

Zeitschrift:	Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri
Herausgeber:	Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe
Band:	49 (1971)
Heft:	2
Artikel:	Stabilitätsbetrachtungen mit Streuparameter für lineare aktive Vierpole (Transistoren) [Schluss]
Autor:	Hauri, Ernst R.
DOI:	https://doi.org/10.5169/seals-874264

Nutzungsbedingungen

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

Conditions d'utilisation

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

Terms of use

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

Download PDF: 02.01.2026

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

Stabilitätsbetrachtungen mit Streuparametern für lineare aktive Vierpole (Transistoren) Schluss¹

Ernst R. HAURI, Meikirch

621.372.57.016.35
621.382.3.016.35

4. Schaltungsentwurf für maximale Stabilität bei gegebener Leistungsverstärkung

Eine Verstärkerschaltung kann mit den s-Parametern so dimensioniert werden [10], dass man zunächst in der r_L -Ebene die Kreise konstanter Leistungsverstärkung g zeichnet; diese haben Mittelpunkt c_g und Radius ρ_g [7] gemäss

$$c_g = \frac{g \gamma^*}{|s_{21}|^2 + g (|s_{22}|^2 - |A|^2)} \quad (78)$$

$$\varrho_g = |s_{21}| \frac{\sqrt{g^2 |s_{12}|^2 - 2g |s_{12} s_{21}| K + |s_{21}|^2}}{|s_{21}|^2 + g (|s_{22}|^2 - |A|^2)} \quad (79)$$

Die Kreise (c_g , ϱ_g) in der r_L -Ebene für den Mustertransistor 2 N 3570 bei 800 MHz in Emitterschaltung sind in *Figur 10* dargestellt. Alle Kreismittelpunkte liegen auf einer Geraden durch den Nullpunkt, die als Neigungswinkel gegen die

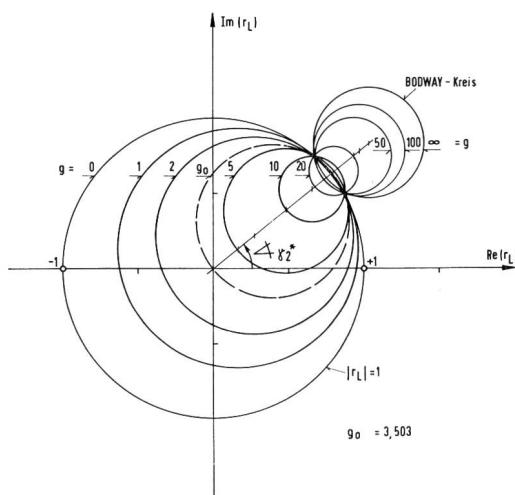


Fig. 10

Kreise von konstanter Leistungsverstärkung g in der r_L -Ebene für Transistor 2 N 3570 bei 800 MHz in Emitterschaltung

horizontale Achse den Phasenwinkel von γ_2^* ($\neq \gamma_1^*$) hat. Für $g = \infty$ fällt der Kreis mit dem Bodwayschen Stabilitätskreis (c_{Ls}, ϱ_{Ls}) nach (20) und (21) zusammen und für $g = 0$ ist er identisch mit dem Einheitskreis $|r_L| = 1$. Alle Kreise schneiden den Einheitskreis in denselben beiden Punkten. Es gibt einen Kreis mit einem minimalen Radius, der gleich der halben Kreissehne zwischen den beiden soeben erwähnten Schnittpunkten ist; aus $d\varrho_g/dg = 0$ erhält man die entsprechende Leistungsverstärkung g_{om} zu

$$g_{\varrho^m} = \frac{1}{2} \cdot \left| \frac{s_{21}}{s_{12}} \right| \cdot \frac{\beta_2}{|s_{12} s_{21}| + K(|s_{22}|^2 - |\mathcal{A}|^2)} \quad (80)$$

mit β_2 nach (10) und K nach (11). Für den Mustertransistor wird $g_{om} = 16,769$. Von Bedeutung ist im folgenden noch

derjenige Kreis, der durch den Nullpunkt geht; aus $|c_g| = \rho_g$ erhält man die entsprechende Verstärkung g_o zu:

$$g_o = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \quad (81)$$

Für den Mustertransistor 2 N 3570 wird $g_o = 3,503$ (vergleiche mit Fig. 10).

Man wählt nun auf dem Kreis für die gewünschte Verstärkung g einen passenden Punkt $r_L = r_{LW}$ und berechnet damit den Eingangs-Reflexionsfaktor $S_1 = S_{1W}$ nach (13). Anpassung am Eingang erhält man mit dem Generator-Reflexionsfaktor $r_{GW} = S_{1W}^*$. (Dieser Wert r_{GW} stimmt im allgemeinen nicht mit dem gegebenen Generator überein; es sei zum Beispiel der Generatorwiderstand $Z_G = R_G = 50 \Omega$, was $r_G = 0$ ergibt bei einem Bezugswiderstand $R_0 = 50 \Omega$. Man muss dann ein Anpassungsnetzwerk zwischen Generator und Verstärkereingang schalten, das von r_G

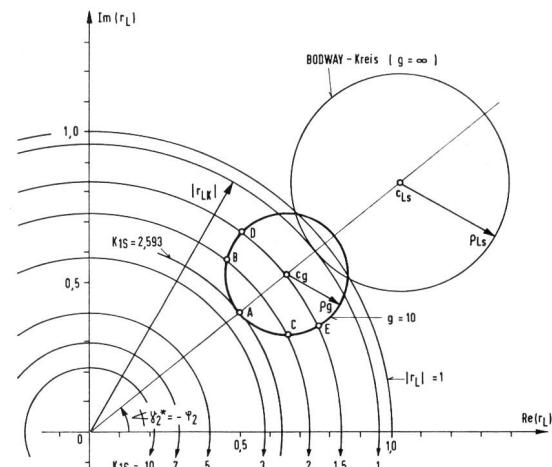


Fig. 11

Kreise von konstantem Stabilitätsfaktor K_{1S} und Kreis mit Leistungsverstärkung $g = 10$ in der r_L -Ebene. Im Punkt A ist der Stabilitätsfaktor K_{1S} am höchsten für $g = 10$. (Daten für 2 N 3570 bei 800 MHz in Emitterschaltung)

auf r_{GW} transformiert [10].) Parallel dazu ist die Stabilität zu überprüfen. Dies wurde in [10] so gelöst, dass man probieren muss, ob die Punkte r_{LW} und r_{GW} in dem durch die Bodway-Kreise nach (20) und (21) beziehungsweise (58) abgegrenzten stabilen Gebiet liegen.

Hier soll nun gezeigt werden, wie man einen Verstärker bei gegebener Leistungsverstärkung g so dimensionieren kann, dass er einen maximalen Stabilitätsfaktor aufweist.

Man zeichnet den Kreis für die gewünschte Leistungsverstärkung g und die Kreise $K_{1s} = \text{konstant}$ in der r_L -Ebene zusammen auf. In *Figur 11* ist dies für den Mustertransistor

¹ Der erste Teil dieses Beitrages ist erschienen in Technische Mitteilungen PTT, Nr. 1 1970, Seiten 4....11.

2 N 3570 durchgeführt, mit $g = 10$ (10 dB); dies stellt eine Kombination der Figuren 8 und 10 dar. Gezeichnet ist auch nochmals der Bodway-Kreis nach Figur 6, der $|r_{LK}|$ ergibt.

Da der Stabilitätsfaktor K_{1S} umso grösser ist, je kleiner $|r_L|$ ist, ergibt offenbar auf dem Kreis $g = 10$ der Punkt A den höchsten Wert von K_{1S} , der auf der Geraden durch den Nullpunkt mit dem gleichen Neigungswinkel wie der Phasenwinkel von γ_2^* der innere Schnittpunkt mit dem Kreis ist. Dieser Punkt hat $|r_L| = |c_g| - \rho_g$; für den Mustertransistor findet man $|r_L| = 0,638$. Dies ergibt mit (44) $K_{1S} = 2,593$. Gezeichnet sind ferner die Punkte B und C, die sich als Schnittpunkte der Kreise $g = 10$ und $K_{1S} = 2$ ergeben; und in den Punkten D und E ist $K_{1S} = 1,5$. Der komplexe Wert von r_L für die Punkte A bis E kann aus der Figur abgelesen werden und dient zur Berechnung des Eingangsreflexionsfaktors S_1 nach (13). Der Generator-Reflexionsfaktor r_G für Anpassung am Eingang wird $r_G = S_1^*$. Mit diesen Werten von r_L und r_G kann der allgemeine Stabilitätsfaktor K_S nach (31) ermittelt werden; das Resultat ist:

Punkt	A	B	C	D	E
$K_S =$	7,496	3,981	6,243	2,448	3,842

K_S ist immer höher als der entsprechende Wert von K_{1S} und ist am höchsten im Punkt A, der den höchsten Wert von K_{1S} aufweist.

Es gelingt ferner, die Leistungsverstärkung g

(82)

$$g = |s_{21}|^2 \frac{1 - |r_L|^2}{1 - |s_{11}|^2 + |r_L|^2 (|s_{22}|^2 - |\mathcal{A}|^2) - (r_L \gamma_2 + r_L^* \gamma_2^*)}$$

durch die s-Parameter und den Stabilitätsfaktor K_{1S} auszudrücken. Setzen wir

$$r_L = |r_L| \exp(j\varphi_L) \quad (83)$$

$$\gamma_2 = |\gamma_2| \exp(j\varphi_2) \quad (84)$$

so wird:

(85)

$$g = |s_{21}|^2 \frac{(1 - |r_L|^2)}{1 - |s_{11}|^2 + |r_L|^2 (|s_{22}|^2 - |\mathcal{A}|^2) - 2|r_L \gamma_2| \cos(\varphi_L + \varphi_2)}$$

Mit Hilfe von (53) kann man $(1 - |s_{11}|^2)$ im Nenner eliminieren; es folgt

(86)

$$g = \frac{|s_{21}|^2}{2} \frac{1 - |r_L|^2}{|r_L|^2 (|s_{22}|^2 - |\mathcal{A}|^2) + |r_L| [K_{1S} |s_{12} s_{21}| - \gamma_2 \cos(\varphi_L + \varphi_2)]}$$

Drückt man $|r_L|$ mit Hilfe von (60) durch K_{1S} aus, so resultiert mit den Abkürzungen

$$\Phi = 1 - |s_{11}|^2 \quad (87)$$

$$\Psi = |s_{22}|^2 - |\mathcal{A}|^2 \quad (88)$$

$$W = \sqrt{K_{1S}^2 |s_{12} s_{21}|^2 + (1 - |s_{11}|^2) (|s_{22}|^2 - |\mathcal{A}|^2)} = \quad (89)$$

$$= \sqrt{K_{1S}^2 |s_{12} s_{21}|^2 + \Phi \Psi}$$

sowie mit K nach (11):

$$g = \frac{|s_{21}|^2}{\Psi} \quad (90)$$

$$\frac{|s_{12} s_{21}| \{K_{1S} (W - K_{1S} |s_{12} s_{21}|) - K \Psi\}}{\Phi \Psi - [W - K_{1S} |s_{12} s_{21}|] [K_{1S} |s_{12} s_{21}| + |\gamma_2| \cos(\varphi_L + \varphi_2)]}$$

Man beachte, dass W eine Funktion von K_{1S} ist. In Figur 12 ist ein solcher beliebiger Punkt a gezeichnet, von dem $|r_L|$ und damit K_{1S} sowie der Phasenwinkel φ_L gegeben sind. In den Punkten b und c ist bei gegebener Leistungsverstärkung g der Stabilitätsfaktor K_{1S} am höchsten, wobei

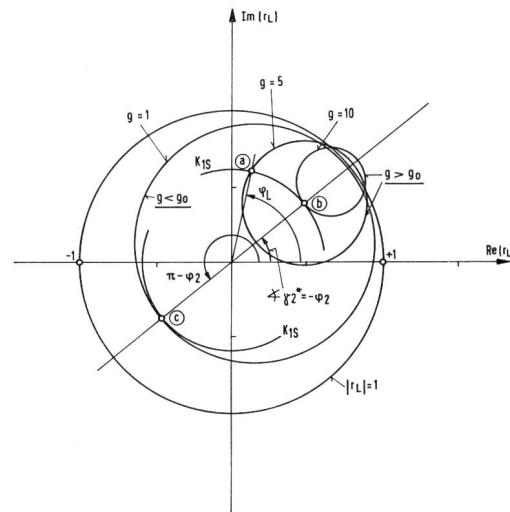


Fig. 12

Zur Berechnung der Leistungsverstärkung ausgedrückt durch den Stabilitätsfaktor K_{1S} . Einzelheiten im Text. (Daten für 2 N 3570 bei 800 MHz in Emitterschaltung)

Punkt b den gleichen Wert von K_{1S} ergibt wie Punkt a, aber es ist $g = 10$ statt $g = 5$ (die Daten entsprechen dem Mustertransistor 2 N 3570). Es ist zu unterscheiden, ob die Verstärkung g grösser oder kleiner als g_o nach (81) ist. Im Fall $g > g_o$ (Punkt b) ist der Phasenwinkel $\varphi_L = \angle \gamma_2^* = -\varphi_2$ und es folgt aus (90)

(91)

$$g = \frac{|s_{21}|^2}{\Psi} \cdot \frac{|s_{12} s_{21}| \{K_{1S} (W - K_{1S} |s_{12} s_{21}|) - K \Psi\}}{\Phi \Psi - [W - K_{1S} |s_{12} s_{21}|] [K_{1S} |s_{12} s_{21}| + |\gamma_2|]}$$

Es ist mit Hilfe von (55) leicht abzuleiten, dass für $K_{1S} = 1$ die Wurzel $W = |\gamma_2|$ und der Nenner von (91) null wird, und daher $g = \infty$.

Im Fall $g < g_o$ (Punkt c) ist der Phasenwinkel $\varphi_L = \pi - \varphi_2$ und man erhält aus (90):

(92)

$$g = \frac{|s_{21}|^2}{\Psi} \cdot \frac{|s_{12} s_{21}| \{K_{1S} (W - K_{1S} |s_{12} s_{21}|) - K \Psi\}}{\Phi \Psi - [W - K_{1S} |s_{12} s_{21}|] [K_{1S} |s_{12} s_{21}| - |\gamma_2|]}$$

Solche Werte von $g < g_o$ sind wohl weniger gefragt, denn g_o ist in der Regel recht klein; für den Mustertransistor 2 N 3570 zum Beispiel ist wie schon erwähnt $g_o = 3,503$.

Für $r_L = 0$ schliesslich wird $K_{1s} = \infty$ und $g = g_o$.

Zusammenfassend sei festgehalten: Um eine Schaltung bei gegebener Leistungsverstärkung g für optimale Stabilität zu dimensionieren, braucht man den Stabilitätsfaktor K_{1s} eigentlich gar nicht. Dieser diente uns mehr oder weniger nur zur Erleichterung des Verständnisses. Man kann wie folgt vorgehen: Man berechnet den komplexen Wert von γ_2 nach (22) und ermittelt den Phasenwinkel φ_2 von γ_2 . Ferner berechnet man Mittelpunkt c_g und Radius ϱ_g des Kreises von konstanter Leistungsverstärkung nach (78) und (79) für den gewünschten Wert von g . Man überprüfe, ob g grösser oder kleiner als g_o nach (81) ist; im ersten Fall ist $|c_g| > \varrho_g$ und im zweiten Fall $|c_g| < \varrho_g$. Der Punkt $r_{L, \text{opt}}$ von optimaler Stabilität beim gewünschten Wert von g ergibt sich nun wie folgt:

Für $|c_g| > \varrho_g$ ist: $|r_{L, \text{opt}}| = |c_g| - \varrho_g$

$$\varphi_{L, \text{opt}} = -\varphi_2$$

Für $|c_g| < \varrho_g$ ist: $|r_{L, \text{opt}}| = \varrho_g - |c_g|$

$$\varphi_{L, \text{opt}} = \pi - \varphi_2$$

Für $|c_g| = \varrho_g$ ist $g = g_o$ nach (81) und für optimale Stabilität ist $r_L = 0$ zu wählen.

Mit $r_L = r_{L, \text{opt}}$ ermittelt man nun den Eingangs-Reflexionsfaktor S_1 nach (13), und für Anpassung am Eingang muss der Generator-Reflexionsfaktor $r_G = S_1^*$ gemacht werden. Mit den gefundenen Werten von $|r_L|$ und $|r_G|$ kann man den allgemeinen Stabilitätsfaktor K_s nach (31) berechnen. Nötigenfalls ist ein Anpassungsnetzwerk zwischen den Generator und den Verstärkereingang zu schalten, das

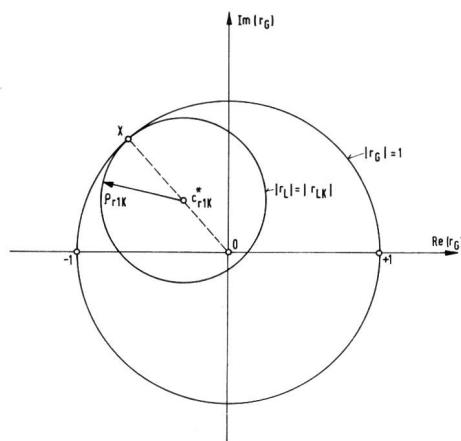


Fig. 13

Alle angepassten Generator-Reflexionsfaktoren r_G für $K_{1s} > 1$ liegen innerhalb des Kreises mit dem Radius r_{LK} und dem Mittelpunkt c_{r1K}^* , der den Einheitskreis $|r_G| = 1$ im Punkt X berührt. (Daten für 2 N 3570 bei 800 MHz in Emitterschaltung)

vom effektiven Generator-Reflexionsfaktor auf r_G transformiert. Auch am Ausgang kann ein Anpassungsnetzwerk nötig sein, falls die wirkliche Last nicht $r_{L, \text{opt}}$ entspricht.

Dass man auf die beschriebene Weise stabile Verstärker erhält, kann man auch wie folgt zeigen:

Wählt man $K_{1s} > 1$, so ist also $|r_L| < |r_{LK}|$. In der S_1 -Ebene berührt der Kreis für $|r_L| = |r_{LK}|$ gerade den Einheitskreis $|S_1| = 1$; er habe den Radius r_{r1K} und den Mittelpunkt c_{r1K} . Alle Kreise für $|r_L| < |r_{LK}|$ liegen innerhalb dieses Kreises (siehe Fig. 5). Da immer $r_G = S_1^*$ zu wählen ist, so liegen also alle angepassten Werte von r_G innerhalb des Kreises mit dem Radius r_{r1K} und dem Mittelpunkt c_{r1K}^* in der r_G -Ebene, der durch Spiegelung um die horizontale Achse entsteht. Für den Mustertransistor 2 N 3570 bei 800 MHz in Emitterschaltung ist dieser Kreis in Figur 13 gezeichnet. Dieser Kreis berührt den Einheitskreis $|r_G| = 1$ im Punkt X; er liegt also sicher nicht ausserhalb des Einheitskreises. Der Ausgangs-Reflexionsfaktor

$$S_2 = \frac{S_{22} - \Delta r_G}{1 - S_{11} r_G} \quad (93)$$

kann analog wie S_1 mit $|r_G|$ als Parameter dargestellt werden. Insbesondere erhält man für $|r_G| = 1$ Kreise in der S_2 -Ebene mit dem Mittelpunkt c_2 und dem Radius

$$c_2 = \frac{\gamma_2}{1 - |S_{11}|^2} ; \quad \varrho_2 = \frac{|S_{12} S_{21}|}{1 - |S_{11}|^2} \quad (94)$$

in Analogie zu (49).

Der Kreis (c_{r1K}^*, r_{r1K}) in der r_G -Ebene wird durch (93) ebenfalls in die S_2 -Ebene transformiert; der resultierende Kreis (c_{S2}, ϱ_{S2}) liegt innerhalb des Kreises (c_2, ϱ_2) und berührt diesen an der Stelle X'. Man kann c_{S2} und ϱ_{S2} nach der bilinearen Transformation berechnen und erhält den Mittelpunkt c_{S2}

$$c_{S2} = \frac{\Delta \Gamma_2 - S_{12} S_{21} (1 - |S_{11}|^2 - |r_{LK}|^2 S_{22}^* \gamma_2)}{S_{11} \Gamma_2} \quad (95)$$

und den Radius ϱ_{S2}

$$\varrho_{S2} = \frac{|r_{LK}| \cdot |S_{12} S_{21}|^2}{|\Gamma_2|} \quad (96)$$

mit der Abkürzung

$$\Gamma_2 = |r_{LK} \gamma_2|^2 - (1 - |S_{11}|^2)^2 \quad (97)$$

Die beiden Kreise (c_2, ϱ_2) und (c_{S2}, ϱ_{S2}) für den Mustertransistor 2 N 3570 sind in Figur 14 gezeichnet.

Innerhalb des Kreises (c_{S2}, ϱ_{S2}) liegen alle Ausgangs-Reflexionsfaktoren S_2 , wenn am Eingang unter der Bedingung $K_{1s} > 1$ (also $|r_L| < |r_{LK}|$) angepasst wird. Wählt man $|r_L| < |r_{LK}|$, so liegt der Punkt $1/r_L$ ausserhalb des Kreises, der den Nullpunkt als Mittelpunkt und den Radius $1/|r_{LK}|$ hat; dieser Kreis ist in Figur 14 ebenfalls gezeichnet. Wenn $|S_2| < 1/|r_L|$ ist, ist die Schaltung stabil [11]; diese

Bedingung ist somit nach Figur 14 für den Mustertransistor erfüllt. Man kann auch algebraisch zeigen, dass diese Bedingung unter den gemachten Voraussetzungen immer erfüllt ist. Es muss

$$|\mathbf{c}_{s2}| + \varrho_{s2} = \frac{1}{|\mathbf{r}_{LK}|} \quad (98)$$

sein. Da aber der Kreis (c_{s2}, ϱ_{s2}) innerhalb des Kreises (c_2, ϱ_2) liegt und diesen im Punkt X' berührt, ist die Stabilitätsbedingung auch erfüllt, wenn

$$|c_2| + \varrho_2 = \frac{1}{|r_{LK}|} \quad (99)$$

ist. Dies ist sehr leicht zu zeigen, denn durch Einsetzen erhält man

$$\frac{|\gamma_2| + |\mathbf{s}_{12} \mathbf{s}_{21}|}{1 - |\mathbf{s}_{11}|^2} = \frac{|\mathbf{s}_{22}| - |\mathcal{A}|^2}{|\gamma_2| - |\mathbf{s}_{12} \mathbf{s}_{21}|} \quad (100)$$

und dies führt auf die Identität von (55).

Im Prinzip ist das analoge Vorgehen, ausgehend von der verfügbaren Leistungsverstärkung g_v statt von der Leistungsverstärkung g , möglich, indem man die Kreise $g_v =$

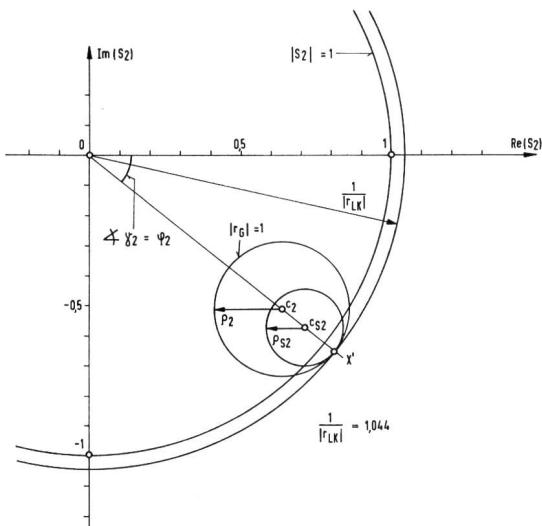


Fig. 14

Innerhalb des Kreises (c_{S2} , ρ_{S2}) in der S_2 -Ebene liegen alle Ausgangs-Reflexionsfaktoren S_2 , wenn am Eingang unter der Bedingung $K_{1S} > 1$ angepasst wird. Der Kreis (c_{S2} , ρ_{S2}) liegt innerhalb des Kreises (c_2 , ρ_2), und beide liegen innerhalb des Kreises mit dem Nullpunkt als Mittelpunkt und dem Radius $1/|r_{LK}|$. Alle drei Kreise berühren sich im Punkt X'. (Daten für 2 N 3570 bei 800 MHz in Emitterschaltung)

konstant in der r_G -Ebene [7] zusammen mit den Kreisen $K_{2g} = \text{konstant}$ zeichnet. Man wählt einen Generator-Reflexionsfaktor r_G für maximale Stabilität und muss dann auf der Ausgangsseite anpassen ($r_L = S_2^{-*}$). Die Berechnung ausgehend von g ist jedoch in den meisten Fällen intuitiv naheliegender, außer es liegen besondere Gründe vor.

In der Darstellung mit y -Parametern sieht die Ableitung für maximale Stabilität bei gegebener Leistungsverstärkung g wie folgt aus: Ausgehend von der Leistungsverstärkung

$$g = \frac{|y_{21}|^2 \cdot G_L}{\operatorname{Re} \left[y_{11} - \frac{y_{12} y_{21}}{y_{22} + Y_L} \right] \cdot |y_{22} + Y_L|^2} \quad (101)$$

wobei $\text{Re} [\] = G_1$, nach (35) ist, lassen sich die Kreise von konstanter Leistungsverstärkung in der Y_L -Ebene ableiten. Sie haben den Mittelpunkt $Y_{Lg} = G_{Lg} + j B_{Lg}$ und den Radius ρ_{Lg} gemäss:

$$G_{Lg} = \frac{M + |y_{21}|^2 / g}{2 g_{11}} - g_{22} \quad (102)$$

$$B_{Lg} = \frac{N}{2 g_{11}} - b_{22} \quad (103)$$

$$\varrho_{Lg} = \frac{\sqrt{L^2 + (|y_{21}|^2/g) [(|y_{21}|^2/g) + 2(M - 2g_{11}g_{22})]}}{2g_{11}} \quad (104)$$

wobei die Abkürzungen L, M und N nach (33) und (34) gelten. Für $g = \infty$ erhält man Mittelpunkt $Y_{Ls} = G_{Ls} + j B_{Ls}$ und Radius ρ_{Ls} des Stabilitätskreises in der Y_L -Ebene, der dem Bodway-Kreis (c_{Ls}, ρ_{Ls}) in der r_L -Ebene entspricht:

$$G_{Ls} = \frac{M}{2 q_{11}} - g_{22} \quad (105)$$

$$B_{Ls} = \frac{N}{2 a_{11}} - b_{22} \quad (106)$$

$$\varrho_{Ls} = \frac{L}{2 a_{11}} \quad (107)$$

Man beachte, dass $B_{Ls} = B_{Lg}$, das heisst, alle Kreismittelpunkte liegen auf einer Parallelen zur reellen Achse, unabhängig von g . Wenn g kleiner wird, so nehmen G_{Lg} und ϱ_{Lg} zu, um für $g = 0$ den Wert unendlich anzunehmen. Dies ist in *Figur 15* gezeichnet. Der kritische Lastleitwert G_{LK} nach (71) ergibt sich aus

$$\mathbf{G}_{\text{IK}} = \mathbf{G}_{\text{Is}} + \boldsymbol{\rho}_{\text{Is}} \quad (108)$$

Für $G_L > G_{LK}$ ist $K_{1Y} > 1$. Der Stabilitätsfaktor K_{1Y} nach (68) ist umso grösser, je grösser G_L ist. Für jeden Kreis $g = \text{konstant}$ ist also die Stabilität am besten für den am weitesten rechts liegenden Punkt A mit dem höchsten Leitwert

$$\mathbf{G}_{L, \text{opt}} = \mathbf{G}_{Lg} + \varrho_{Lg} \quad (109)$$

und der zugehörige Blindleitwert ist $B_{L, \text{opt}} = B_{Ls} = B_{Lg}$. Mit diesem Wert von $Y_{L, \text{opt}}$ kann man die Eingangssadmittanz Y_1 nach (15) berechnen, und Anpassung ergibt die Generatoradmittanz $Y_G = Y_1^*$. Damit kann der allgemeine Stabilitätsfaktor K_Y nach (3) ermittelt werden.

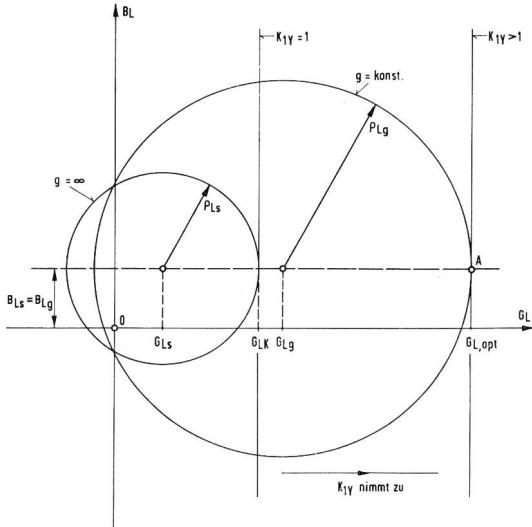


Fig. 15

Optimale Stabilität für die Kreise $g = \text{konst.}$ in der $X_L = G_L + jB_L$ -Ebene herrscht im Punkt A mit dem Leitwert $G_{L,\text{opt}} = G_{Lg} + \varrho_{Lg}$

5. Der Fall $|s_{11}| \geq 1$ oder $|s_{22}| \geq 1$

In den bisherigen Ausführungen wurde vorausgesetzt, dass $|s_{11}|$ und $|s_{22}| < 1$ seien. Diese Voraussetzung ist nicht immer erfüllt; es gibt Transistoren, bei denen $|s_{11}| \geq 1$ wird oder auch $|s_{22}| \geq 1$. (Dies bedeutet, dass die Eingangs- oder Ausgangs-Immittanz einen negativen oder verschwindenden Realteil hat.) Dagegen scheint die Kombination $|s_{11}|$ und $|s_{22}|$ beide ≥ 1 nicht aufzutreten.

Im folgenden seien die Verhältnisse wieder anhand eines Mustertransistors beleuchtet. Bei einem Transistor BF 314 in Basisschaltung ($I_C = 1 \text{ mA}$, $U_{CB} = 10 \text{ V}$) wurden bei 200 MHz folgende Werte der Streuparameter gemessen:

$$\begin{aligned} s_{11} &= 0,271 \angle 166^\circ = -0,262\,950 + j0,065\,561 \\ s_{12} &= 0,0088 \angle 119^\circ = -0,004\,266 + j0,007\,697 \\ s_{21} &= 1,25 \angle -24,5^\circ = 1,137\,452 - j0,518\,367 \\ s_{22} &= 1,001 \angle -7,6^\circ = 0,992\,207 - j0,132\,389 \end{aligned}$$

Dieser Transistor hat also bei 200 MHz $|s_{22}| > 1$. Die Determinante und weitere Parameter ergeben sich wie folgt:

$$\Delta = 0,266\,615 \angle 160,523^\circ = -0,251\,358 + j0,088\,895$$

$$\gamma_1 = -0,001\,782 + j0,010\,635; |\gamma_1| = 0,010\,784$$

$$\gamma_2 = 0,920\,284 - j0,125\,493; |\gamma_2| = 0,928\,801$$

$$|s_{11}|^2 - |\Delta|^2 = 0,002\,358; |s_{22}|^2 - |\Delta|^2 = 0,930\,918$$

$$K = -0,198\,121$$

$$\begin{aligned} \beta_1 &= 0,000\,357; & \beta_2 &= 1,857\,477 \\ |\varrho_{GK}| &= -0,091\,831; & |\varrho_{LK}| &= 0,985\,910 \end{aligned}$$

Dieser Transistor ist potentiell instabil, wie aus $|s_{22}| > 1$ und $K < 1$ hervorgeht. (Für Vierpole mit $|s_{11}| \geq 1$ oder $|s_{22}| \geq 1$ ist immer $K < 0$. Es kann sogar $K < -1$ werden, während für $|s_{11}| < 1$ und $|s_{22}| < 1$ immer $K > -1$ ist.)

Das hervorstechendste Resultat ist der negative Wert von $|\varrho_{GK}|$ nach (59). Da ein Betrag immer eine positive Zahl sein sollte, zeigt dies, dass $|\varrho_{GK}|$ hier keine physikalische Bedeutung haben kann. Sämtliche Werte von $|\varrho_G|$ für $K_{2s} > 1$ aus der zu (60) analogen Formel werden negativ. Dies deutet darauf hin, dass man mit den Kreisen $g_v = \text{konst.}$ in der r_G -Ebene nicht für optimale Stabilität dimensionieren kann. Dies ist auch aus Figur 16 ersichtlich. Das «unstabile Gebiet» liegt innerhalb des Kreises (c_{GS}, ϱ_{GS}) für $g_v = \infty$. Konzentrische Kreise um den Nullpunkt mit $|\varrho_G| = \text{konst.}$, die $K_{2s} = \text{konst.}$ entsprechen, würden in den Berührungs punkten mit den Kreisen $g_v = \text{konst.}$ nicht ein Maximum, sondern ein Minimum des Stabilitätsfaktors K_{2s} ergeben.

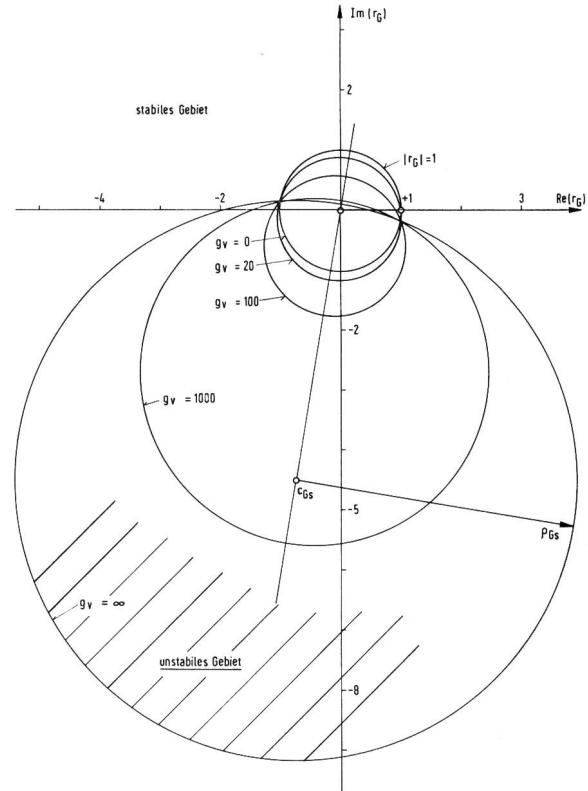


Fig. 16
Kreise $g_v = \text{konst.}$ in der r_G -Ebene für Transistor BF 314 bei 200 MHz in Basisschaltung

Figur 17 zeigt dagegen einige Kreise $g = \text{konst.}$ zusammen mit Kreisen $K_{1s} = \text{konst.}$ in der r_L -Ebene. Da das Produkt $|s_{12} s_{21}| = 0,011$ sehr gering ist, wird auch der teilweise ausserhalb des Einheitskreises liegende *Bodway*-

Kreis (c_{Ls}, ϱ_{Ls}) für $g = \infty$ sehr klein. Abgesehen davon zeigt diese Figur grosse Ähnlichkeit mit Figur 11. In der r_L -Ebene ist also Dimensionierung für optimale Stabilität durchaus möglich, für $g = 5$ zum Beispiel im Punkt A. Die Kreise

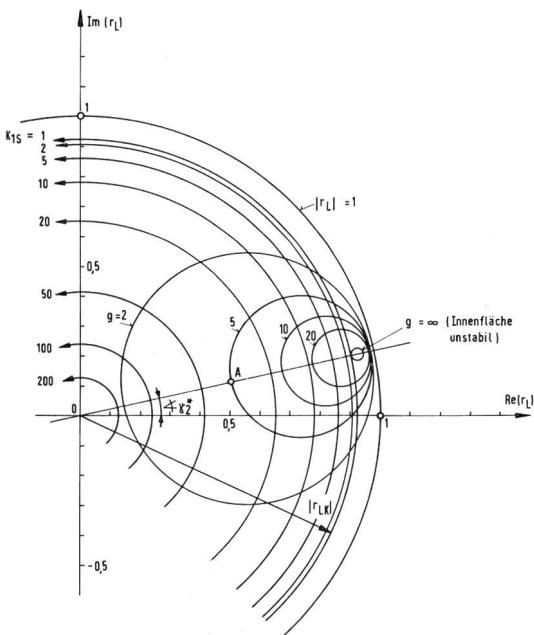


Fig. 17

Kreise $g = \text{konst.}$ und Kreise $K, s = \text{konst.}$ in der r_L -Ebene für Transistor BF 314 bei 200 MHz in Basisschaltung

(c_{LG}, ϱ_{LG}) liegen alle innerhalb des Kreises für $g = \infty$ (Bodway-Kreis), dessen Inneres unstabil ist.

Für denselben Transistor BF 314 in Basisschaltung wurden bei 300 MHz folgende Werte der s-Parameter und weiterer Kenngrößen gemessen oder berechnet:

$$s_{11} = 0,276 \angle 164^\circ = -0,265 308 + j 0,076 076$$

$$s_{12} = 0,016 \angle 124^\circ = -0,008 947 + j 0,013 265$$

$$s_{21} = 1,15 \angle -39,5^\circ = 0,887 368 - j 0,731 490$$

$$s_{22} = 1,057 \angle -12,3^\circ = 1,032 737 - j 0,225 173$$

$$\Delta = 0,285 107 \angle 155,111^\circ = -0,258 627 + j 0,119 992$$

$$\gamma_1 = 0,028 804 + j 0,010 392; |\gamma_1| = 0,030 622$$

$$\gamma_2 = 0,954 993 - j 0,213 014; |\gamma_2| = 0,978 461$$

$$|s_{11}|^2 - |\Delta|^2 = -0,005 110; |s_{22}|^2 - |\Delta|^2 = 1,035 963$$

$$K = -3,047 258$$

$$\beta_1 = -0,122 359;$$

$$\beta_2 = 1,959 787$$

$$|r_{GK}| = -2,391 722;$$

$$|r_{LK}| = 0,926 733$$

Neben dem negativen Wert von $|r_{GK}|$ wie oben, sticht hier vor allem der absolute Stabilitätsfaktor $K < -1$ hervor. Dies hat zur Folge – siehe Figur 18 –, dass der Bodway-Kreis (c_{Gs}, ϱ_{Gs}) in der r_G -Ebene ganz ausserhalb des Einheitskreises $|r_G| = 1$ fällt, und sein Inneres ist stabil. Alle Kreise $g_v = \text{konst.}$ verlaufen ebenfalls ausserhalb des Einheitskreises im unstabilen Gebiet. Für $g_v = |s_{21}|^2 / (|\Delta|^2 - |s_{11}|^2) = 258,806$ nehmen c_{gv} und ϱ_{gv} den Wert unendlich an. Nach Figur 19 liegt dagegen der Bodway-Kreis (c_{Ls}, ϱ_{Ls}) in der

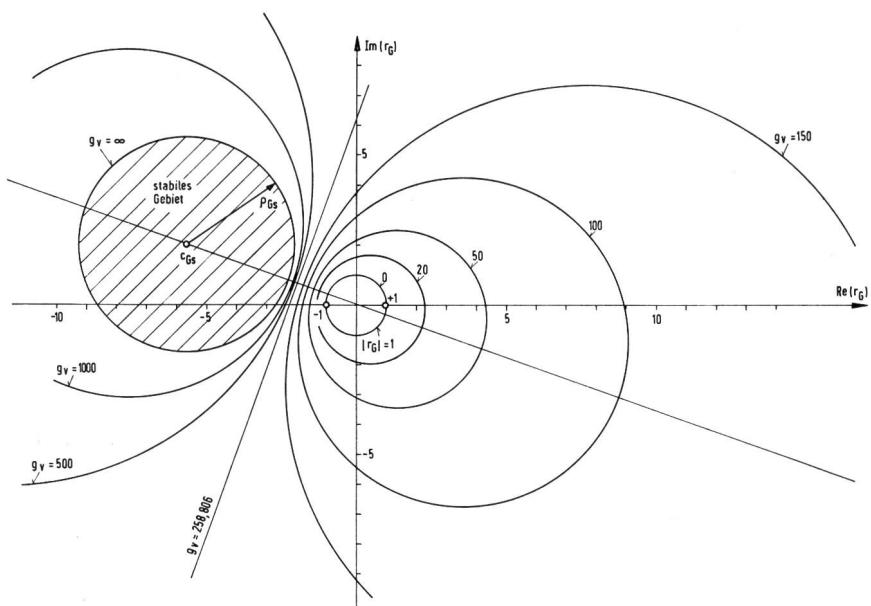


Fig. 18

Kreise $g_v = \text{konst.}$ in der r_G -Ebene für Transistor BF 314 in Basisschaltung bei 300 MHz ($K < -1$). Alle Kreise liegen ausserhalb des Einheitskreises $|r_G| = 1$

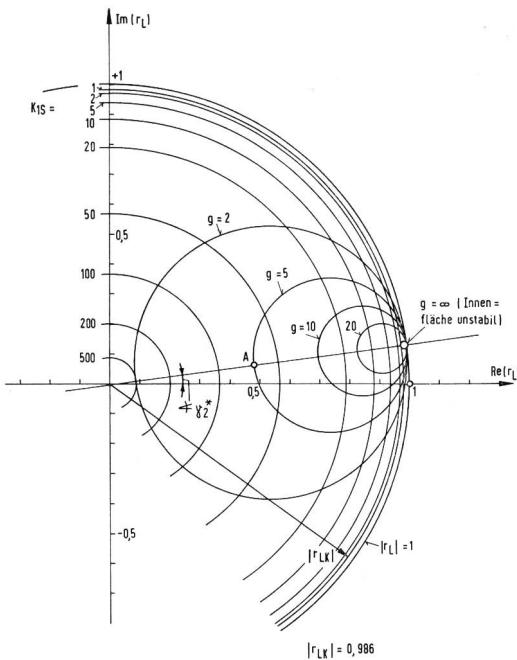


Fig. 19

Kreise $g = \text{konst.}$ und Kreise $K_{1S} = \text{konst.}$ in der r_L -Ebene für Transistor BF 314 bei 300 MHz in Basisschaltung ($K < -1$). Alle Kreise liegen innerhalb des Einheitskreises $|r_L| = 1$, insbesondere auch der Bodway-Kreis für $g = \infty$

r_L -Ebene ganz innerhalb des Einheitskreises, und sein Inneres ist instabil. (Hier ist ein Irrtum von Bodway [9] zu berichtigen; er hat nämlich angegeben, dass für einen solchen Kreis $K > 1$ sei, mit $|s_{11}| < 1$ und $|s_{22}| < 1$. Dies ist jedoch nicht möglich; es handelt sich offenbar um einen Rechenfehler.) Alle Kreise (c_{LG}, ρ_{LG}) liegen innerhalb dieses Bodway-Kreises. Der Kreis für $K_{1S} = 1$ berührt diesen Kreis gerade ($|r_{LK}| = 0,927$). Dimensionierung für optimale Stabilität ist möglich, zum Beispiel im Punkt A für $g = 5$.

Ist $|s_{11}| \geq 1$ und $|s_{22}| < 1$, so kann man in der r_G -Ebene mit K_{2S} und g_v auf optimale Stabilität dimensionieren, während die Kreise in der r_L -Ebene nicht zu gebrauchen sind.

Anerkennung. Der Verfasser ist Herrn H. P. Herren für die Programmierung des LOCI-Rechners für obige Rechnungen sehr zu Dank verpflichtet.

Literaturverzeichnis

- [1] A. P. Stern. Stability and power gain of tuned transistor amplifiers. Proc. IRE 45 (1957) 3, p. 335...343.
- [2] E. R. Hauri und A. E. Bachmann. Grundlagen und Anwendungen der Transistoren. Generaldirektion PTT, Bern 1962; 2. Auflage 1965.
- [3] J. M. Rollett. Stability and power gain invariants of linear two-ports. IRE Trans. CT-9 (1962) 1, p. 29...32. (Korrekturen in CT-10 (1963) 1, p. 107.)
- [4] A. R. Boothroyd. The transistor as an active two-port network. Scientia Electrica 7 (1961) 1, p. 3...15.
- [5] S. Venkateswaran. An invariant stability factor and its physical significance. Proc. IEE, Pt. C, 109 C (1962) 15, p. 98...102.
- [6] J. G. Linvill, L. G. Schimpf. The design of tetrode transistor amplifiers. BSTJ 35 (1956), p. 813...840. – J. G. Linvill, J. F. Gibbons. Transistors and active circuits. Mc Graw Hill, Maidenhead, New York 1961.
- [7] E. R. Hauri. Darstellung der Verstärkereigenschaften von Transistoren als lineare aktive Vierpole durch die Streuparameter. Techn. Mitt. PTT 48 (1970), Hefte 1 und 2, p. 2...12 resp. 74...84.
- [8] K. Kurokawa. Power waves and the scattering matrix. IEEE Trans. MTT-13 (1965) 2, p. 194...202.
- [9] G. E. Bodway. Two port power flow analysis of linear active circuits using the generalized scattering parameters. Publikation der Hewlett Packard Co., April 1966. Two port power flow analysis using generalized scattering parameters. Microwave Journal 10 (1967) 6, p. 61...69. Auch in Hewlett Packard Application Note 95, September 1968.
- [10] W. H. Froehner. Quick amplifier design with scattering parameters. Electronics 40 (1967) 21, p. 100...109. Auch in Hewlett Packard Application Note 95, September 1968.
- [11] R. W. Anderson. S-parameter techniques for faster, more accurate network design. Hewlett Packard Journal 18 (1967) 6, p. 13...24. Auch in Hewlett Packard Application Note 95, September 1968.