauschzahl bei relativ kleinen Drainströmen (Kollektorströmen) auftritt, während g_{max} in der Regel erst bei größeren Strömen erreicht wird. Die anpassungsbedingte Verstärkungsminderung läßt sich durch verlustlose Rückkopplungsnetzwerke verringern (z. B. Stromgegenkopplung entsprechend Bild 3.4b über eine Induktivität [13–15]). Alle im HF-Schaltbild enthaltenen Wirkwiderstände bzw. Transformationsverluste verschlechtern die Rauschzahl des Verstärkers. Schmalbandig erreicht man bei Raumtemperatur mit GaAs-MESFETs bis 10 GHz und mit Heterostruktur-FETs [16] bis etwa 65 GHz Rauschzahlen $F_{min} < 1$ dB. Bei rauscharmen Breitbandverstärkern sind die Rauschzahlen größer. Typische Werte sind z. B. $F = 2{,}5$ dB für einen GaAs-MMIC von 0,5 bis 6 GHz und $F = 5$ dB von 2 bis 20 GHz. Für viele technische Anwendungen ist der Frequenzgang $F(f)$ wichtiger als die integrale Rauschzahl.

Sowohl bei bipolaren Transistoren als auch bei FETs steigt die Rauschzahl mit zunehmender Temperatur T. Für GaAs-FETs gilt etwa

$$F(T) = 1 + (F(T_0) - 1)\ T/T_0 . \tag{5}$$

Die Verbesserung bei tiefen Temperaturen läßt sich bei GaAs-FETs in geeignet aufgebauten Verstärkern bis herab zu wenigen Kelvin nutzen [21]. Bipolare Transistoren arbeiten unterhalb etwa −80 °C nicht mehr. Für komplette Verstärker bzw. MMICs gelten diese einfachen Zusammenhänge zwischen Temperatur und Rauschzahl nicht notwendigerweise. Bei entsprechender Auslegung der Schaltung ist es möglich, daß die Rauschzahl mit zunehmender Temperatur zunächst kleiner wird.

4.5 Logarithmische Verstärker
Logarithmic amplifiers

Ein logarithmischer HF-Verstärker (true logarithmic amplifier) hat bezüglich der Spannungsamplituden eine logarithmische Übertragungsfunktion:

$$U_2 \sim \lg(U_1/U_0) .$$

Die Phaseninformation bleibt erhalten. Aufgrund der logarithmischen Kennlinie werden kleine Signale mehr verstärkt als große Signale. Damit erzeugt ein sinusförmiges Eingangssignal ein nicht-sinusförmiges Ausgangssignal (Bild 16).

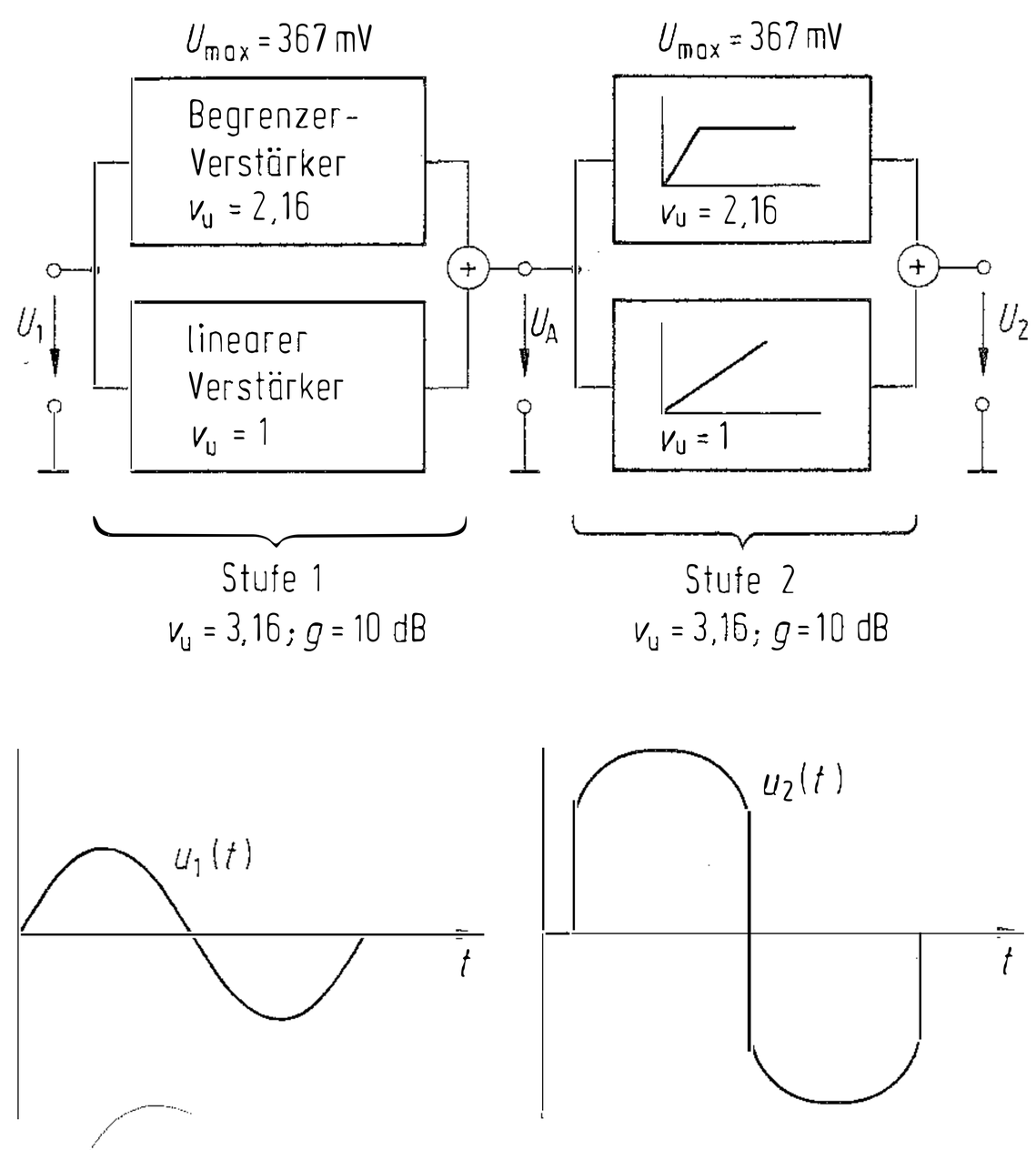


Bild 16. Zweistufiger logarithmischer HF-Verstärker

Die Steigung a der Übertragungsfunktion wird in mV/dB angegeben. Ein typischer Wert ist $a = 25$ mV/dB,

$$U_2 = a \cdot 20 \lg(U_1/U_0).$$

Im NF-Bereich wird die log. Übertragungsfunktion approximiert, indem man eine bzw. zwei antiparallele Dioden als Rückkopplungselement eines Operationsverstärkers einsetzt. Im HF-Bereich wird die log. Funktion durch Aneinanderfügen linearer Kennlinienstücke angenähert (Bild 17). Im Schaltungsbeispiel entsprechend Bild 16 hat jede Stufe 10 dB Verstärkung. Bis zu Eingangsspannungen von 36,7 mV (Punkt P_2) arbeitet die Schaltung als linearer Verstärker mit der Spannungsverstärkung $v_u = 10$. Bei größeren Spannungen begrenzt der Begrenzerverstärker in Stufe 2. Die Parallelschaltung beider Verstärker hat dann die Übertragungsfunktion $U_2 = U_A + 250$ mV, d. h. Eingangssignale im Bereich zwischen P_2 und P_3 werden von der 1. Stufe mit $v_u = 3{,}16$ verstärkt und von der 2. Stufe um konstant 250 mV angehoben. Oberhalb von P_3 begrenzt auch die 1. Stufe. Alle Eingangssignale werden mit $v_u = 1$ verstärkt und um 500 mV angehoben.

Mit zwei derartigen Stufen ergibt sich demnach ein logarithmischer Verstärker mit einem Dynamikbereich von 30 dB (von P_1 bis P_4) und einer Steigung $a = 25$ mV/dB. Schaltet man N identische Stufen hintereinander, so vergrößert sich der Dynamikbereich auf $(N + 1) \cdot 10$ dB.

Eine Verstärkerstufe entsprechend Bild 16 wird entweder durch einen Differenzverstärker realisiert (Bild 18) [18], oder man benutzt ohmsche Leistungsteiler 3 dB/0° bzw. 6 dB/0° zum Parallelschalten zweier unabhängiger Verstärker [20]. Bei einer Stufenverstärkung von 10 dB beträgt die Abweichung zwischen linearer und logarithmischer Kennlinie $\pm$ 0,81 dB. Mit realen, nichtlinearen Verstärkern verschwindet der Kennlinienknick bei P_2 und P_3 und die Abweichung vom gewünschten Verlauf wird wesentlich kleiner [18]. Logarithmische Verstärker nach diesem Schaltungsprinzip sind üblicherweise auf Frequenzen unterhalb von 1 GHz beschränkt. Weitere Nachteile sind unter Umständen der begrenzte Dynamikbereich oder die andernfalls stark ansteigende Leistungsaufnahme.

Bei vielen Anwendungen wird nur die logarithmierte Hüllkurve des Eingangssignals benötigt. Bild 19 zeigt ein Schaltungsbeispiel, bei dem das Eingangssignal zunächst von einer Detektordiode gleichgerichtet und dann verstärkt wird. Durch die logarithmische Kennlinie wird die Anstiegszeit eines Pulses am Ausgang kleiner als am Eingang (z. B. 10 ns). Die Abfallzeit wird dagegen wesentlich verlängert (z. B. 100 ns). Da der Dynamikbereich der Anordnung in Bild 19 durch

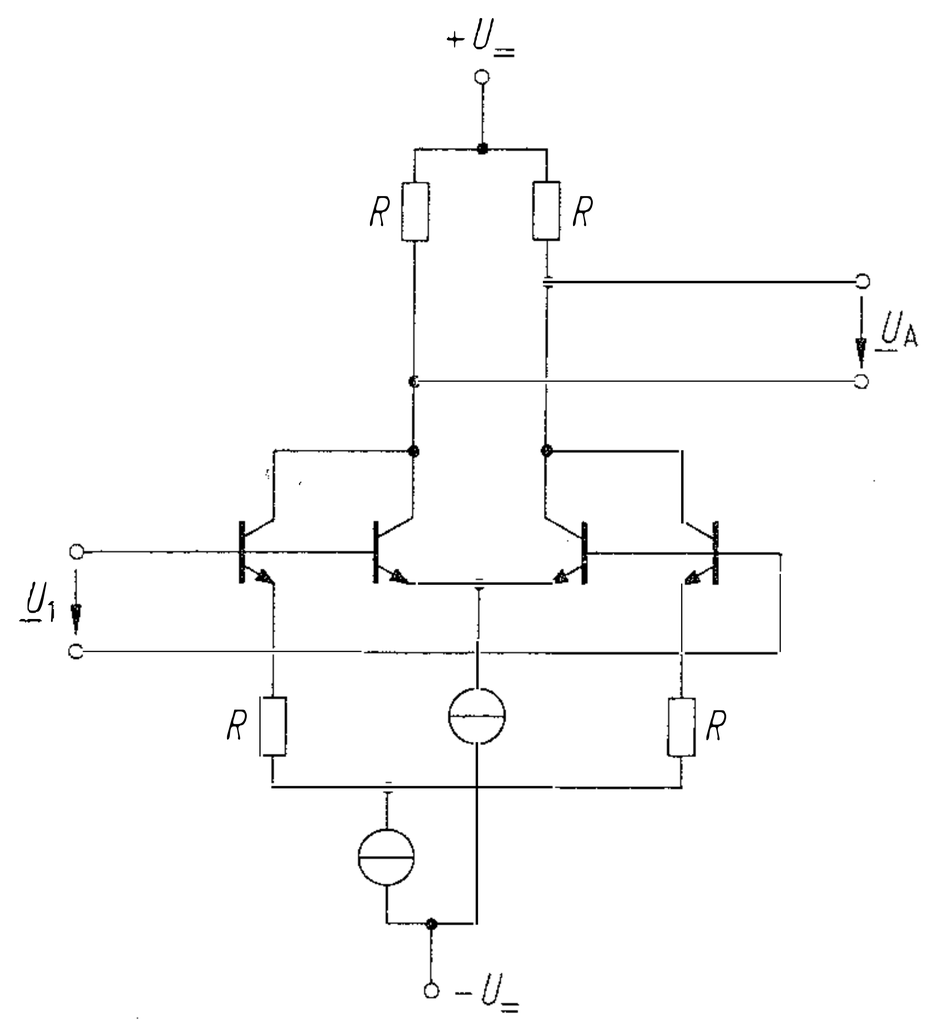


Bild 18. Differenzverstärkerschaltung als Beipiel für eine Verstärkerstufe entsprechend Bild 16

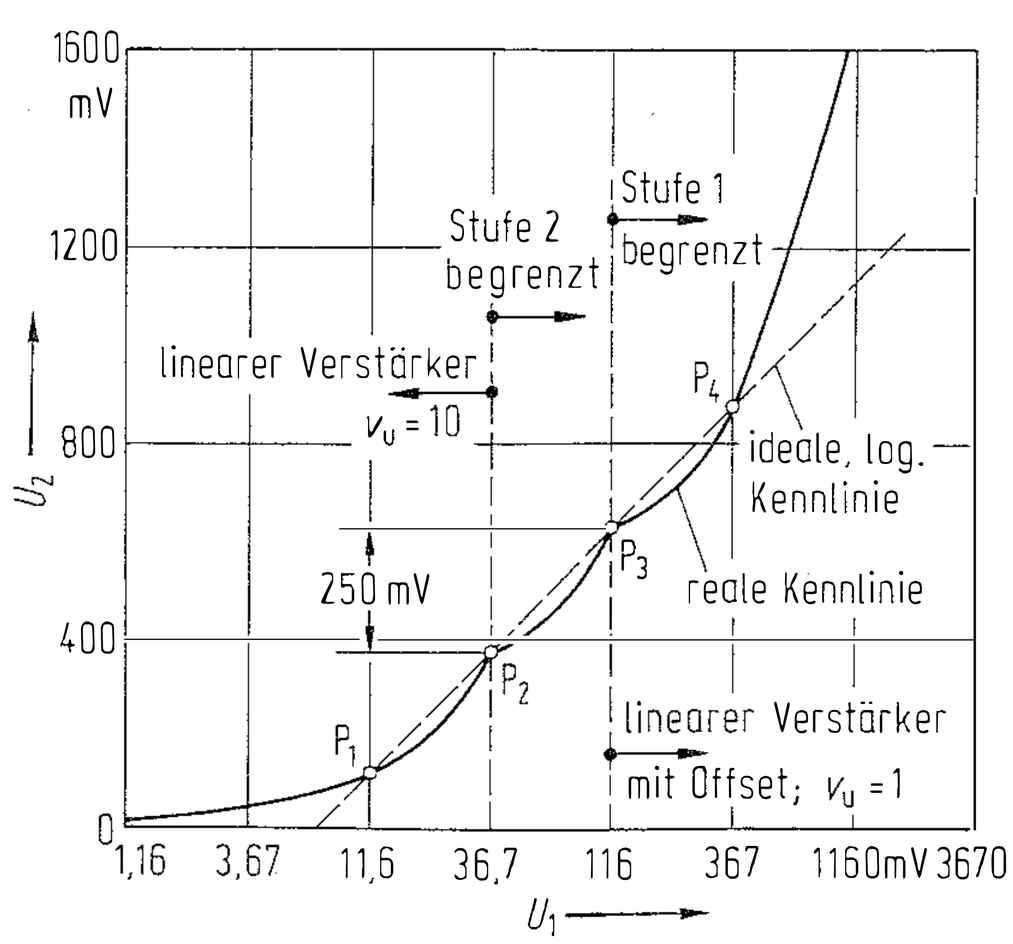


Bild 17. Übertragungsfunktion des zweistufigen logarithmischen HF-Verstärkers von Bild 16

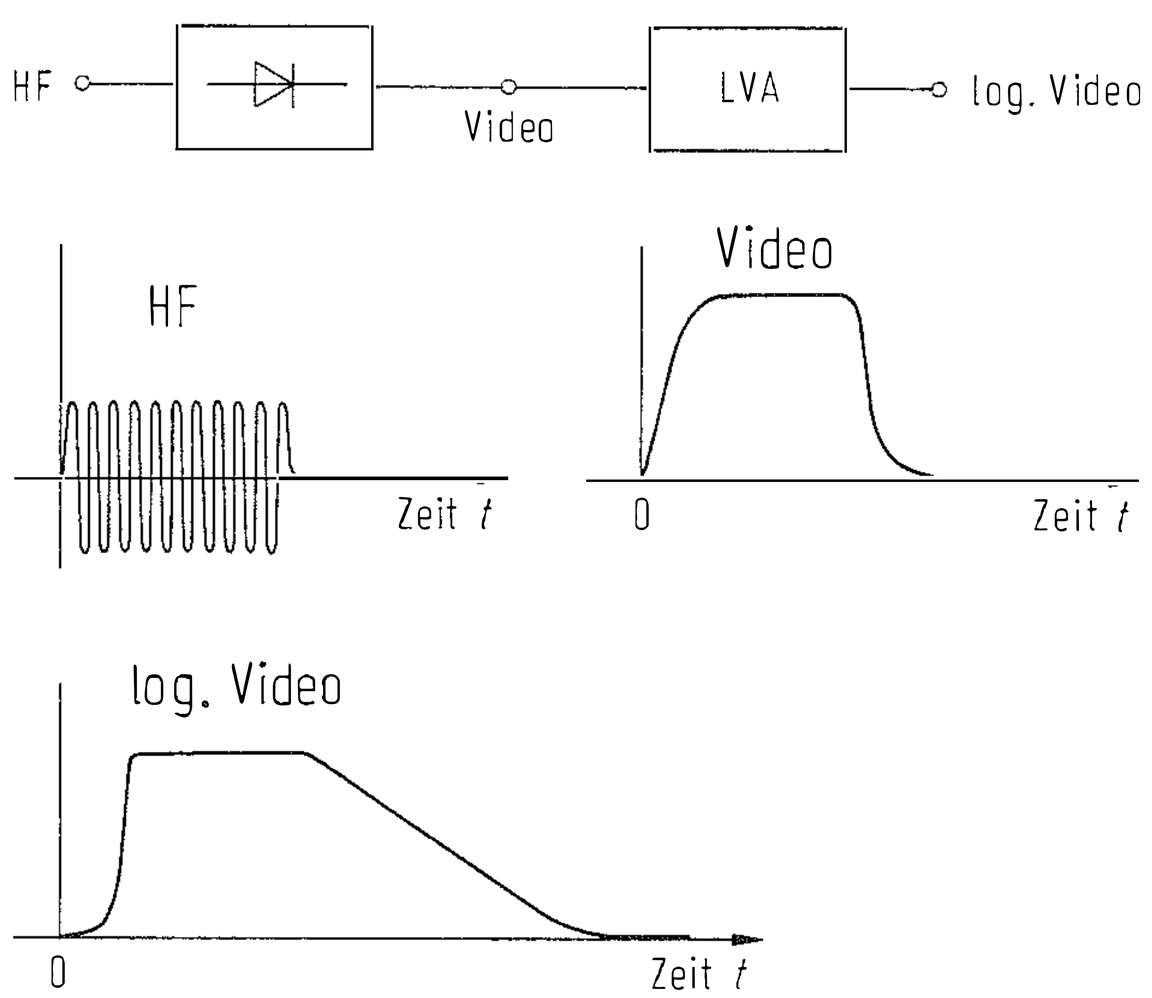


Bild 19. Detector logarithmic video amplifier (DLVA)

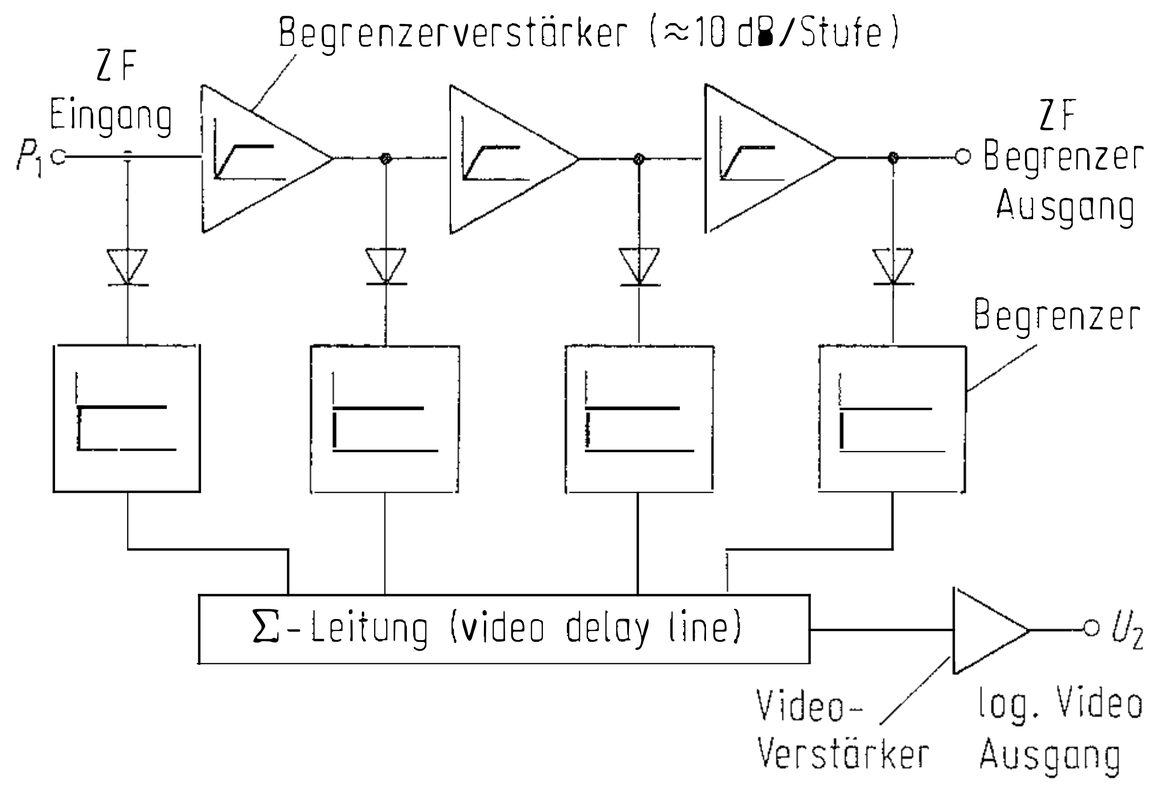


Bild 20. Logarithmischer ZF-Verstärker (log. IF amplifier bzw. successive detection log. video amplifier, SDLVA)

den Dynamikbereich der Detektordiode eingeschränkt ist, werden statt dessen meist mehrstufige Schaltungen entsprechend Bild 20 verwendet [17, 19]. Hier hat jede Detekordiode nur einen Dynamikbereich von 10 dB zu verarbeiten. Die in Kette geschalteten identischen Begrenzerverstärker ergeben zusammen mit den aufsummierten Videosignalen der einzelnen Detektordioden wieder analog zu Bild 17 eine durch Geradenstücke approximierte, logarithmische Übertragungsfunktion.

Zusätzlich zur Begrenzung im ZF-Bereich kann auch im Video-Bereich begrenzt werden. Die Ausgangsspannung solcher logarithmischer Video-Verstärker (LVA) ist proportional zum Eingangs*pegel*:

$$U_2 = a \cdot 10 \lg(P_1/P_0).$$

Der logarithmische ZF-Verstärker nach Bild 20 stellt am Begrenzerausgang die Frequenz- bzw. Phaseninformation zur Verfügung. Gleichzeitig werden am Videoausgang ein großer Dynamikbereich und kurze Anstiegs- und Abfallzeiten ermöglicht.

Typische Kenngrößen eines derartigen Verstärkers sind:

- Dynamikbereich von − 75 dBm bis + 5 dBm,
- ZF-Bereich bis 3 GHz, unter Umständen beginnend bei der Frequenz 0,
- Abweichung von der logarithmischen Kennlinie: ± 1 dB,
- Anstiegs- und Abfallzeiten: 5 ns,
- Phasenfehler am Begrenzerausgang < ± 10°.

Spezielle Literatur: [1] *Niclas, K. B.:* Multi-octave performance of single-ended microwave solid-state amplifiers. IEEE-MTT 32, Nr. 8 (1984) 896–908. – [2] *Aitchison, C. S.; Bukhari, M. N.; Tang, O. S. A.:* The enhanced power performance of the dual-fed distributed amplifier. European Microwave Conference (1989) 439–444. – [3] *Ayasli/Mozzi/Vorhaus/Reynolds/Pucel:* A monolithic GaAs 1–13 GHz traveling wave amplifier. IEEE-MTT 30 (1982) 976–981. – [4] *Beyer/Prasad/Becker/Nordmann/Hohenwarter:* MESFET distributed amplifier design guidelines. IEEE-MTT 32 (1984) 268–275. – [5] *Rodwell/Riaziat/Weingarten/Bloom:* Internal microwave propagation and distortion characteristics of traveling wave amplifiers studied by electro-optic sampling. IEEE-MTT 34 (1986). – [6] *Niclas, K. B.; Pereira, R. R.:* The matrix amplifier: a high-gain module for multioctave frequency bands. IEEE-MTT 35, Nr. 3 (1987) 296–306. – [7] *Cioffi, K. R.:* Broadband distributed amplifier impedance-matching techniques. IEEE-MTT 37, Nr. 12 (1989) 1870–1876. – [8] *Riaziat/Brandy/Ching/Li:* Feedback in distributed amplifiers. IEEE-MTT 38, Nr. 2 (1990) 212–215. – [9] *Niclas, K.; Pereira, R.; Chang, A.:* A 2–18 GHz low-noise/high-gain amplifier module. IEEE-MTT 37, Nr. 1 (1989) 198–207. – [10] *Ross, M.; Harrison, R. G.; Surridge, R. K.:* Taper and forward-feed in GaAs MMIC distributed amplifiers. IEEE-MTT-S Digest 1989 1039–1042. – [11] *Hetterscheid, W. Th.:* Selektive Transistorverstärker I, II. Philips Technische Bibliothek, Hamburg 1965 (1971). – [12] *Bird, S.; Matthew, R.:* A production 30-kW, L-Band solid-state transmitter. IEEE MTT-S Digest (1989) 867–870. – [13] *Fukui, H.* (Hrsg.): Low noise microwave transistors and amplifiers (div. Fachaufsätze) IEEE Press, N.Y. 1981. – [14] *Enberg, J.:* Simultaneous input power match and noise optimization using feedback. European Microwave Conf. Digest (1974) 385–389. – [15] *Murphy, M. T.:* Applying the series feedback technique to LNA design. Microwave J., Nov. (1989) 143–152. – [16] *Mimura, T.; Hiyamizu, S.; Fujii, T., Nanbu, K.:* A new field effect transistor with selectively doped GaAs/n-AlGaAs heterojunctions. Japan. J. Appl. Phys. 19 (1980) L 225. – [17] *Lansdowne, K. H.; Norton, D. E.:* Log amplifiers solve dynamic-range problems and rapid-pulse-response problems. MSN & CT, Oct. (1985) 99–109. – [18] *Hughes, R. S.:* Logarithmic amplification. Dedham, MA: Artech House 1986. – [19] *Oki/Kim/Gorman/Camou:* High-performance GaAs heterojunction bipolar transistor monolithic logarithmic IF amplifiers. IEEE-MTT 36 (1988) 1958–1965. – [20] *Smith, M. A.:* A 0,5 to 4 GHz true logarithmic amplifier utilizing GaAs MESFET technology. IEEE-MTT 36, Nr. 12 (1988) 1986–1990. – [21] *Pospieszalski, M. W.; Weinreb, S.; Norrod, R. D.; Harris, R.:* FET's and HEMT's at cyrogenic temperatures – their properties and use in low-noise amplifiers. IEEE-MTT 36, Nr. 3 (1988) 552–560. – [22] *Becker, R. C.; Beyer, J. B.:* On gain-bandwidth product for distributed amplifiers. IEEE-MTT 34 (1986) 736–738. – [23] *Aitchinson, C. S.:* The intrinsic noise figure of the MESFET distributed amplifier. IEEE-MTT 33 (1985) 460–466.

5 Nichtlinearität
Nonlinearity

5.1 1-dB-Kompressionspunkt
1-dB gain compression point

Trägt man die Ausgangsleistung P_2 eines Transistors bzw. Verstärkers als Funktion der Eingangsleistung P_1 jeweils in dBm auf, so ergibt sich typisch ein Kurvenverlauf wie in Bild 1. Mit zunehmender Eingangsleistung gerät der Transi-

Spezielle Literatur Seite F 31

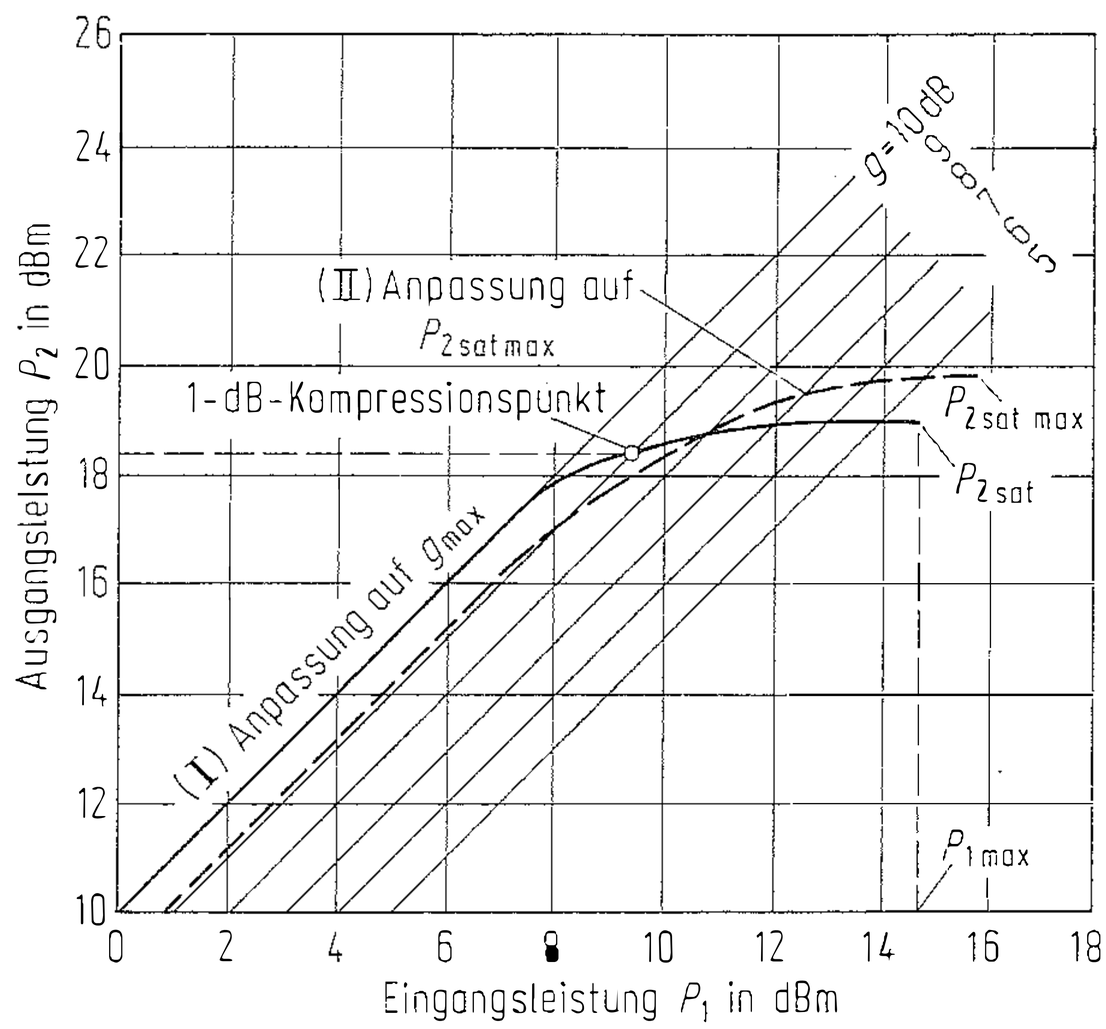


Bild 1. Übertragungskennlinien eines Transistorverstärkers; 1-dB-Kompressionspunkt und Sättigungsbereich. Dargestellt ist die Leistung der Grundschwingung bei einer festen Frequenz

stor in die Sättigung, das heißt P_2 nimmt nicht mehr proportional zu P_1 zu, die Verstärkung g sinkt. Die Ausgangsleistung P_2, bei der die Verstärkung um 1 dB kleiner ist als im linearen Bereich, wird als 1-dB-Kompressionspunkt des Verstärkers bezeichnet ($P_{1\,dB}$).
Im Sättigungsbereich sind die S-Parameter eines Transistors pegelabhängig. Insofern erhält man Kurve I, wenn ein Transistor im linearen Bereich unterhalb der Sättigung beidseitig leistungsangepaßt wird. In der Sättigung ist dieser Transistor dann fehlangepaßt. Soll ein Transistor maximale Sättigungsleistung liefern, muß er bei $P_{sat,max}$ beidseitig leistungsangepaßt sein. Daraus resultiert immer eine Fehlanpassung bei kleinerer Aussteuerung und damit $g < g_{max}$ im linearen Bereich. Ein Leistungsverstärker kannn nur dann auf hohe Sättigungsleistung abgeglichen werden, wenn ausreichend viel Ansteuerleistung zur Verfügung steht. Beim Aufbau eines mehrstufigen Verstärkers beginnt man also stets mit der Eingangsstufe.
Bei Kleinsignaltransistoren liegt die Sättigungsausgangsleistung $P_{2,sat}$ um 3 bis 6 dB über $P_{1\,dB}$. Bei Leistungstransistoren verringert sich dieser Abstand auf etwa 1 bis 3 dB. Das Verhalten in der Sättigung wird von der Art des Gleichstromnetzwerks beeinflußt. Eine Steigerung des Eingangspegels über $P_{1\,max}$ hinaus führt von einem bestimmten Wert ab bei bipolaren Transistoren zunächst zu einem leichten Anstieg der Rauschzahl. Bei weiterer Steigerung nimmt dieser Anstieg weiter, irreversibel zu. Danach sinkt die Verstärkung, ebenfalls irreversibel. Eine darüber hinausgehende Übersteuerung führt zum endgültigen Ausfall (s. 4.3). Im Unterschied dazu ist das typische Verhalten von GaAs FETs eine abrupte Zerstörung bei Übersteuerung, ohne Vorankündigung.

5.2 Harmonische
Harmonics

Infolge der nichtlinearen Übertragungskennlinie eines Transistors enthält das Ausgangssignal bei sinusförmigem Eingangssignal mit der Frequenz f_1 stets neben der verstärkten Grundschwingung die harmonischen Frequenzen $2f_1, 3f_1, \ldots nf_1$ etc. (die Bezeichnungen „Grund*welle*“ (s. K 1) und „Ober*wellen*“ sollten vermieden werden). Mit zunehmender Ordnungszahl n klingt die Amplitude der Hüllkurve dieser Spektrallinien üblicherweise schnell ab. Das kennlinienbedingte Abklingen wird unterstützt durch die mit zunehmender Frequenz abnehmende Verstärkung.
Die primäre Beeinflussung des Harmonischenanteils im Ausgangssignal erfolgt über die Auswahl des Bereichs der Kennlinie, der ausgesteuert wird, das heißt über den Gleichstromarbeitspunkt (I_c *und* U_c) (A-, B-, C-Verstärker) sowie über den gewählten Transistortyp und die Schaltungsart (z. B. Gegentaktverstärker). Bei Verstärkern mit relativen Bandbreiten kleiner als 2 : 1 wird die Filterwirkung des Ausgangsnetzwerks genutzt (Tiefpaß- bzw. Bandpaßanpassung). Zur Kennzeichnung eines Verstärkers wird für einen festen Ausgangspegel, beispielsweise die Nennausgangsleistung, der jeweilige minimale Pegelunterschied in dB zwischen der n-ten Harmonischen und der Grundschwingung angegeben (Maßeinheit dBc: dB below carrier). Im Bereich der Sättigung steigen die Amplituden der Harmonischen überproportional an. Bei der Messung der Ausgangsleistung eines Verstärkers mit einem Leistungsmesser ist zu kontrollieren, ob dieser die Summenleistung

$$P_{ges} = P(f_1) + P(2f_1) + \ldots P(n \cdot f_1) + \ldots$$

anzeigt oder nur Teile davon (s. I 13). Wirkungsgradangaben beziehen sich immer auf die Grundschwingung.

5.3 Intermodulation
Intermodulation

Intermodulation beschreibt die Wechselwirkungen zwischen Eingangssignalen benachbarter Frequenzen aufgrund der nichtlinearen Transistorkennlinie. Sie wird mit zwei Signalen gleicher Amplitude der Frequenz f_1 und f_2 am Verstärkereingang gemessen. Der Abstand zwischen f_1 und f_2 beträgt wenige MHz. Die Intermodulationsprodukte 2. Ordnung, bei den Frequenzen $f_2 \pm f_1$ fallen nur dann in den Durchlaßbereich

des Verstärkers, wenn die relative Bandbreite größer als 2:1 ist. Dagegen liegen von den Intermodulationsprodukten 3. Ordnung diejenigen bei den Frequenzen $2f_1 - f_2$ und $2f_2 - f_1$ praktisch immer innerhalb des Durchlaßbereichs (Bild 2).

Aufgrund der üblichen mathematischen Beschreibung einer schwachen Nichtlinearität (Gl. (2)) steigt im Kleinsignalbereich die Grundschwingung mit 1 dB am Ausgang pro 1 dB am Eingang an, jeder Intermodulationsterm IM_2 mit 2 dB am Ausgang pro 1 dB am Eingang und jeder Intermodulationsterm IM_3 mit 3 dB pro 1 dB (Bild 3). Spätestens im Sättigungsbereich flachen die Kurven ab. *Theoretisch* treffen sich die extrapolierten Geraden in einem Punkt, dem intercept point IP. Bei Gegentaktverstärkern sind die IM_2-Werte wesentlich kleiner und zeigen einen stark nichtlinearen Verlauf. Der IP_2 liegt bei wesentlich höheren Pegeln als der IP_3. Von besonderem Interesse ist deshalb die IM_3-Kurve. Die Angabe des Schnittpunkts IP_3 (third order intercept point) in dBm kennzeichnet das Intermodulationsverhalten eines Transistors bzw. Verstärkers. Ist die Grundschwingung um Δa in dB kleiner als IP_3, dann ist der störende Intermodulationsterm 3. Ordnung um $3\Delta a$ kleiner als IP_3. Für zwei Signale mit unterschiedlicher Amplitude ergeben sich die Störpegel zu (alle Pegel in dBm; Bezeichnungen s. Bild 2):

$$P_3 = 2P_1 + P_2 - 2IP_3$$
$$P_4 = P_1 + 2P_2 - 2IP_3\,. \qquad (1)$$

Diese Gleichungen gelten ebenfalls für die beiden Intermodulationsprodukte 2. Ordnung, sofern man IP_3 durch IP_2 ersetzt.

Die Größe der Intermodulationsprodukte eines Verstärkers hängt ab vom Transistortyp, vom ausgesteuerten Kennlinienbereich (niedrigste Verzerrung bei symmetrischer Begrenzung) sowie von der Verstärkung und der Lastimpedanz $\underline{Z}_L$ bei den verschiedenen im mathematischen Ausdruck auftretenden Frequenzen. FETs zeigen häufig eine näherungsweise quadratische Kennlinie, die sich über einen großen Aussteuerungsbereich erstreckt. Verglichen mit der exponentiellen Kennlinie bei bipolaren Transistoren ergeben sich dadurch geringere Intermodulationsprodukte 3. Ordnung.

Die in Bild 3 aufgetragenen Leistungen gehören jeweils zu einer Spektrallinie. Bei zwei gleichgroßen Spektrallinien ist der zeitliche Mittelwert der Gesamtleistung 3 dB und der Spitzenwert der Schwebung (peak envelope power PEP) 6 dB größer.

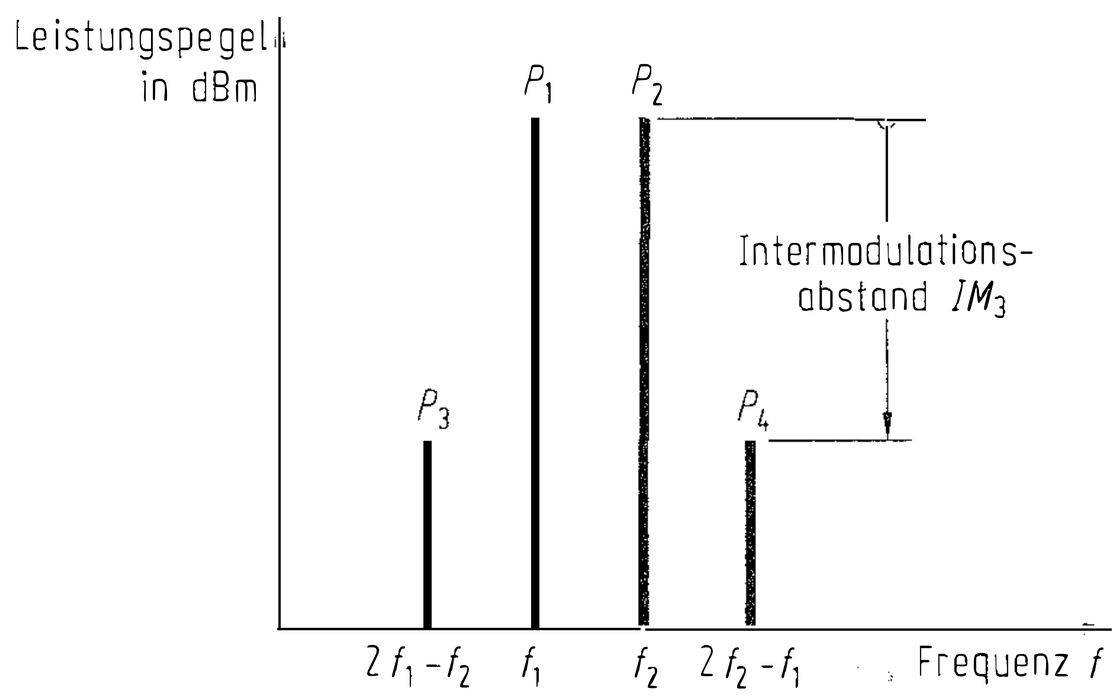


Bild 2. Lage der Intermodulationsprodukte 3. Ordnung P_3 und P_4 (two tone third order intermodulation distortion)

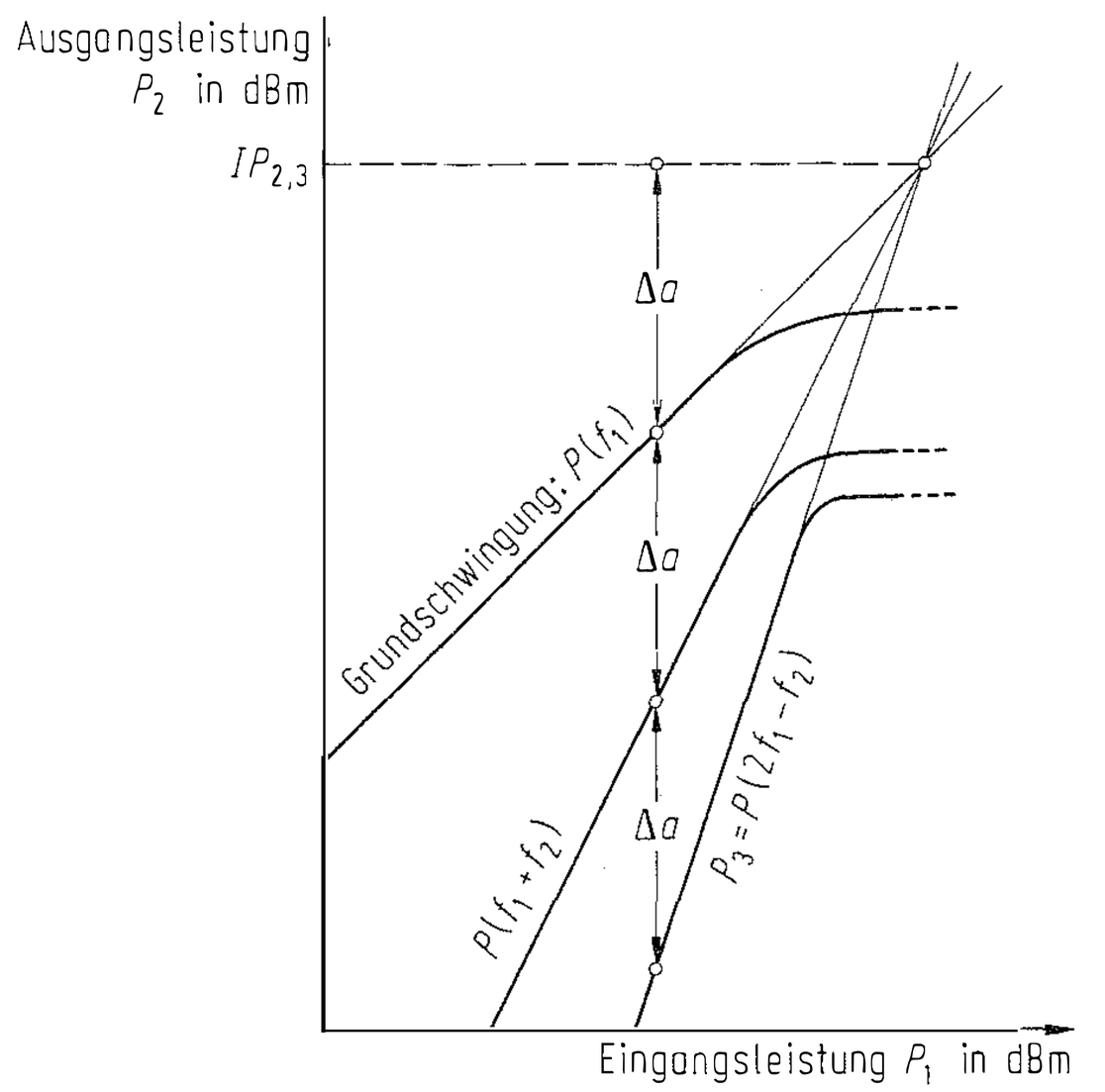


Bild 3. Leistungspegel der am Verstärkerausgang auftretenden Spektrallinien als Funktion der Eingangsleistung. Idealisierte Kurvenverläufe zur Definition des second order (IP_2) und third order intercept point (IP_3)

5.4 Kreuzmodulation

Crossmodulation

Unter Kreuzmodulation versteht man die Übertragung der Modulation (bzw. der Seitenbandinformation) eines Signals A auf ein Signal B. Beide Signale liegen im Durchlaßbereich des Verstärkers. Bild 4 veranschaulicht den Effekt und das Meßverfahren. Der Frequenzabstand Δf beträgt wenige MHz. Die Kreuzmodulation ist ein Sonderfall der Intermodulation.

5.5 AM-PM-Umwandlung

AM-to-PM conversion

Die mit zunehmender Eingangsamplitude auftretende Änderung der S-Parameter eines Transistors beinhaltet auch die Phase des Transmissionsfaktors und damit die Gruppenlaufzeit. Die Ansteuerung eines Transistors mit Amplituden

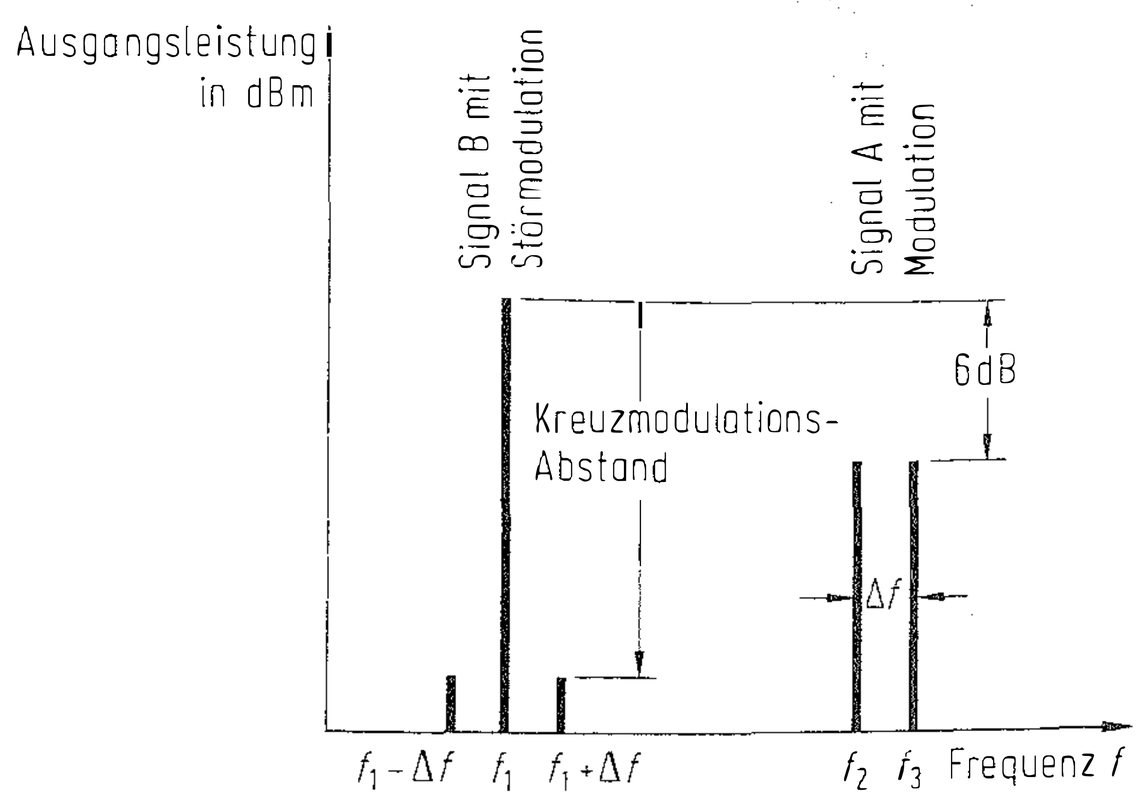


Bild 4. Messung des Kreuzmodulationsabstands mit drei Sinussignalen f_1, f_2 und f_3

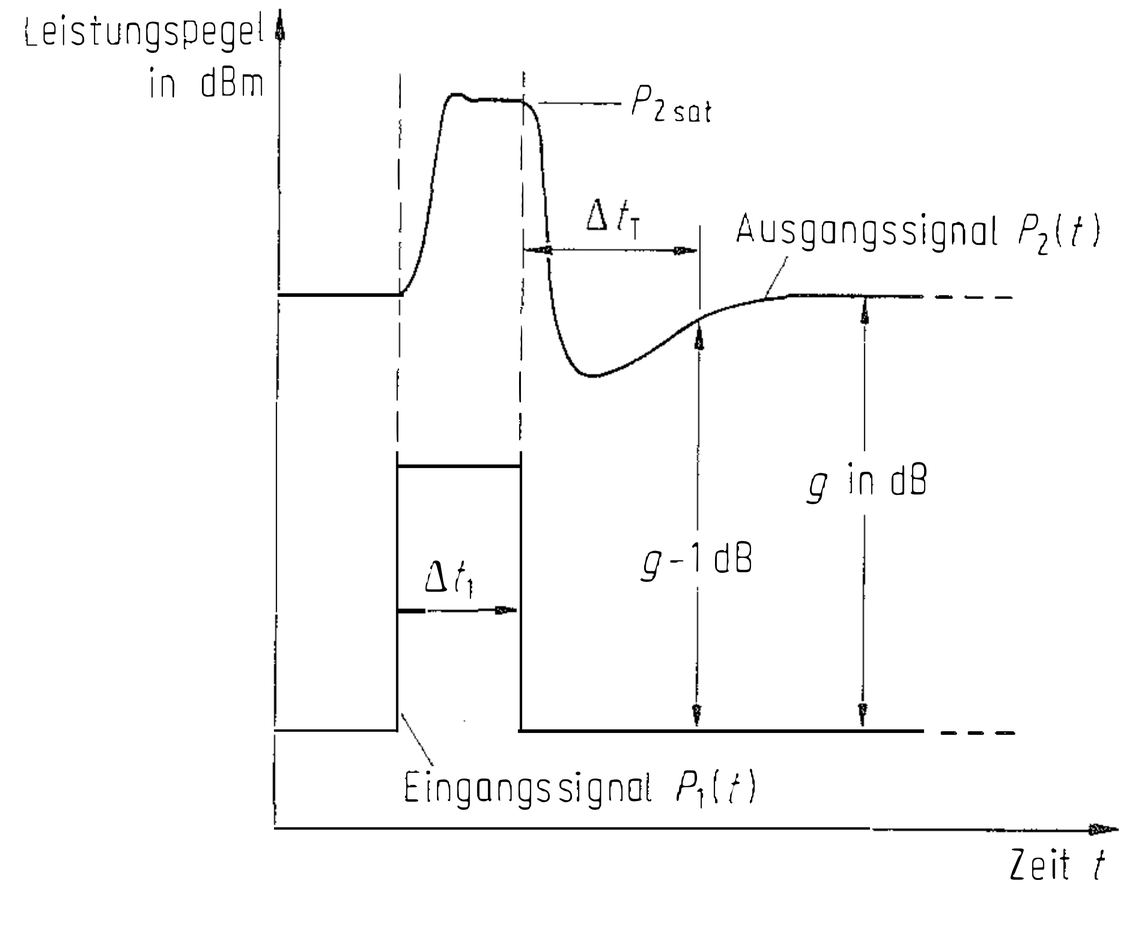


Bild 5. Erholzeit Δt_T eines Leistungsverstärkers bei Pulsbetrieb. Dargestellt sind die Videosignale, die Hüllkurven der jeweiligen HF-Signale

im Bereich des Übergangs von den Kleinsignalparametern zu den Großsignalparametern bewirkt also bei einer Amplitudenmodulation am Eingang eine zusätzlich zur AM auftretende Phasenmodulation (PM) am Ausgang. Die elektrische Länge eines Verstärkers ist somit aussteuerungsabhängig. Die Änderung der elektrischen Länge in Grad/dB wird als Kenngröße gemessen. Mit zunehmender Sättigung des Transistors geht diese Änderung gegen Null.
Typische Werte für die AM-PM-Umwandlung eines Mikrowellenverstärkers sind $\pm 1°$ bis $\pm 5°$/dB. Diese Kenngröße ist von besonderem Interesse bei Begrenzerverstärkern (limiting amplifiers). Dies sind Verstärker, die Eingangssignale beliebiger Amplitude im Idealfall in Ausgangssignale mit konstanter Amplitude umwandeln. Mit realen Begrenzerverstärkern schafft man eine Dynamikkompression von z. B. 20 dB am Eingang auf $\pm$ 3 dB am Ausgang (weiche Begrenzung) bis zu 100 dB am Eingang auf $\pm$ 0,5 dB (schmalbandig) bis $\pm$ 1 dB (breitbandig, z. B. 2–18 GHz) am Ausgang (harte Begrenzung) [1].
Geringe nichtlineare *Amplituden*verzerrungen können z. B. durch eine endliche Potenzreihe der Form

$$u_2 = k_1 u_1 + k_2 u_1^2 + k_3 u_1^3 \qquad (2)$$

mathematisch untersucht werden. Um nichtlineare *Phasen*verzerrungen, wie zum Beispiel die AM-PM-Umwandlung, behandeln zu können, reicht dies nicht aus. Für die mathematische Analyse werden üblicherweise Volterra-Reihen benutzt [2, 3]. Das n-te Glied einer Volterra-Reihe ist ein n-faches Faltungsintegral im Zeitbereich. Weitere Verfahren zur Berechnung nichtlinearer Schaltungen sind die Analyse im Zeitbereich und die Harmonic-balance-Methode (s. C 8.3) [4].

5.6 Erholzeit
Recovery time

Die Speicherfähigkeit von Koppelkondensatoren ergibt zusammen mit der nichtlinearen Widerstandskennlinie von Transistoreingängen den meist unerwünschten Effekt, daß pulsförmige Übersteuerungen des Verstärkereingangs eine Totzeit Δt_T am Verstärkerausgang hervorrufen. Kurzzeitig für Δt_1 übersteuert, benötigt der Verstärker die Zeit $\Delta t_1 + \Delta t_T$, um am Ausgang wieder in den Kleinsignalbetrieb zurückzugelangen (Bild 5). Die Auslegung der Schaltung zur Einstellung des Gleichstromarbeitspunkts beeinflußt ebenfalls die Länge dieser Erholzeit Δt_T.

5.7 Nichtharmonische Störsignale
Non-harmonic spurious signals

Soche Störsignale entstehen unter anderem,
- wenn der Verstärker instabil ist (z. B. Kippschwingungen),
- wenn über die Gleichstromversorgung externe Störsignale eingekoppelt werden (z. B. Vielfache der Netzfrequenz oder der Schaltfrequenz von Schaltnetzteilen),
- wenn die Schirmwirkung des Gehäuses gegenüber externen elektromagnetischen Störern unzureichend ist,
- wenn Bauteile eingesetzt wurden, die durch externe Schallwellen beeinflußbar sind (Mikrofonie),
- wenn die Fehlanpassung des Verstärkereingangs den zur Speisung benutzten Signalgenerator instabil macht.

In der Entwicklungsphase eines Verstärkers sollte deshalb regelmäßig ein Spektrumanalysator benutzt werden, um das Vorhandensein von zu-

sätzlichen Spektrallinien am Verstärkerausgang zu kontrollieren. Bei der ausschließlichen Benutzung eines Amplitudenmeßplatzes oder eines selektiven Meßplatzes bleiben solche Störsignale möglicherweise unentdeckt.

Spezielle Literatur: [1] *Browne, J.:* Coplanar limiters boast 90 dB gain from 2 to 6 GHz. Microwaves & RF, May (1989) 234–235. – [2] *Minasian, R. A.:* Intermodulation distortion analysis of MESFET amplifiers using the Volterra series representation. IEEE-MTT 28, Nr. 1 (1980) 1–8. – [3] *Maas, S. A.:* Nonlinear microwave circuits. Dedham, MA: Artech House 1988. – [4] *Rizzoli, V.; Lipparini, A.; Arazzi, E.:* A general purpose program for nonlinear microwave circuit design. – IEEE-MTT 31 (1983) 762–770.

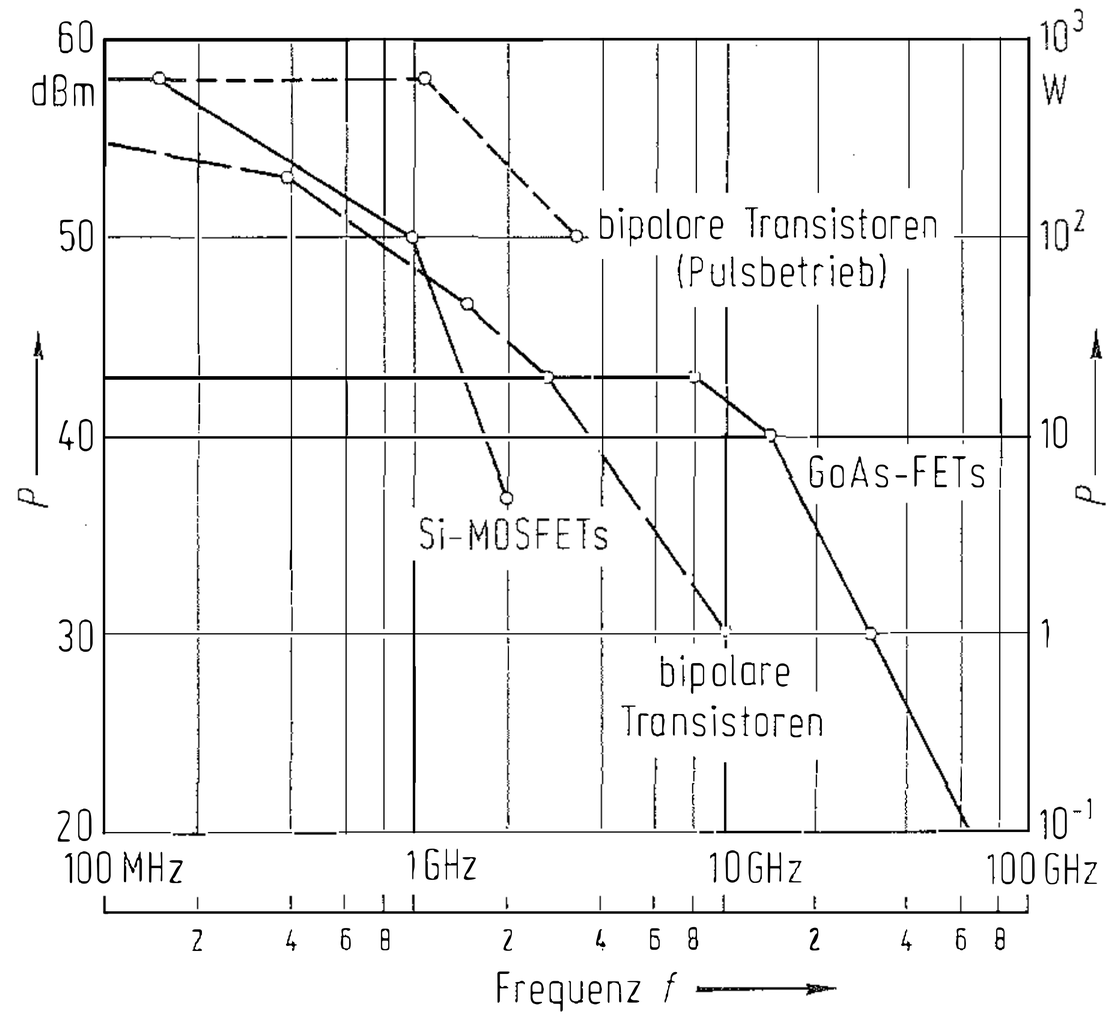


Bild 1. Maximale Ausgangsleistung P handelsüblicher Transistoren (Stand 1991). Bei zwei Transistoren im gemeinsamen Gehäuse ist der doppelte Wert erreichbar

6 Transistoren, integrierte Verstärker
Transistors, integrated amplifiers

Die wichtigste Entscheidung beim Entwurf eines Verstärkers ist die Auswahl des Halbleiterbauelements. Die Halbleitertechnologie entwickelt sich sehr schnell weiter. Problemlösungen, die vor wenigen Jahren noch unmöglich waren oder einen beträchtlichen Entwicklungsaufwand erforderten, sind heute mit modernen Bauelementen teilweise sehr einfach realisierbar.

In einem Transistor werden als Folge des HF-Eingangssignals an der Steuerelektrode Kapazitäten umgeladen bzw. Ladungsträger injiziert. Die (obere) Grenzfrequenz eines Transistors wird unter anderem durch Ladungsträgerlaufzeiten festgelegt. Da die Beweglichkeit von Elektronen in Si und GaAs die Löcherbeweglichkeit um ein Mehrfaches übersteigt, sind im Mikrowellenbereich alle bipolaren Transistoren vom npn-Typ und alle Feldeffekttransistoren vom n-Kanal-Typ. Da weiterhin die Elektronenbeweglichkeit in GaAs feldstärkeabhängig bis zu sechsmal größer ist als in Si, werden im oberen Mikrowellenbereich z. Zt. nur GaAs-FETs eingesetzt (Bild 1). Aufgrund der besseren Wärmeleitfähigkeit von Si gegenüber GaAs sind bei Transistoren mit Si-Substrat höhere Ausgangsleistungen möglich.

Die Kenngrößen *Transitfrequenz* f_T, bei der die Kurzschlußstromverstärkung $h_{21} = 1$ wird, bzw. *max. Schwingfrequenz* f_{max}, bis zu der man den betreffenden Transistor in einer Oszillatorschaltung einsetzen kann, sind für Verstärkeranwendungen wenig aussagekräftig. Der nutzbare Frequenzbereich eines hochverstärkenden Kleinsignaltransistors endet etwa dort, wo $g_{max} < 6$ dB wird. Einen Leistungstransistor wird man dagegen in der Regel noch einsetzen, bis $g_{max} \approx 3$ dB beträgt. Die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung eines realen Transistors (Bild 2.6) entspricht im allgemeinen nicht dem theoretischen Verlauf (Bild 2). Sie wird vom Hersteller gemessen und im Datenblatt angegeben. Bis zur Frequenz f_{max} ist die Stabilität einer Verstärkerschaltung zu überprüfen.

Transistoren bilden die Gruppe von elektronischen Bauelementen mit der größten Vielfalt. Sie sind grundsätzlich sehr nichtlineare Bauelemente, und ihre Eigenschaften werden von vielen Parametern beeinflußt. Aus der Vielfalt von Bauformen (bei den FETs untergliedert man beispielsweise in IGFET, JFET, MESFET, MISFET, MOSFET usw.), von Herstellungstechnologien (Mesa, Planar, Overlay, Interdigital, Mesh-Emitter usw. [2]) und von Transistortypen für spezielle Anwendungen (Vorverstärker, schneller Schalter, Leistungsverstärker usw.) resultiert eine ebensolche Vielfalt von Transistoreigenschaften. Insofern lassen sich allgemeingülti-

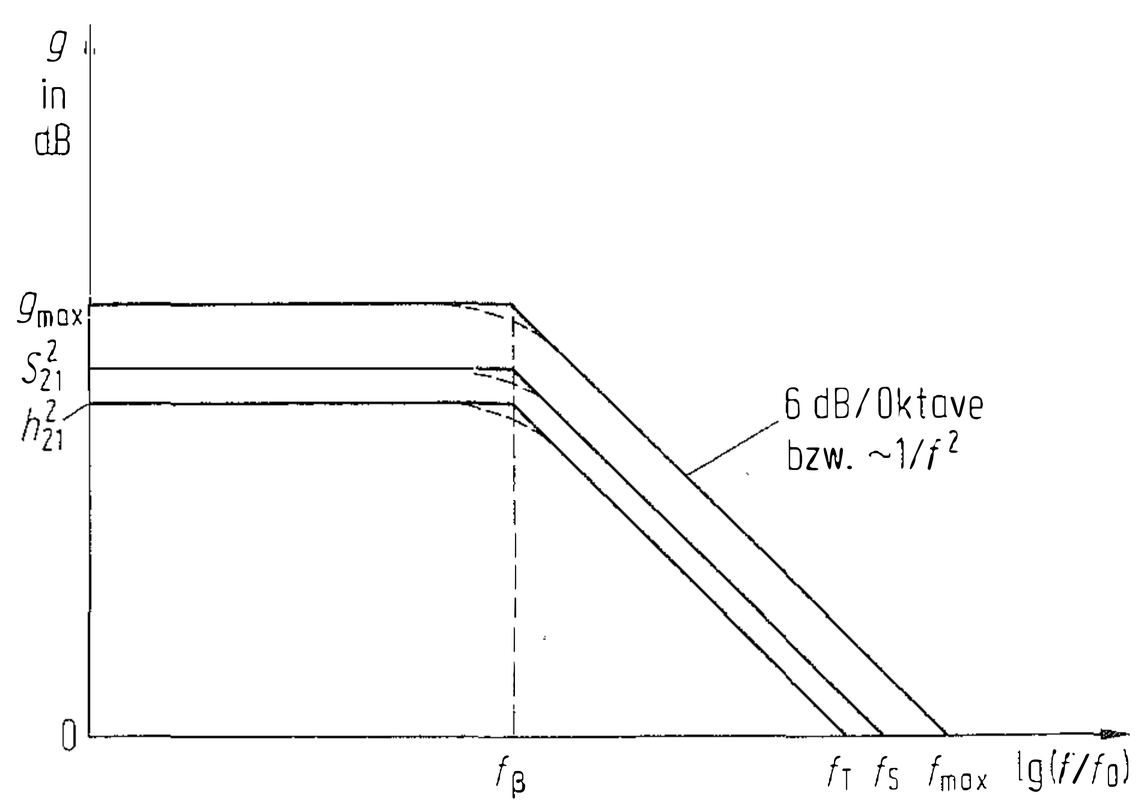


Bild 2. Theoretische Frequenzabhängigkeit der Verstärkung in Emitterschaltung

Spezielle Literatur Seite F 33

ge Aussagen nur schwer formulieren. Dies steht im Widerspruch zum verständlichen Wunsch des typischen Entwicklers von Transistorschaltungen, mit einem überschaubaren Katalog von festen Aussagen und Dimensionierungsregeln auszukommen. Der innovative Schaltungsentwickler sollte deshalb Aussagen der Form, beispielsweise, daß die Basis-Emitter-Spannung 0,7 V beträgt oder daß die Eingangsimpedanz in Basisschaltung zwischen 50 und 300 Ω und in Emitterschaltung zwischen 500 und 1500 Ω liegt [5], richtig werten: Derartige Aussagen sind zwar nicht falsch, aber sie sind, selbst wenn man sich auf bipolare Transistoren und den MHz-Bereich beschränkt, nicht allgemein gültig.
Im folgenden sind die charakteristischen Eigenschaften einiger Transistoren und integrierter Verstärker stichwortartig zusammengestellt.

npn-Transistoren. Bipolare Silizium-Transistoren (silicon bipolar junction transistor, Si-BJT) [17] werden zur Zeit für Verstärkeranwendungen bis etwa 10 GHz eingesetzt. Verglichen mit GaAs-FETs sind sie preiswert und robust. Viele Standardtypen werden von unterschiedlichen Herstellern mit vergleichbaren Eigenschaften produziert und seit Jahren geliefert. Für Pulsbetrieb gibt es spezielle Leistungstransistoren in den UHF-, Avionic- und Radarfrequenzbereichen (Bild 1). Bipolare Transistoren für cw-Betrieb ermöglichen bei Pulsbetrieb ebenfalls höhere Ausgangsleistungen (typabhängig bis zu 10 dB), da man dann einen Arbeitspunkt im Kennlinienfeld jenseits der Grenzleistungshyperbel wählen kann.
Bei bipolaren Transistoren steigt der Kollektorstrom und damit die Verlustleistung mit zunehmender Temperatur. Dies führt zur thermischen Instabilität, das heißt zur Zerstörung des Transistors (thermal runaway; secondary breakdown) bei Betrieb im Bereich maximaler Verlustleistung, insbesondere bei hohen Kollektorspannungen, bei denen der Wärmewiderstand des Transistors größer wird. Um diesen Effekt zu vermeiden, enthalten HF-Leistungstransistoren häufig integrierte Emitterwiderstände (emitter ballast resistors). Feldeffekttransistoren (auch Si-MOSFETs) sind thermisch stabil; mit zunehmender Temperatur sinkt der Drainstrom und damit die Verlustleistung.

GaAs-FETs. Abgesehen von den höheren Kosten für einen Transistor und von dem für die Kontinuität in der Serienfertigung ungünstigen Umstand, daß in der Vergangenheit mehrere Hersteller die GaAs-FET-Produktion nach wenigen Jahren wieder eingestellt haben, sind GaAs-FETs im Mikrowellenbereich [3, 4, 6–8, 17] den bipolaren Transistoren in vielen Punkten überlegen. Bis etwa 10 GHz sind sehr niedrige Rauschzahlen möglich. Die Drain-source-Durchbruchspannungen (4 V ... 20 V) sind – auch bei Leistungstransistoren – deutlich kleiner als bei bipolaren Transistoren. Da bei vielen FETs die maximale Ausgangsleistung nicht thermisch bedingt ist, sondern durch I_{Dmax} und U_{DSmax} vorgegeben wird, ist im Pulsbetrieb in der Regel keine nennenswerte Leistungssteigerung möglich [6]; typabhängig 1,5 dB; in Sonderfällen bis zu 4 dB.

Dual-Gate-FETs. Feldeffekttransistoren mit zwei Steuerelektroden gibt es sowohl als MOSFET (bis 1 GHz), als auch als MESFET (bis 8 GHz, einzelne Typen bis 26 GHz) (s. 3.1 u. 3.3). Sie werden bevorzugt in Vorverstärkern und Mischern eingesetzt. Sie sind gut geeignet für Verstärkungsregelung bzw. für die automatische Verstärkungsregelung im Empfängereingang (AGC, automatic gain control) (s. 3.4 und Bild 4.10); sie zeigen eine sehr niedrige Rauschzahl, gute Übersteuerungsfestigkeit und gute Kreuzmodulationsfestigkeit.

MOSFETs (VMOS, TMOS). Si-MOSFETs sind bis etwa 2 GHz für hohe Ausgangsleistungen einsetzbar (s. 7.5). Besonders hervorzuhebende Eigenschaften sind: höhere Eingangsimpedanz als vergleichbare bipolare Transistoren; bereichsweise linearer Zusammenhang zwischen Gatespannung und Drainstrom, so daß Gegentaktverstärker mit gutem Intermodulationsverhalten realisiert werden können; geringere Frequenz- und Arbeitspunktabhängigkeit der Verstärkung und der Kapazitäten am Ein- und Ausgang; Verstärkungsregelung über die Gatespannung möglich [5].

HFETs und HBTs. Heterostruktur-FETs (HFET oder HEMT, MODFET, TEGFET) [1, 10, 11, 19, 20], z. B. auf AlGaAs/GaAs-Substrat, werden als Kleinsignaltransistoren mit sehr niedriger Rauschzahl im GHz-Bereich eingesetzt. Mit abnehmender Temperatur steigt die Elektronenbeweglichkeit an, und die Rauschzahl wird kleiner. HFETs und Heterostruktur-Bipolartransistoren (sowohl npn- als auch pnp-HBTs) für Leistungsanwendungen im GHz-Bereich sind in der Entwicklung [9, 18].

Angepaßte Transistoren (internally matched transistors). Da die breitbandige Kompensation von Blindanteilen in der Regel um so schlechter gelingt, je weiter man sich auf den Zuführungsleitungen vom Transistorein- bzw. Ausgang entfernt (s. 3.5), werden intern angepaßte Leistungstransistoren mit im Transistorgehäuse integriertem Anpaßnetzwerk angeboten. Typische relative Bandbreiten hierfür liegen bei 10%. Beidseitig angepaßte Transistoren lassen sich meist nicht außerhalb dieses Nutzbandes einsetzen; nur eingangsseitig angepaßte Transistoren

können zum Teil auch bei tieferen Frequenzen verwendet werden.

Operationsverstärker. Integrierte Operationsverstärker sind Differenzverstärker mit der unteren Grenzfrequenz 0. Die Spannungsverstärkung wird durch ein Rückkopplungsnetzwerk eingestellt. Je größer die gewählte Verstärkung ist, desto niedriger liegt die obere Grenzfrequenz. Die höchste Grenzfrequenz ergibt sich bei der Verstärkung 1. Derzeit sind Operationsverstärker erhältlich mit einer oberen 3-dB-Grenzfrequenz von bis zu 400 MHz bei Verstärkung 1 (unity-gain bandwidth) und Kleinsignalbetrieb. Im Großsignalbetrieb und bei Spannungsverstärkungen $v_u \geq 10$ erreicht man etwa 200 MHz. Beim Entwurf der gedruckten Schaltung für solche HF-Operationsverstärker müssen hochfrequenztechnische Gesichtspunkte (s. 7.2) berücksichtigt werden, um einen stabilen Betrieb zu erreichen. Das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt ist kein Maß für die höchste erreichbare Grenzfrequenz. Es gibt zwar Operationsverstärker mit einem Verstärkungs-Bandbreite-Produkt von 2,5 GHz, deren 3-dB-Grenzfrequenz bei Verstärkung 1 liegt jedoch bei 15 MHz.

MMIC-Verstärker (Monolithic microwave integrated circuit amplifiers). Monolithische integrierte Mikrowellenschaltungen werden auf Si- und auf GaAs-Substrat ausgeführt [12–16]. Im Unterschied zum intern beidseitig angepaßten Transistor enthalten Verstärker in dieser Bauform *mehrere* Transistoren *und* das Anpaßnetzwerk. Aufgrund der geringen Größe aller Bauelemente (typische Außenabmessungen eines MMIC-Chips: 1 mm × 1 mm) spielen parasitäre Effekte, die in Verstärkern mit diskreten Bauelementen Grenzen setzen, kaum eine Rolle. Es sind Schaltungen wie in der NF-Technik möglich (z. B. Emitterwiderstände, Kollektorschaltungen, Darlington-Schaltungen etc.). Weitere Vorteile sind der gute thermische Gleichlauf und die hohe Reproduzierbarkeit. Mit dieser Technologie werden Ergebnisse erzielt, die in herkömmlicher Schaltungstechnik nur mit sehr großem Aufwand bzw. gar nicht möglich sind. Große Arbeitsgebiete im Bereich der HF- und Mikrowellenschaltungsentwicklung entfallen damit. Für die Schaltungsintegration von MMIC-Komponenten werden derzeit jedoch nach wie vor Entwicklungsingenieure mit guten Kenntnissen der HF-Schaltungstechnik benötigt, da MMIC-Verstärker bei unsachgemäßer äußerer Beschaltung instabil sind.

Zu Stückpreisen bis herab zu einigen DM sind beidseitig angepaßte, kaskadierbare Breitbandverstärker sowohl als Chip als auch im Transistorgehäuse erhältlich. Neben Standard-MMIC-Verstärkern mit Bandbreiten von beispielsweise 5 bis 500 MHz oder 0,1 bis 1 GHz gibt es Breitbandschaltungen mit:

100 kHz	··· 2,5 GHz	1	··· 20 GHz
40 MHz	··· 3 GHz	100 kHz	··· 22 GHz
0	··· 3,8 GHz	2	··· 26,5 GHz
100 MHz	··· 6 GHz	5	··· 100 GHz

Spezielle zusätzliche Eigenschaften von MMIC-Verstärkern sind unter anderem:
- Verstärkungsregelung,
- niedrige Rauschzahl,
- hohe Ausgangsleistung (derzeit 3 W/Chip),
- hohe Isolation.

Spezielle Literatur: [1] *Mimura, T.; Hiyamizu, S.; Fujii, T.; Nanbu, K.:* A new field effect transistor with selectively doped GaAs/n-AlGaAs heterojunctions. Japan. J. Appl. Phys. 19 (1980) L 225. – [2] *Liao, S. Y.:* Microwave solid-state devices. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall 1985. – [3] *Soares, R.* (Hrsg.): GaAs MESFET circuit design. Dedham MA: Artech House 1988. – [4] *Kellner, W.; Kniekamp, H.:* GaAs-Feldeffekttransistoren. Berlin: Springer 1985. – [5] *DeMaw, D.:* Practical RF design manual. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall 1982. – [6] *Pengelly, R. S.:* Microwave field-effect transistors – Theory, design and applications. New York: John Wiley/RSP 1986. – [7] *Di Lorenzo, J. V.; Khandelval, D. D.:* GaAs FET principles and technology. Dedham MA: Artech House 1982. – [8] *Soares, R.; Graffeuil,; Obregon, J.:* Applications of GaAs MESFET's. Dedham MA: Artech House 1983. – [9] *Liechti, Ch. A.:* High speed transitors: Directions for the 1990s. Microwave J. 1989 State of the art reference. – [10] *Pospieszalski, M. W.; Weinreb, S.; Norrod, R. D.; Harris, R.:* FET's and HEMT's at cyrogenic temperatures – their properties and use in low-noise amplifiers. IEEE-MTT 36, Nr. 3 (1988) 552–560. – [11] *Ali, F.; Bahl, I.; Gupta, A.* (Hrsg.): Microwave and mm-wave heterostructure transistors and applications. Dedham MA: Artech House 1989. – [12] *Ladbrooke, P. H.:* MMIC Design: GaAs FETs and HEMTs. Dedham MA: Artech House 1989. – [13] *Goyal, R.* (Hrsg.): Monolithic microwave integrated circuit technology and design. Dedham MA: Artech House 1989. – [14] *Sweet, A.:* MIC and MMIC amplifier and oscillator design. Dedham MA: Artech House 1990. – [15] *Hung/Hegazi/Lee/Phelleps/Singer/Huang:* V-band GaAs MMIC low-noise and power amplifiers. IEEE-MTT 36, Nr. 12 (1988) 1966–1975. – [16] *Pucel, R. A.* (Hrsg.): Monolithic microwave integrated circuits (div. Fachaufsätze). IEEE Press, N.Y. 1985, Dedham MA: Artech House 1985. – [17] *Chang, K.* (Hrsg.): Handbook of microwave and optical components: Vol. 2 Microwave solid-state components. New York: John Wiley 1989. – [18] *Bayraktaroglu, B.; Camilleri, N.; Lambert, S. A.:* Microwave performances of npn and pnp AlGaAs/GaAs heterojunction bipolar transistors. IEEE-MTT 36 (1988) 1869–1873. – [19] *Ali, F.:* HEMTs and HBTs: devices, fabrication and circuits. Dedham MA: Artech House 1991. – [20] *Golio, J. M.:* Microwave MESFETs and HEMTs. Dedham MA: Artech House 1991.

7 Technische Realisierung
Technical realisation

7.1 Gleichstromarbeitspunkt
DC-bias

Für jedes Entwicklungsziel, z. B. größtmögliche Verstärkung, maximale Ausgangsleistung, minimale Rauschzahl, bestmögliche Linearität oder möglichst großen Wirkungsgrad, gibt es einen anderen, optimalen Gleichstromarbeitspunkt. Sind mehrere Ziele gleichwertig, muß ein Kompromiß geschlossen werden. Bei Leistungsverstärkern ist der durch die Gleichstromschaltung vorgegebene Kollektorruhestrom dafür maßgeblich, ob der Transistor im A-, B- oder C-Betrieb arbeitet.

Die wesentlichen temperaturabhängigen Kenngrößen eines bipolaren Transistors sind die Basis-Emitter-Spannung mit einem negativen Temperaturkoeffizienten (TK) von etwa -2 mV/°C und die Gleichstromverstärkung h_{FE} mit einem positiven TK von etwa $+0{,}5$ %/°C. Von diesen beiden ist die Basis-Emitter-Spannungsänderung der vorherrschende Effekt. Die Temperaturabhängigkeit der HF-Verstärkung wird sehr klein, wenn der Kollektorstrom konstant gehalten wird (Bild 1). Die in der NF-Technik sehr wirksame Standardschaltung mit Emitterwiderstand und Basisspannungsteiler ist aus Stabilitätsgründen im HF- und Mikrowellenbereich unüblich (Ausnahme: Kleinsignalverstärker im MHz-Bereich). Die Bilder 2a bis 2d zeigen vier Schaltungen zur Stabilisierung des Kollektorstroms.

In Bild 3 sind Standardschaltungen für A- und AB-Leistungsverstärker zusammengestellt. Die Dioden der Gleichstromschaltung sind jeweils mit dem HF-Transistor thermisch verbunden. Beide befinden sich auf dem gleichen Kühlkörper. Im Einzelfall kann man bei den gezeigten Schaltungen Vereinfachungen vornehmen. Infolge der teilweise sehr hohen Bauelementepreise ist es bei großen Leistungen sowie im Mikrowellenbereich durchaus üblich, zur Arbeitspunktstabilisierung relativ aufwendige, vom HF-Signal entkoppelte Schaltungen mit integrierten Spannungsreglern und Operationsverstärkern einzusetzen.

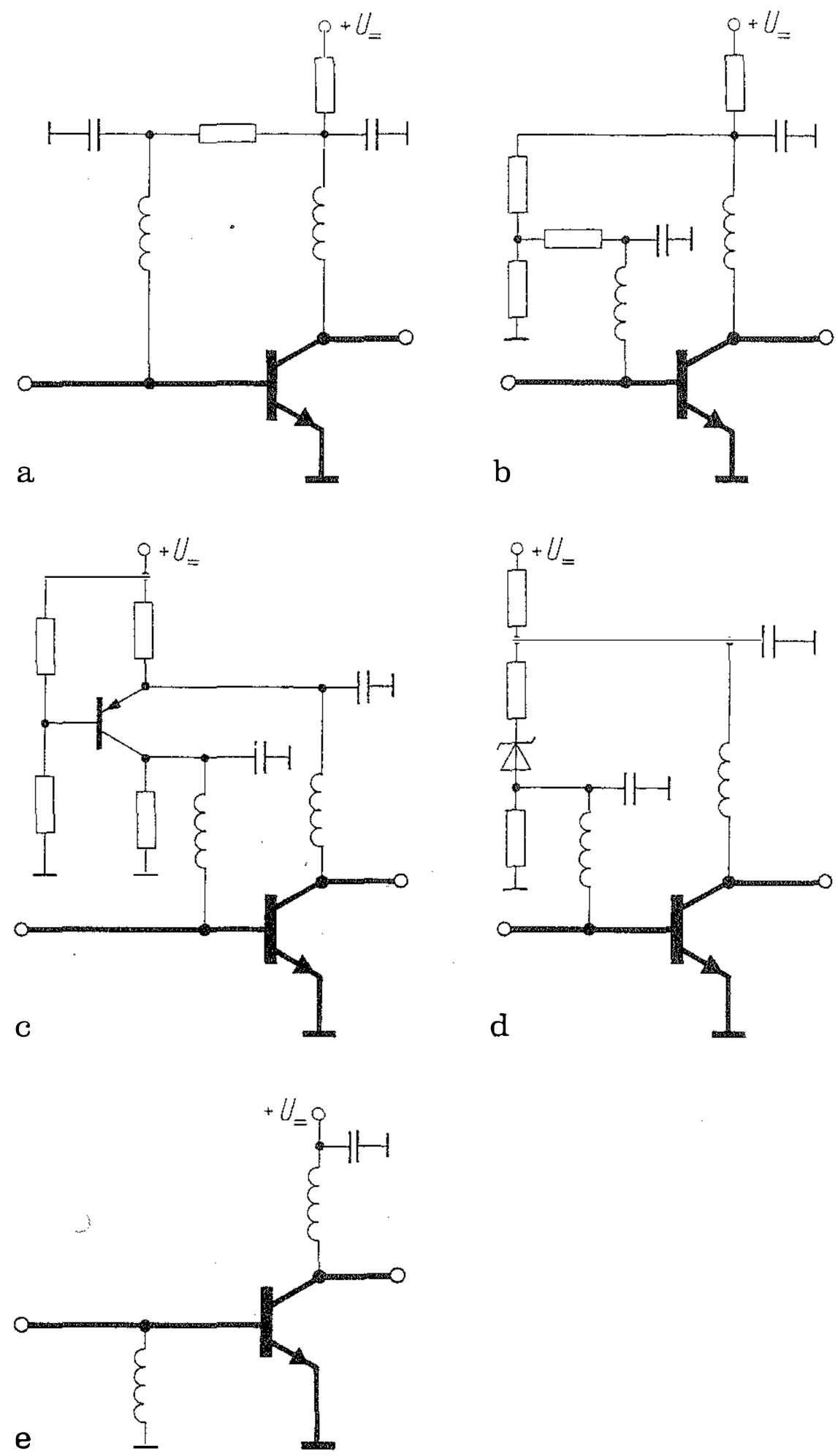


Bild 2. Gleichstromschaltungen zur Einstellung des Arbeitspunkts bei bipolaren Transistoren in Emitterschaltung. **e)** Transistor im C-Betrieb

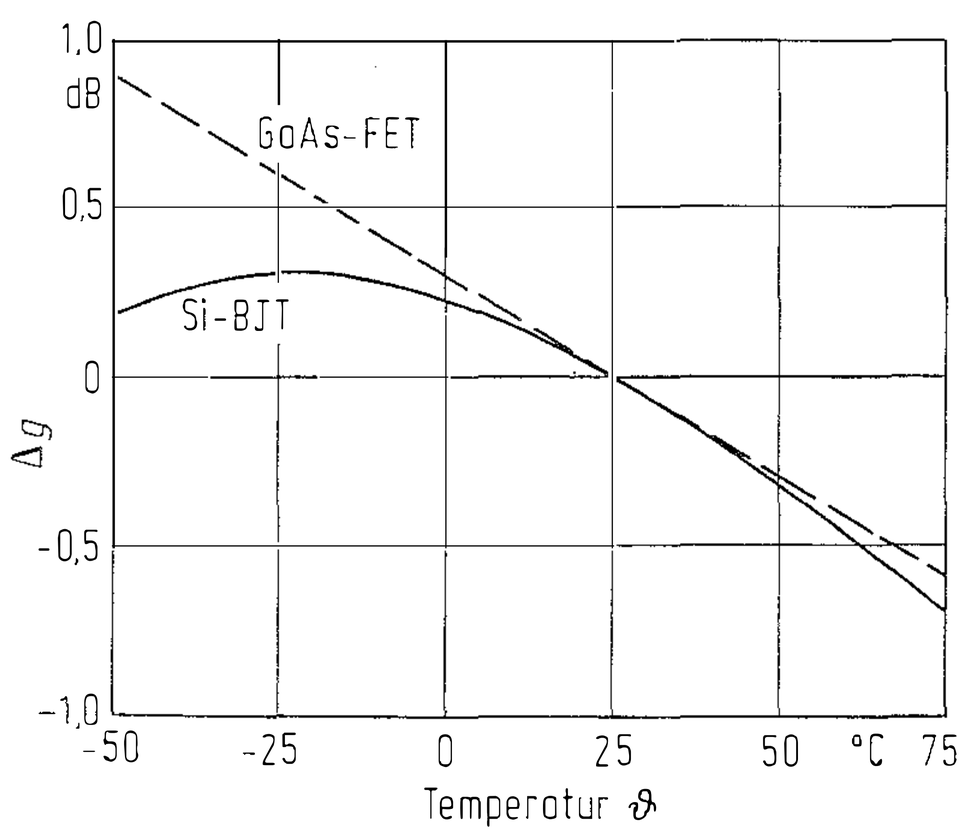


Bild 1. Verstärkungsänderung Δg als Funktion der Temperatur. Typischer Verlauf bei einem GaAs-FET und bei einem bipolaren Transistor

GaAs-MESFETs benötigen für Standardanwendungen keine Temperaturstabilisierung. Sie werden in der Regel mit niederohmigen, stabilisierten Spannungsquellen verbunden: negative Spannung am Gate, positive Spannung am Drainanschluß. Bild 4a zeigt eine mögliche Schaltung. Das Gate-Netzwerk sollte bei Übersteuerung des Eingangs Ströme in beiden Richtungen aufnehmen können, ohne daß sich die Gate-Gleichspannung ändert (s. F 5). Durch entsprechende schaltungstechnische Maßnahmen, zum Beispiel R-C-Glieder, sollte gewährleistet werden, daß bei Inbetriebnahme des Verstärkers

Spezielle Literatur Seite F 39

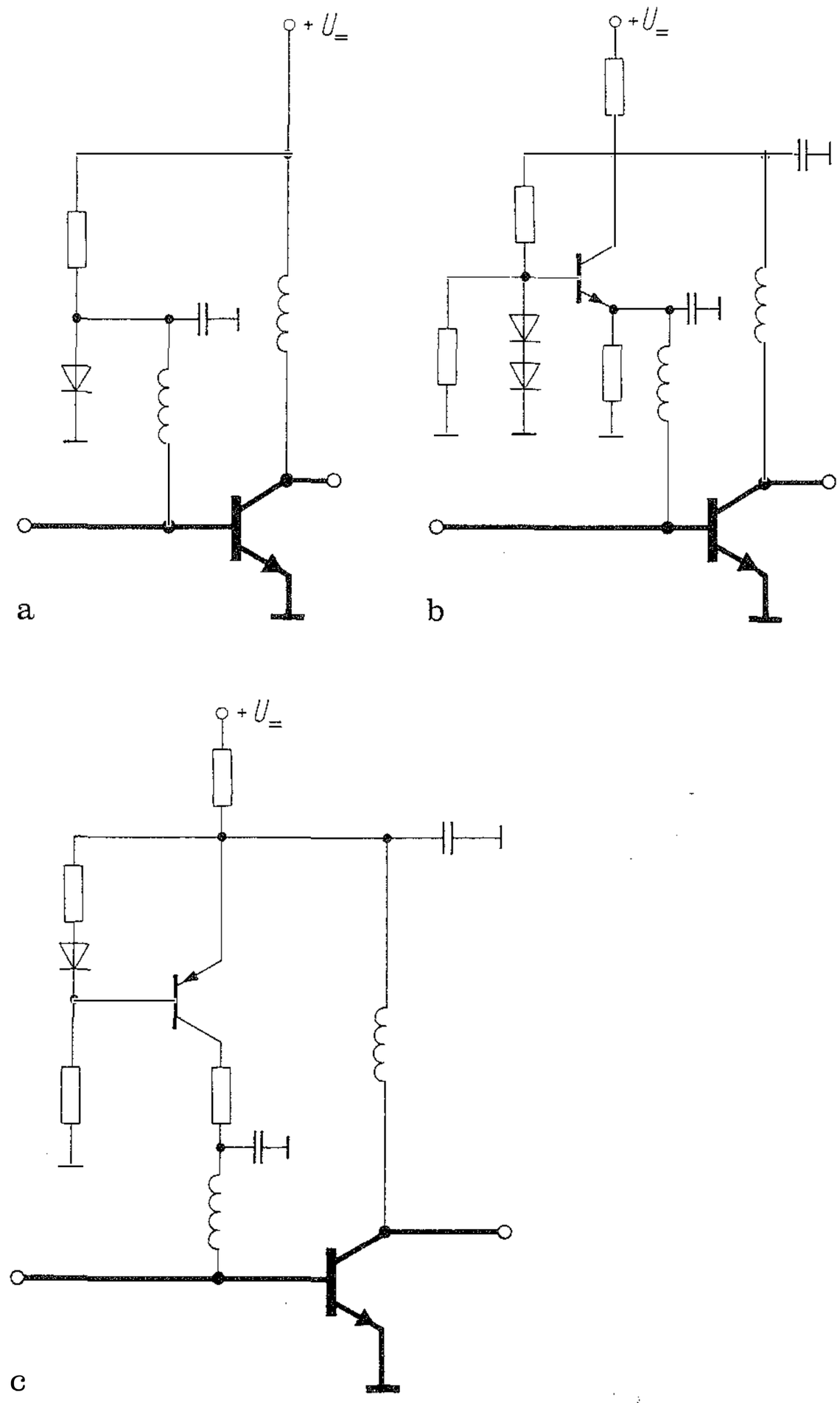


Bild 3. Schaltungen zur Einstellung des Ruhestroms bei Verstärkern im A- oder AB-Betrieb

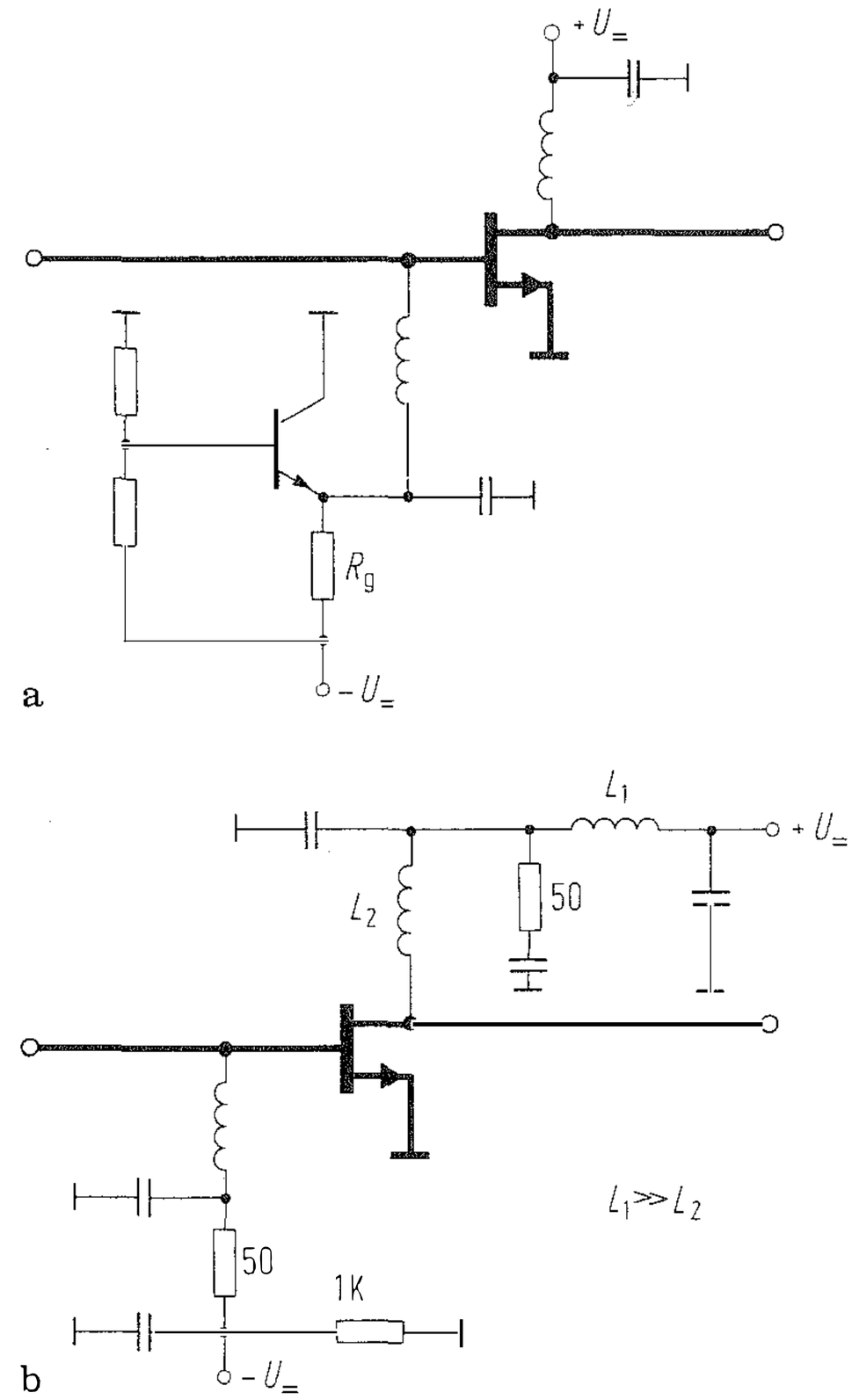


Bild 4. Arbeitspunkteinstellung bei GaAs-FETs. **a)** Niederohmige Gate-Spannungsquelle; **b)** 50-Ω-Anpassung unterhalb des Betriebsfrequenzbereichs

zuerst die negative Gatespannung angelegt wird und dann die Drainspannung.
Bei allen Transistorverstärkern ist sicherzustellen, daß beim Ein- und Ausschalten der Versorgungsspannung keine unzulässig hohen Spannungsspitzen am Transistor auftreten und daß die einzelnen Gleichspannungen in der richtigen zeitlichen Reihenfolge angelegt werden. Üblicherweise werden Transistoren durch die Gleichstrombeschaltung unterhalb des Betriebsfrequenzbereichs beidseitig kurzgeschlossen. Da viele Transistoren wegen der mit abnehmender Frequenz zunehmenden Verstärkung bei niedrigen Frequenzen nicht mehr absolut stabil sind, obwohl $S_{11}, S_{22} < 1$ erfüllt ist, läßt sich die Selbsterregung mit einer Beschaltung entsprechend Bild 4b verhindern.
Bei MOSFET's fließen keine Gate-Gleichströme. Sie können deshalb einfache, hochohmige Gate-Spannungszuführungen erhalten, wie in Bild 5 dargestellt.

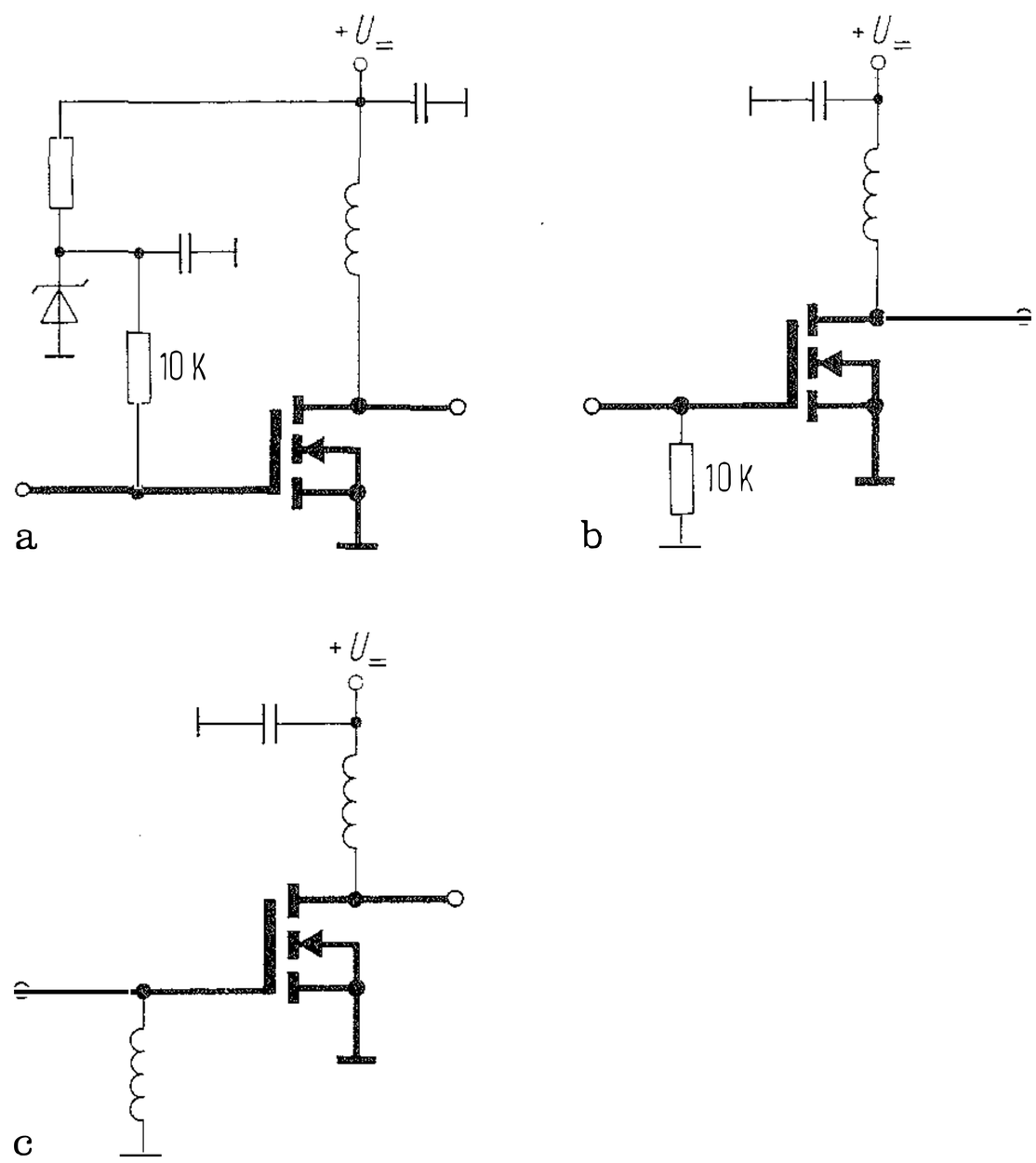


Bild 5. Arbeitspunkteinstellung bei VMOS-FETs. **a)** A- oder AB-Betrieb; **b)** C-Betrieb; **c)** D- oder E-Betrieb

7.2 Schaltungsaufbau
Circuit technology

Wer HF-Verstärker nach Schaltungsprinzipien aufbaut, wie sie in der NF-Technik und Elektronik üblich sind, wird feststellen, daß die Selbsterregung das vorherrschende Problem ist und daß die Verstärkereigenschaften sehr stark von der Geometrie der Leiterbahn- und Bauelementeanordnung beeinflußt werden. Ein dem Frequenzbereich angepaßter Schaltungsaufbau und die Verwendung geeigneter Bauelemente sind also Grundvoraussetzungen für den erfolgreichen Verstärkerentwurf.

Bis etwa 400 MHz kann man beidseitig kupferkaschierte Leiterplatten mit durchgesteckten Bauelementen benutzen (Bild 6). Die Signalleitungen sind möglichst kurz und haben keinen definierten Wellenwiderstand. Sie sind allseitig von Masseflächen umgeben, so daß die kapazitive Verkopplung zwischen unterschiedlichen Signalleitungen minimiert wird. Eine Seite der Leiterplatte ist durchgehend Masse. Eingangs- und Ausgangsnetzwerk werden räumlich getrennt voneinander angeordnet, auf einander gegenüberliegenden Seiten des Transistors. Um magnetische Verkopplungen zu vermeiden, werden Luftspulen und empfindliche Signalleitungen nicht parallel geführt, sondern verlaufen rechtwinklig zueinander. Mehrstufige HF-Verstärker werden so aufgebaut, daß die räumliche Entfernung vom Verstärkereingang von Stufe zu Stufe zunimmt.

Bis etwa 900 MHz können Standardleiterplatten eingesetzt werden. Die Unterseite ist durchgehend Masse, oder sie liegt am Gehäuseboden an. Auf der Oberseite sind oberflächenmontierte Bauelemente und Signalleitungen mit definiertem Wellenwiderstand und definierter Länge (Bild 7). Bei kritischen Anwendungsfällen sollten alle Bauteile, die aus der Leiterplattenebene herausragen, vermieden werden. Besonders vertikale Zuführungsdrosseln wie in Bild 10 ergeben starke Verkopplungen innerhalb des Gehäuses.

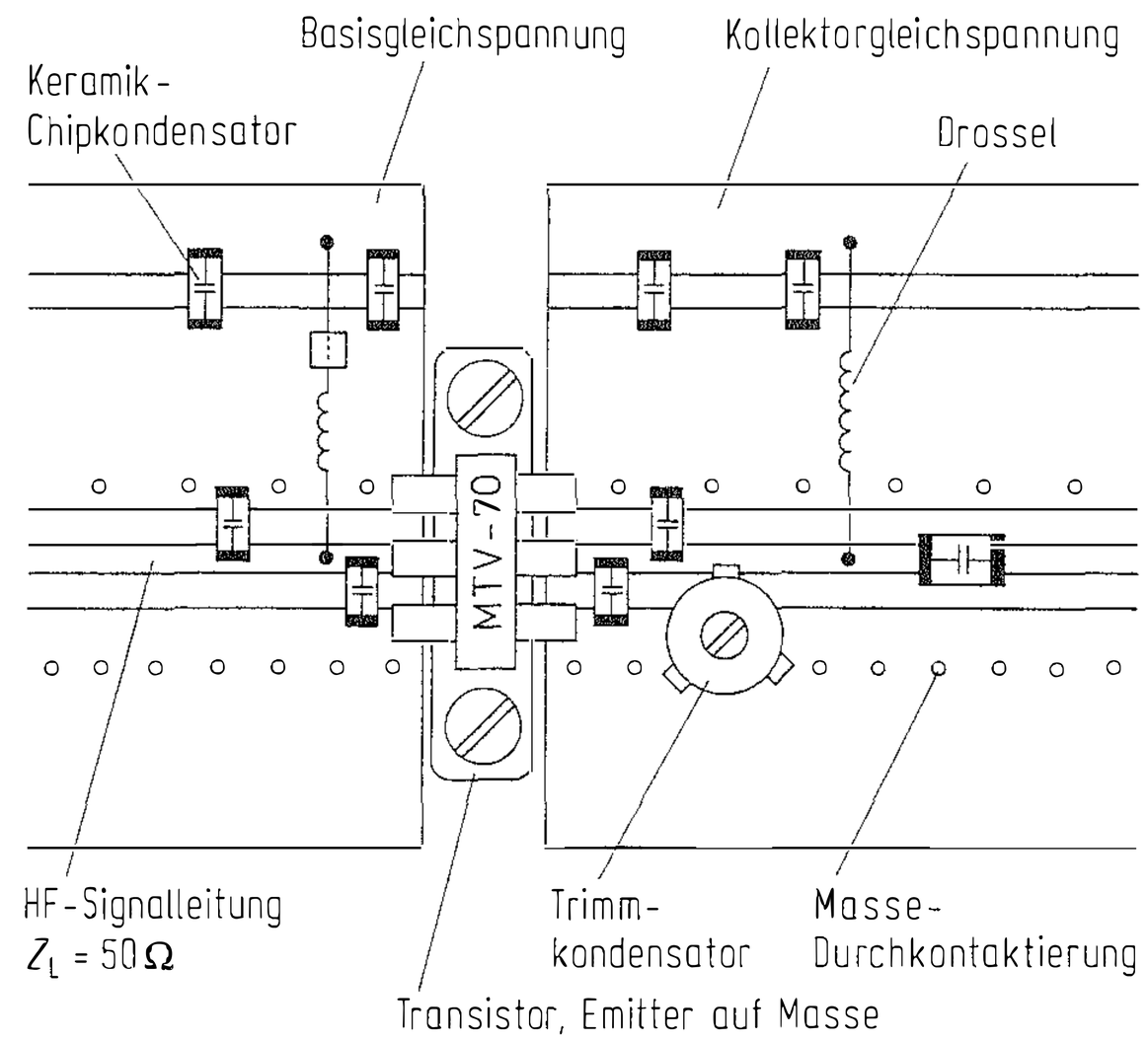


Bild 7. Schaltungsaufbau bis etwa 900 MHz: Signalleitungen mit definiertem Wellenwiderstand; oberflächenmontierte, diskrete Bauelemente

Im GHz-Bereich werden Verstärkerschaltungen in Microstrip-Leitungstechnik auf speziellen Substratmaterialien aufgebaut (Bild 8). Relativ dünne Substrate (z. B. 0,635 mm) mit großer Dielektrizitätszahl (z. B. 10) sind vorteilhaft:

- Die Signalenergie wird im Dielektrikum geführt,
- Streufelder in Luft und dadurch hervorgerufene unerwünschte Verkopplungen sind gering,
- die besonders bei Leistungstransistoren notwendigen niederohmigen Transformationen lassen sich mit breiten Leiterbahnen realisieren.

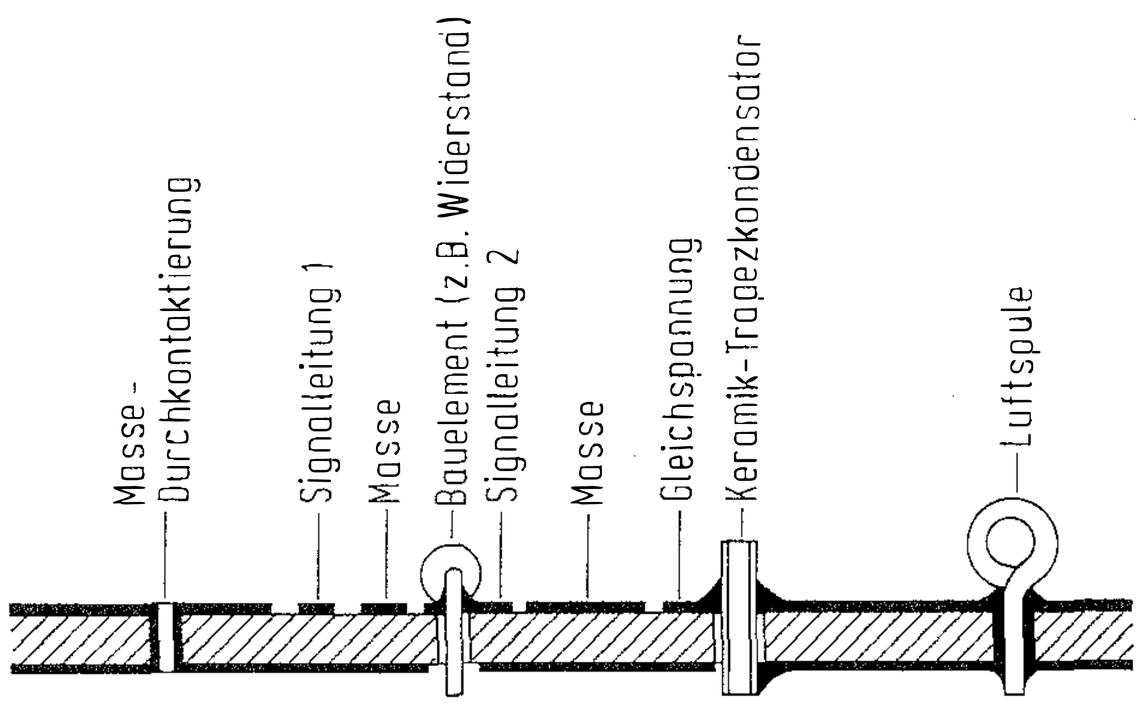


Bild 6. Schaltungsaufbau im unteren MHz-Bereich. Beide Seiten der Leiterplatte liegen auf Masse. Signalleitungen werden gebildet, indem ihre Umrandung als dünner Streifen abgeätzt wird

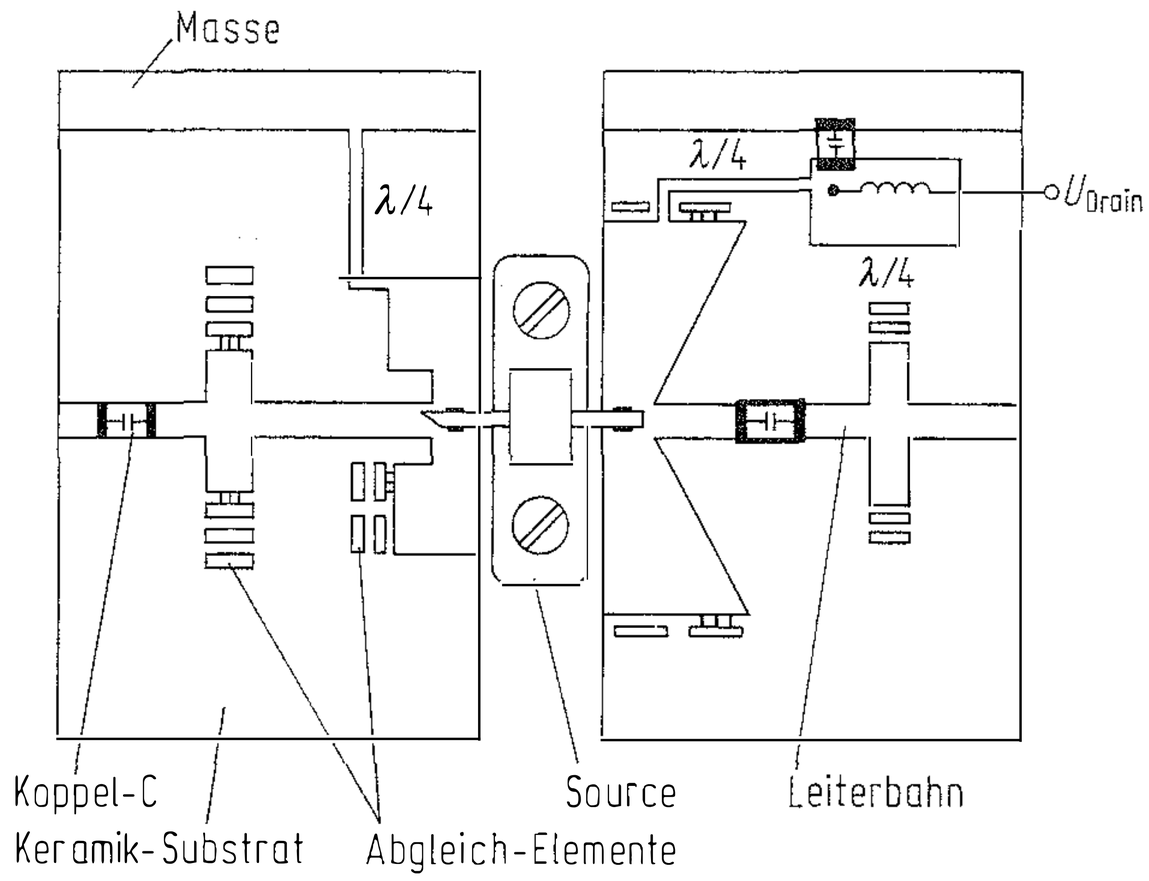


Bild 8. GaAs-FET-Verstärker in Microstriptechnik; Anpaßnetzwerke mit parallelgeschalteten, leerlaufenden Leitungen

Für Kleinsignalverstärker bietet der Aufbau in Koplanar-Leitungstechnik mit vergleichsweise hochohmigen Leitungswellenwiderständen unter Umständen wesentliche Vorteile:
- Kurzschlüsse und Bauelemente nach Masse sind einfach realisierbar,
- die Verkopplung zwischen benachbarten Signalleitungen ist wesentlich geringer,
- der erreichbare Miniaturisierungsgrad steigt.

7.3 Schaltungsabgleich
Circuit tuning

Bedingt durch die zum Teil beachtlichen Exemplarstreuungen der Eigenschaften von Transistoren, müssen Verstärker in der Serienproduktion häufig einzeln von Hand abgeglichen werden. Besonders bei mehrstufigen Verstärkern kann dies sehr zeit- und kostenintensiv sein und spezielle Kenntnisse des Abgleichenden erfordern. Je größer S_{12} ist, desto schwieriger wird der Abgleich, da dieser Parameter ein Maß dafür ist, wie sehr sich eine Veränderung des Ausgangsnetzwerks auf den Transistoreingang auswirkt. Die Minimierung der notwendigen Abgleicharbeiten und ihre einfache Durchführbarkeit sollte deshalb bereits bei der Schaltungsentwicklung beziehungsweise schon bei der Auswahl des Schaltungskonzepts berücksichtigt werden. Zweckmäßigerweise setzt man eine Verstärkerkette aus mehreren, maximal zweistufigen Blökken zusammen, die jeweils einzeln gemessen und abgeglichen werden können. Beim Abgleich von Leistungsverstärkern sollten zumindest zu Beginn, beim Grobabgleich, die Eingangsleistung und die Versorgungsspannung um etwa 30 % reduziert werden, um eine versehentliche Beschädigung des Transistors zu vermeiden.
Im MHz-Bereich läßt sich das Verändern von Bauelementegrößen recht einfach durchführen. Es gibt Trimmkondensatoren sowie Abgleichkerne aus Ferrit und metallische Verdrängungskerne für Induktivitäten. Der Abgleich kann mit Abgleichstiften durch kleine Bohrungen hindurch bei geschlossenem Gehäuse stattfinden.
In der Schaltungstechnik mit planaren Leitungen kann man bei Keramiksubstraten die vorhandenen Leitungen auf einfache Weise nur verlängern oder verbreitern. Dazu benutzt man:
- bereits auf dem Substrat vorsorglich angeordnete Leiterbahninseln (confetti), die mit Bonddrähten oder mit Lötzinn aktiviert werden (Bild 8),
- mit dem Pinsel aufgetragenes Leitsilber, zur Layout-Korrektur (die endgültige Wirkung der Korrektur tritt erst dann auf, wenn das Leitsilber vollständig getrocknet ist),
- kleine Keramikteile (tuning tabs) mit hohem ε_r (z.B. $\varepsilon_r = 40$, $\tan\delta = 10^{-4}$ bei 10 GHz), die an die passende Stelle geschoben und dann aufgeklebt werden.

Eine weitere Abgleichmöglichkeit ergibt sich durch die Verwendung von stufig (durch Bonddrähte, Lötbrücken) veränderbaren Keramik-Chipkondensatoren.
Das nachträgliche Abtragen der Metallisierung ist wesentlich aufwendiger. Dies geschieht üblicherweise durch Laserstrahlen, seltener durch Sandstrahlen. Sofern die Verstärkereigenschaften durch das Öffnen des Gehäusedeckels beeinflußt werden, was bei hohen Frequenzen und hohen Leistungen üblich ist, wird der Feinabgleich mühsam. Eine stärkere Unterteilung in mehrere abgeschirmte Kammern ist dann vorteilhaft.

7.4 Gleichstromentkopplung
DC-decoupling

Im unteren MHz-Bereich werden Keramik-Scheiben- bzw. Trapezkondensatoren als niederohmige Koppel- und Massekondensatoren benutzt; bei höheren Frequenzen Keramik- und Silizium-Chipkondensatoren. Je kleiner der Kapazitätswert und je kleiner die Bauform, desto größer ist die Wahrscheinlichkeit, daß der Kondensator auch noch bei hohen Frequenzen einsetzbar ist. Größtwerte sind etwa 1 nF bei 200 MHz und 100 pF bei 2 GHz. Größere Kapazitätswerte ergeben schlechtere Ergebnisse. Dadurch oder durch den falschen Kondensatortyp können mehrere dB an Verstärkung verlorengehen. Besonders bei hohen Leistungen (Kondensatoren parallelschalten) und hohen Frequenzen sollte die Tauglichkeit der benutzten diskreten Bauelemente möglichst durch Einzelmessungen überprüft werden.
Die Gleichstromzuführungen am Ein- und Ausgang des Transistors werden so ausgelegt, daß sie den HF-Signalweg möglichst wenig beeinflussen (Tiefpaßcharakteristik). Im MHz-Bereich benutzt man Drosseln geringer Güte mit Ferritkern, wobei auch hier gilt, daß die Drossel mit dem kleinsten zulässigen Induktivitätswert in der Regel die am besten geeignete ist, weil sie die kleinste Wicklungskapazität hat. Leistungstransistoren mit mehreren Ampere Kollektorstrom sind meist so niederohmig, daß ein gerader Drahtbügel bereits ausreicht. Bei niedrigen Gleichströmen kann man kapazitätsarme Widerstände einsetzen. Die außen angelegte Gleichspannung wird entsprechend vergrößert, um den Spannungsabfall im Zuführungsnetzwerk auszugleichen. Im Mikrowellenbereich benutzt man Luftspulen aus möglichst dünnem Draht (Grenze: Strombelastbarkeit) und $\lambda/4$-Leitungen (Bild 8) mit der kleinsten möglichen Streifenbreite (≈ 100 µm bei weichen und 10 µm bei harten Substraten).

Die Gleichstromzuführungen müssen nicht nur innerhalb des Betriebsfrequenzbereichs des Verstärkers ordnungsgemäß arbeiten, sondern auch außerhalb, bei allen Frequenzen, bei denen der Transistor verstärkt, reproduzierbar Impedanzen erzeugen, mit denen der Transistor stabil bleibt. Um hochohmige Resonanzen zu vermeiden, schaltet man Widerstände parallel und Ferritdämpfungsperlen in Serie. Bild 9 zeigt einige Beispiele. Dämpfungsperlen mit besonders kleiner Bauform findet man in Abgleichschrauben von Schalenkernen. Durchführungskondensatoren anstelle von Durchführungsfiltern können nur bis etwa 30 MHz eingesetzt werden. Der Ort, an dem die Gleichstromzuführung angeschlossen wird, kann experimentell optimiert werden, indem man im Betrieb mit einem kurzen Metalldraht die Signalleitung berührt und die Stelle sucht, an der sich diese Störung am wenigsten auswirkt. Wenn bei Microstrip-Leitungen die Substratebene verlassen wird, sollte ein HF-tauglicher Kondensator als Massekurzschluß vorgesehen werden (Bild 9c). Die im Gehäuse häufig senkrecht nach oben verlaufenden Verbindungen zu den Durchführungsfiltern (Bild 10) wirken sonst als Antennen und verkoppeln den Verstärkerausgang mit dem Eingang.

Die Gleichstromzuführungsnetzwerke haben wesentliche Auswirkungen auf die Stabilität eines Verstärkers. Ihre Auslegung erfordert bei Breitbandverstärkern manchmal mehr Entwicklungszeit als der Entwurf der HF-Anpaßnetzwerke.

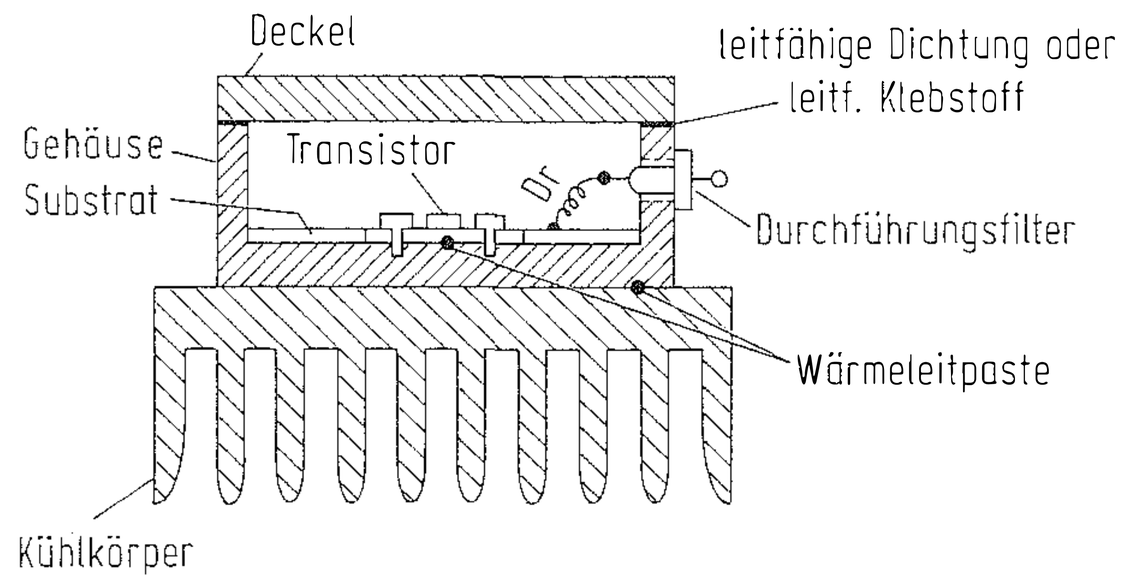


Bild 10. Vestärkergehäuse mit Kühlkörper

7.5 Gehäuse

Package design

Die Innenabmessungen des Gehäuses (Breite a, Länge l, Höhe $h < a, l$) werden möglichst so klein gewählt, daß die niedrigste Hohlraumresonanz

$$f_{H101} \approx \frac{c_0}{2} \sqrt{1/a^2 + 1/l^2} \qquad (1)$$

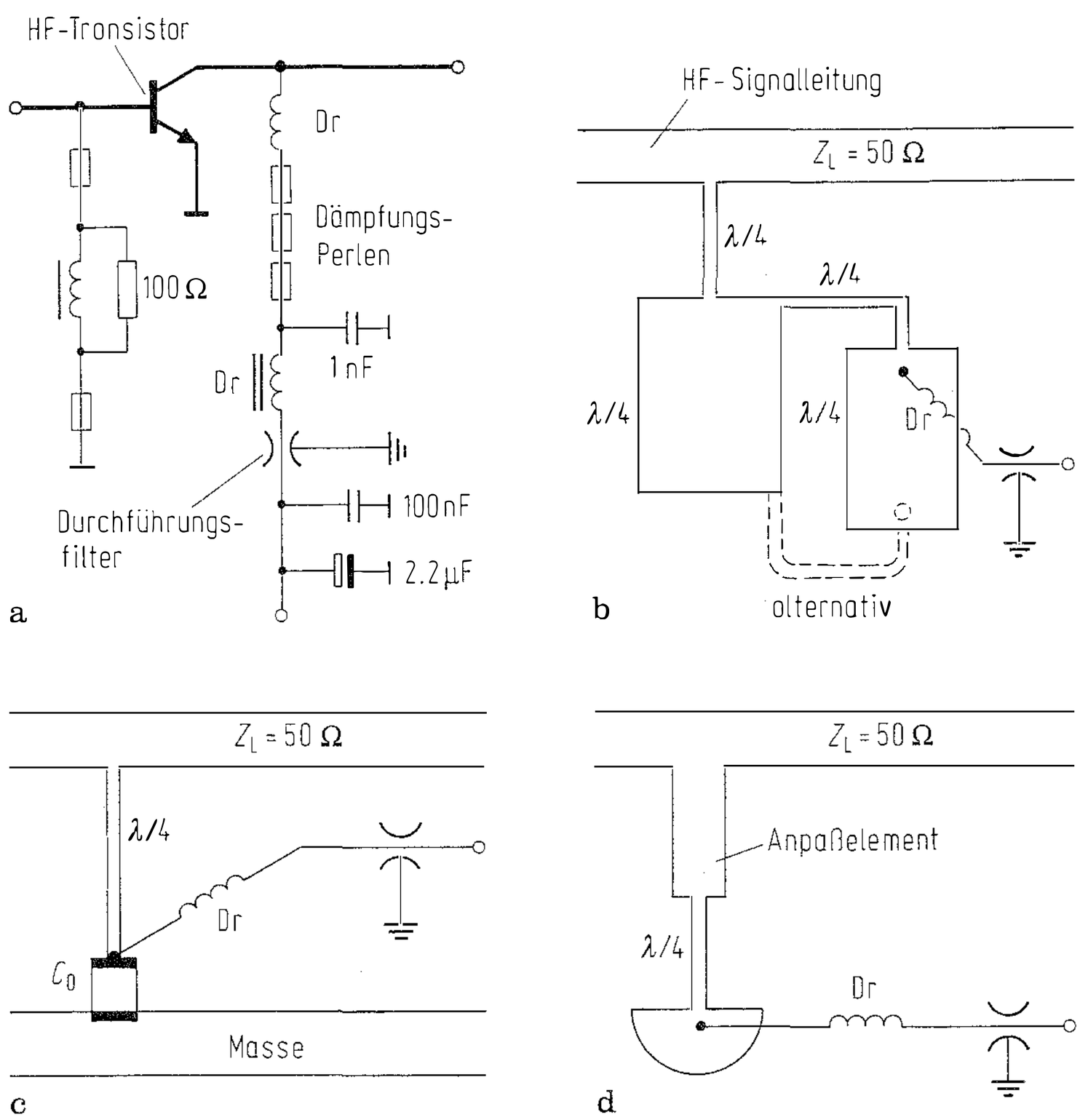


Bild 9. Verschiedene Schaltungsmöglichkeiten zur Zuführung des Gleichstroms

nicht nur weit oberhalb des Betriebsfrequenzbereichs, sondern möglichst auch oberhalb der maximalen Schwingfrequenz des Transistors liegt. Sofern diese Bedingung nicht eingehalten werden kann, wird unter dem Deckel Absorbermaterial angebracht, oder der Hohlraum wird durch zusätzliche, leitende (Schraub-)Verbindungen zwischen Deckel und Boden unterteilt.
Die maximal zulässige Verstärkung pro Gehäuse hängt vom Aufbau der Schaltung und von ihrem Abstrahlverhalten ab. In Microstrip-Technik sind etwa 30 dB und in Koplanar-Leitungstechnik etwa 50 dB pro Gehäuse stabil beherrschbar. In der Schaltungstechnologie des MHz-Bereichs, ohne den Vorteil der Wellenführung im Substrat mit hohem ε_r, ist häufig in jeder Verstärkerstufe zwischen Transistoreingang und -ausgang ein Abschirmblech notwendig, um die Selbsterregung der Schaltung zu vermeiden.
Beim Gehäuseentwurf sind die unterschiedlichen Wärmedehnungskoeffizienten von Substrat und Gehäuse zu beachten. Zwischen Transistor und Gehäuse sowie Gehäuse und Kühlkörper kommt bei Leistungsverstärkern eine dünne Schicht Wärmeleitpaste, um Lufteinschlüsse auszufüllen und so den Wärmeübergang zu verbessern. Moderne Transistorverstärker zeigen keine nennenswerten Alterungserscheinungen. Dennoch haben Halbleiter eine begrenzte Lebensdauer. Senkt man die Betriebstemperatur eines Si-Transistors durch geeignete Wärmeabfuhrmaßnahmen beispielsweise von 200 °C auf 150 °C, so erhöht sich die mittlere Lebensdauer (mean time to failure, MTTF) z. B. von $2 \cdot 10^5$ auf $5 \cdot 10^6$ Stunden [1]. Auch bei Verringerung des Kollektorstroms nimmt die mittlere Lebensdauer zu.
Der fertige Verstärker sollte auf Beeinflußbarkeit durch Körperschall getestet werden. Besonders mikrofonie-empfindlich sind Ferrit- und Keramikbauelemente. Alle mechnisch schwingungsfähigen Bauteile sollten befestigt werden.

Spezielle Literatur: [1] Microwave and RF designer's catalog 1990–1991, Hewlett-Packard Co., Palo Alto, CA.