

**Entwicklung und Realisierung eines
kryogenisch kühlbaren, rauscharmen
Mikrowellenverstärkers für 4-8 GHz**

**Diplomarbeit von
Sener Türk**

**Max-Planck-Institut für
Radioastronomie Bonn**

**Referent: Prof. Dr.-Ing. Hans-Dieter Reidenbach
Koreferent: Prof. Dr.-Ing. Gerhard Wencker**

**Fachbereich Nachrichtentechnik der
Fachhochschule Köln**

Dezember 2001



INHALTSVERZEICHNIS

1. AUFGABENSTELLUNG	1
2. EINLEITUNG	2
3. GRUNDLAGEN DER MIKROWELLEN-RADIOMETRIE	4
3.1. Eigenschaften der zu messenden Strahlung	4
3.2. Mikrowellen-Radiometer	5
3.3. Thermisches Rauschen	6
3.4. Thermisch rauschende Vierpole	7
3.5. Leistungsgewinn, Rauschfaktor und Rauschzahl von Vierpolen	8
3.6. Rauschtemperatur von Vierpolen	10
3.7. Kaskadierung rauschender Vierpole	12
3.8. Grenzempfindlichkeit ΔT_{\min} des Radiometers	13
3.9. Auswirkungen des Eigenrauschens des Vorverstärkers auf ΔT_{\min}	14
4. GRUNDLAGEN FÜR DIE ENTWICKLUNG VON MIKROWELLENVERSTÄRKERN	18
4.1. Die Streuparameter	18
4.2. Das Signalflußdiagramm	21
4.3. Bestimmung von Übertragungsfaktoren	23
4.4. Reflexionsfaktoren eines beschalteten Zweitores	24
4.5. Vefügbare Leistungsgewinn	25
4.6. Transformationen im Smith-Chart	26
4.6.1. Transformation durch Serien- oder Parallelschaltung	26
4.6.2. Leitungstransformation	27
4.7. Stabilität von aktiven Zweitores	27
5. EIGENSCHAFTEN DER VERWENDETEN BAUELEMENTE	30
5.1. HEMT (High Electron Mobility Transistor)	30
5.2. Substrat und Microstrip-Leitungen	32
6. ENTWICKLUNG DES VERSTÄRKERS	34
6.1. Stabilitätsanalyse der Transistoren	34
6.1.1. Stabilitätskreise des Transistors der 1.Stufe	35
6.1.2. Stabilitätskreise des Transistors der 2. und 3. Stufe	36
6.1.3. Analyse der Stabilitätskreise der Transistoren	37
6.2. Stabilisierung der Transistoren	37
6.2.1. Stabilisierung durch induktive Stromgegenkopplung	37
6.2.2. Stabilisierung des Transistors der 1.Stufe	39
6.2.3. Stabilisierung des Transistors der 2. und 3. Stufe	40
6.2.4. Neue s-Parameter der Transistoren mit Serieninduktivität L_S	40
6.2.5. Stabilitätskreise des Transistors der 1.Stufe mit L_S	41
6.2.6. Stabilitätskreise des Transistors der 2. und 3. Stufe mit L_S	42
6.3. Verstärkung der Transistoren	43
6.4. Rauschfaktor und Rauschtemperatur des Verstärkers	43



6.5. Entwicklung der Anpassungsnetzwerke	44
6.5.1. Entwicklung des Anpassungsnetzwerkes NAIN	45
6.5.2. Entwicklung des Anpassungsnetzwerkes NA12	46
6.5.3. Entwicklung des Anpassungsnetzwerkes NA23	47
6.5.4. Entwicklung des Anpassungsnetzwerkes NAOUT	48
6.5.5. Zusammenfassung der Werte für die Anpassungsnetzwerke	49
6.6. Gate- und Drain-Bias-Netzwerke	50
6.6.1. Entwicklung der Gate- und Drain-Bias-Netzwerke	50
6.6.2. Zusammenfassung der ermittelten Werte für die Bias-Netzwerke	52
7. RECHNERUNTERSTÜTZTER ENTWURF UND OPTIMIERUNG VON MIKROWELLENVERSTÄRKERN	 53
7.1. Analyse des Verstärkers mit dem Ansoft Serenade Design Suite	53
7.2. Analyse der Gate- und Drain-Bias-Netzwerke	57
7.3. Optimierung des Verstärkers mit dem Ansoft Serenade Design Suite	59
8. LAYOUT DER ANPASSUNGSNETZWERKE	63
9. GEHÄUSE-KONSTRUKTION	64
10. REALISIERUNG DES VERSTÄRKERS	65
10.1. Bond-Technik	65
10.2. Elektrisch leitfähige Klebstoffe	67
10.3. Realisierung	67
11. KRYOGENISCHE KÜHLUNG	70
12. MESSUNGEN	71
12.1. Messung der Ein- und Ausgangsanpassung	71
12.2. Messung der Verstärkung und Rauschtemperatur	73
13. ZUSAMMENFASSUNG	78
LITERATURVERZEICHNIS	79
ANHANG A	81
A1 Grenzempfindlichkeit des Radiometers mit gekühltem Verstärker	81
A2 Grenzempfindlichkeit des Radiometers mit ungekühltem Verstärker	82
ANHANG B	83
B1 Zusammenschaltung von Vierpol-Matrizen	83
B2 Transformationsgleichungen für die Umrechnung von Vierpol-Matrizen	83
B3 Transformationsgleichungen für die Umrechnung von s-Parametern	84
B4 Vierpolparameter wichtiger Grundelemente	84
ANHANG C	85
C1 s-Parameter des TRW160 μ m	85
C2 Rauschparameter des TRW160 μ m	86



C3	s-Parameter des MGFC4419G	87
C4	Rauschparameter des MGFC4419G	88
C5	Datenblatt des MGFC4419G	89
C6	Approximation des Wellenwiderstandes einer Microstrip-Leitung	94
ANHANG D		96
D1	Berechnung des Stabilitätsfaktors K und der Stabilitätskreise der 1. Stufe	96
D2	Berechnung des Stabilitätsfaktors K und der Stabilitätskreise der 2. und 3. Stufe	97
D3	Berechnung der Induktivität eines Bonddrahtes in Abhängigkeit von der Länge	98
D4	Berechnung der Serieninduktivität L_S für die 1. Stufe	99
D5	Berechnung der Serieninduktivität L_S für die 2. und 3. Stufe	102
D6	Berechnung der Stabilitätskreise der 1. Stufe mit Serieninduktivität L_S	105
D7	Berechnung der Stabilitätskreise der 2. und 3. Stufe mit Serieninduktivität L_S	106
D8	Berechnung der Verstärkung der 1. Stufe bei Rauschanpassung	108
D9	Berechnung der Verstärkung der 2. und 3. Stufe bei Rauschanpassung	108
D10	Berechnung von \underline{s}_{22}' und \underline{z}_{22}' der 1. Stufe bei Rauschanpassung	109
D11	Berechnung von \underline{s}_{22}' und \underline{z}_{22}' der 2. und 3. Stufe bei Rauschanpassung	110
ANHANG E		111
E1	Gesamtschaltung des Verstärkers zur Analyse und Optimierung	111
ERKLÄRUNG ZUR URHEBERSCHAFT		112
DANKSAGUNG		113



VORWORT



1 AUFGABENSTELLUNG

Im Rahmen dieser Diplomarbeit sollte ein extrem rauscharmer, kryogenisch gekühlter, dreistufiger Mikrowellen-Kleinsignalverstärker für den Betriebsfrequenzbereich 4GHz bis 8GHz entwickelt und realisiert werden. Die praktischen Arbeiten wurden im Mikrowellenlabor des Max-Planck-Institutes für Radioastronomie in Bonn durchgeführt. Der Verstärker soll für radioastronomische Beobachtungen am Effelsberger Radioteleskop in das Empfangssystem als Vorverstärker integriert werden.

Nach der Analyse der zu verwendenden Transistoren wurden Anpassungsnetzwerke für eine Rauschanpassung der Transistoren bei der Bandmittenfrequenz entwickelt. Da die Anpassungsnetzwerke in Microstrip-Technik entwickelt und hergestellt werden, sind keine abstimmbaren Elemente im eigentlichen Sinn vorhanden. Deshalb ist ein exakter Entwurf des Verstärkers unabdingbar. Mit einer kommerziellen HF-CAD-Software, dem Ansoft Serenade Design Suite, konnten die Anpassungsnetzwerke breitbandig optimiert werden. Für die Gleichstromversorgung der Transistoren wurden Gate- und Drain-Bias-Netzwerke entwickelt.

Der Gesamtentwurf der Verstärkerschaltung wurde in ein mit AutoCAD konstruiertes Gehäuse integriert. Nach der Inbetriebnahme des Verstärkers wurden die Systemparameter gemessen und beurteilt.

2 EINLEITUNG

Vor mehr als hundert Jahren hatte C. Maxwell gezeigt, daß das Spektrum der elektromagnetischen Strahlung nicht auf das sichtbare Licht beschränkt ist, sondern sich weit zu infraroten und ultravioletten Wellenlängen ausdehnt. 1887 gelang es H. Hertz, elektromagnetische Wellen im Radiobereich zu erzeugen und nachzuweisen.

Im Jahre 1931 untersuchte K. G. Jansky für die Bell Laboratories mit einer Richtantenne mögliche Störquellen für den Funkverkehr. Er identifizierte drei natürliche Störquellen:

1. Nahe Gewitter, 2. Ferne, tropische Gewitter, 3. Ein konstantes Rauschen unbekannter Herkunft. Jansky vermutete zuerst, daß die Sonne diese Störungen unbekannter Herkunft verursache; später stellte er fest, daß sie ihren Ursprung im Milchstraßenzentrum hat. Obwohl diese Entdeckung in Presse und Funk verbreitet wurde, wurde sie von den Astronomen kaum wahrgenommen.

1936 setzte der Funkamateurliebling und spätere Radioingenieur Grote Reber aus Wheaton in Illinois die Arbeiten Janskys fort. Reber beobachtete systematisch den sichtbaren Himmel. Vier Jahre später veröffentlichte er eine Radiokarte der Milchstraße und die ersten Radiomesungen der Sonne. Diese Arbeit markiert den Beginn der radioastronomischen Forschung. Erst nach dem Zweiten Weltkrieg begannen Physiker und Astronomen sich für diese „neumodische, drahtlose Astronomie“ zu interessieren. Die Genauigkeit, mit der die Positionen der Radioquellen zur damaligen Zeit gemessen werden konnten, reichte nicht aus, um den optischen Astronomen eine exakte Identifizierung unter den zahlreichen Himmelskörpern zu ermöglichen. Erst zwei Jahrzehnte später konnte diese Forderung erfüllt werden.

Im Gegensatz zur optischen Astronomie, wo im sichtbaren Teil des elektromagnetischen Spektrums beobachtet wird, liegen dem Radioastronomen nach systematischem Abtasten eines größeren Himmelsfeldes vorerst große Mengen an Meßdaten vor. Diese werden durch leistungsfähige Computer zu einem Bild, dem sogenannten Radiobild, kombiniert. Erst dann liegt dem Radioastronomen ein reelles Bild im beobachteten Frequenzbereich vor. In Abbildung 2.1 sieht man die Panorama-Aufnahme der Milchstraße im optischen Bereich und bei einer Wellenlänge von 21cm. Die Radioastronomie entschlüsselte die Struktur des galaktischen Zentrums. Das sichtbare Licht aus dieser Region wird im Gegensatz zu der Radiostrahlung durch Staubteilchen nahezu vollständig absorbiert.

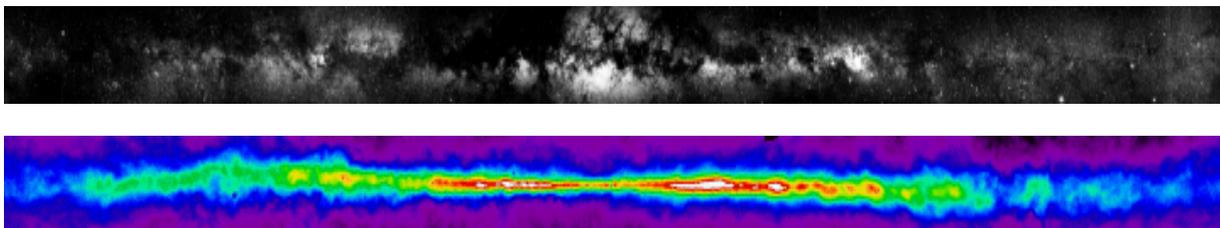


Abb. 2.1: Panorama-Ansicht der Milchstraße im optischen Bereich (oben) und bei $\lambda = 21\text{cm}$ (unten)

Die Radioastronomie hat sich seit ihren Anfängen zu einer der bedeutendsten Methoden für die Erforschung des Universums entwickelt. Betrachtet man das elektromagnetische Spektrum, so bildet die Radioastronomie das erste Glied in der Kette der astronomischen Beobachtungsmethoden. Gefolgt wird sie von der Infrarot-Astronomie, der „klassischen“ optischen Astronomie, der UV-Astronomie, der Röntgen-Astronomie und schließlich der hochenergetischen Astronomie bzw. der Gamma-Astronomie. Abb. 2.2 zeigt das elektromagnetische Spektrum und die Durchlässigkeit der Atmosphäre für Strahlungen verschiedener Wellenlängen.

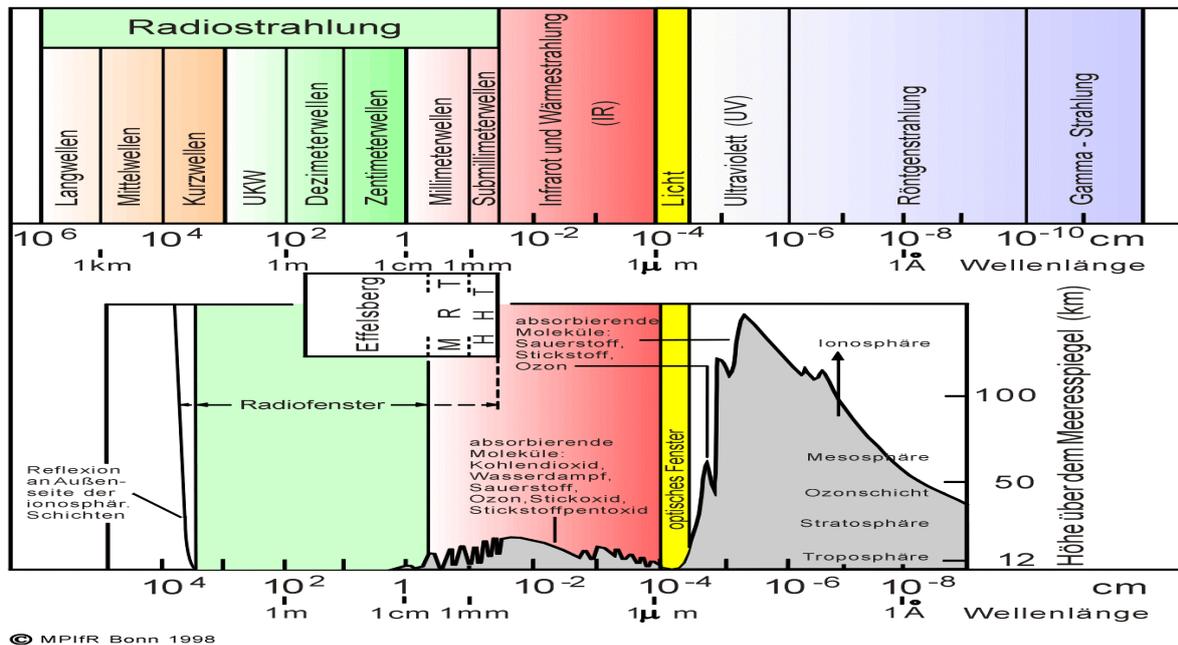


Abb. 2.2: Das elektromagnetische Strahlungsspektrum

Das Max-Planck-Institut für Radioastronomie in Bonn (MPIfR) ist mit dem Effelsberger 100m Radioteleskop in der Lage, elektromagnetische Strahlung bis zu einer Wellenlänge von etwa 3mm zu untersuchen. Um die Empfindlichkeit des Radioteleskops zu verbessern, werden extreme Anforderungen an die Empfänger bezüglich ihres Temperaturlösungsvermögens und ihrer Stabilität gestellt. Um diesen Anforderungen gerecht zu werden, ist es notwendig, daß der Vorverstärker bzw. die ersten Stufen die hinter der Antenne angeordnet sind, über ein sehr niedriges Eigenrauschen verfügen.

Im folgenden Kapitel soll ein Einblick in die Grundlagen der Mikrowellen-Radiometrie gegeben werden. Hier wird unter anderem untersucht, wie sich das Eigenrauschen eines gekühlten und ungekühlten Vorverstärkers auf die Grenzempfindlichkeit des Gesamtsystems auswirkt. In Kapitel 4 werden wichtige Beziehungen für die Entwicklung von Mikrowellenverstärkern behandelt. Die darauf folgenden Kapitel beinhalten die Berechnung, Optimierung, Realisierung und Messung der Eigenschaften des Verstärkers.

3 GRUNDLAGEN DER MIKROWELLEN-RADIOMETRIE

3.1 EIGENSCHAFTEN DER ZU MESSENDEN STRAHLUNG

Im Gegensatz zu den aus der Nachrichtenübertragungstechnik bekannten Signalformen werden in der Radioastronomie ungeordnete Rauschsignale untersucht. Es handelt sich um ein Gemisch von statistisch voneinander unabhängigen Wellenzügen unterschiedlicher Frequenz und Phasenlage. Wegen der statistischen Schwankungen der Strahlung wird grundsätzlich mit zeitlichen Mittelwerten der Meßgrößen gearbeitet.

Aufgrund der ungeordneten Wärmebewegung ihrer Teilchen, z.B. der Elektronen, emittieren alle Körper eine Strahlung, die von der Temperatur abhängt - die Temperaturstrahlung. Aus der zu messenden Intensitätsverteilung im elektromagnetischen Spektrum kann man daher die Temperatur der Quelle berechnen. Synchrotronstrahlung entsteht, wenn Elektronen sich mit nahezu Lichtgeschwindigkeit bewegen und von einem Magnetfeld abgelenkt werden. Synchrotronstrahlung ist linear polarisiert und weist auf die Magnetfeldrichtung hin. Die schnellen Elektronen werden vermutlich von Supernova-Überresten und Neutronensternen ständig nachgeliefert und gelangen in das interstellare Magnetfeld. Dort werden sie gespeichert, bis sie ihre Energie durch Radiostrahlung abgegeben haben. Eine andere Art von Radioemission ist die Linienstrahlung. Angeregte Atome, Ionen oder Moleküle strahlen nur bei bestimmten Wellenlängen. Diese sind jeweils charakteristisch für die jeweiligen Atome oder Moleküle und deren Anregungszustand.

Jede Art von elektromagnetischer Strahlung läßt sich charakterisieren durch ihre Strahlungsrichtung, Strahlungsintensität, spektrale Verteilung, Polarisation und Zeitabhängigkeit. Die Strahlungsrichtung wird mit Hilfe von Richtantennen festgestellt. Da man in der Radioastronomie mit breitbandigem Rauschen konfrontiert ist, bezieht man den Energiefluß auf eine Einheitsbandbreite von 1Hz und eine Fläche von 1m^2 , welche senkrecht zum Strahl steht. Für die Dimension der Flußdichte S ergibt sich somit: $\text{W}/\text{m}^2\text{Hz}$. Die Größenordnung der Flußdichte liegt bei $1 \cdot 10^{-26}$ bis $1 \cdot 10^{-20} \text{W}/\text{m}^2\text{Hz}$. Nach heutigem Stand stellt der untere Wert etwa die Nachweisgrenze dar. Man definiert $1 \cdot 10^{-26} \text{W}/\text{m}^2\text{Hz}$ als eine Flußeinheit (engl. Flux Unit) oder auch 1 Jansky (Jy). Abb 3.1.1 zeigt die Intensitäten einiger starker Radioquellen in Abhängigkeit von der Frequenz.

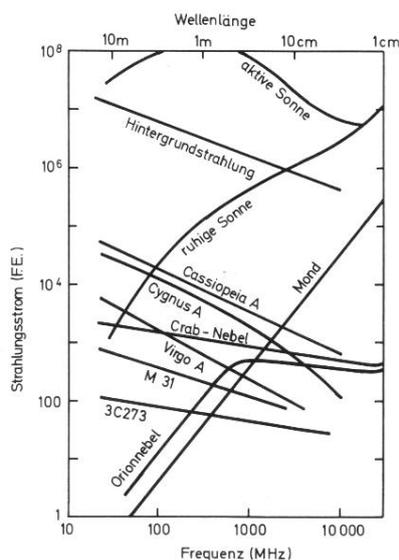


Abb. 3.1.1 : Die Intensität einiger starker Radioquellen in Abhängigkeit von der Frequenz

3.2 MIKROWELLEN-RADIOMETER

Ein Empfangssystem, welches es erlaubt, eine Rauschleistung innerhalb einer vorgegebener Bandbreite möglichst genau zu messen, nennt man ein Radiometer.

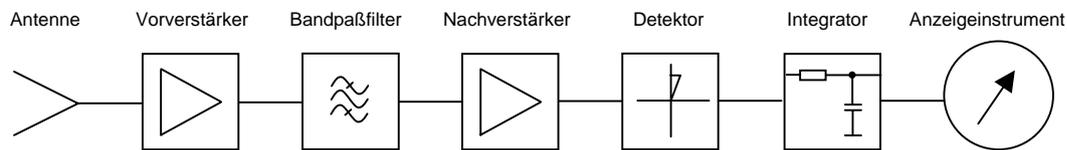


Abb. 3.2.1: Total-Power-Empfänger

Um die Funktionsweise eines Radiometers zu erläutern, soll an dieser Stelle ein einfacher Empfänger vorgestellt werden. Abb. 3.2.1 zeigt das Prinzip eines Total-Power-Empfängers. Ein derartiger Empfänger besteht mindestens aus einer Verstärkerkette, zusammengesetzt z.B. aus einem rauscharmen Vorverstärker und einem Nachverstärker, einem Bandpaßfilter sowie einem Leistungsmesser und einem Anzeigeeinstrument.

Die Antenne hat die Aufgabe, die aus dem Raum kommenden ebenen Wellen in Leitungswellen zu transformieren. Ein sehr wichtiges Merkmal einer Antenne für radioastronomische Zwecke ist ihre Richtwirkung bei der Aufnahme der Strahlung. Diese bestimmt die Winkelauflösung, mit der ein Gebiet am Himmel abgetastet wird. Die Empfindlichkeit einer Antenne ist gegeben durch ihre effektive Antennenfläche. Die allgemeinen Eigenschaften einer Antenne können durch weitere Parameter wie Polarisationsrichtung, Antennengewinn, Richtschärfe und effektiver Raumwinkel beschrieben werden.

Die empfangene Strahlung wird über einen Hohlleiter oder eine Koaxialleitung zum Eingang eines rauscharmen Vorverstärkers geführt, welcher die Rauschleistung der empfangenen Strahlung anhebt.

Dem Vorverstärker folgt ein Bandpaßfilter, welches die Bandbreite des Empfangssystems festlegt. Am Eingang des Bandpaßfilters liegt weißes Rauschen an (da die Bandbreite des Empfängers klein gegen die Empfangsfrequenz ist und die gesamte Eingangsrauschleistung über die Bandbreite als konstant betrachtet werden kann). Durch das Bandpaßfilter wird das Eingangssignal bandbegrenzt. Das Ausgangssignal des Filters wird auf den Eingang eines weiteren Verstärkers geführt.

Dieser Nachverstärker muß nun die Rauschleistung am Empfängereingang auf die erforderliche HF-Leistung am Eingang des Detektors verstärken. Diese beträgt typischerweise $2.5 \cdot 10^{-6} \text{W}$ (-26dBm).

Ohne an dieser Stelle auf die Systemrauschtemperatur einzugehen, soll hier die erforderliche Verstärkung zwischen Empfängereingang und Detektoreingang berechnet werden. Nach [2] ist die Eingangsrauschleistung P_{sys} :

$$P_{\text{sys}} = k \Delta f T_{\text{sys}} \quad (\text{Gl. 3.2.1})$$

mit k = Boltzmannkonstante = $1.3807 \cdot 10^{-23} \text{J/K}$
 T_{sys} = Systemrauschtemperatur in K
 Δf = Bandbreite in Hz

Nimmt man beispielsweise eine Systemrauschtemperatur von $T_{\text{sys}} = 100\text{K}$ und eine Bandbreite $\Delta f = 200\text{MHz}$ an, so erhält man eine Eingangsrauschleistung von $2.76 \cdot 10^{-13}\text{W}$ (-95.6dBm). Die erforderliche Gesamtverstärkung beträgt also etwa 70dBm. Aufgrund von Problemen mit Rückkopplungen die bei solch großen Verstärkungen auftreten können, setzt man im allgemeinen das Frequenzband nach einer Vorverstärkung auf einen niedrigeren Frequenzbereich um, bei dem die weitere Verstärkung erfolgt.

Die verstärkte Rauschleistung wird zur Gleichrichtung auf einen Detektor gegeben. Die Detektorausgangsspannung besteht aus einem Gleichspannungsanteil, dem eine Rauschspannung überlagert ist. In dem hinter dem Detektor folgenden Integrator bzw. Tiefpaßfilter wird die empfangene Signalleistung über eine bestimmte Zeit integriert. Die am Ausgang des Integrators anliegende Gleichspannung ist proportional zur Rauschleistung vor dem Detektor. Diese kann nun mittels eines Anzeigeinstrumentes gemessen werden. Damit lassen sich Rückschlüsse auf die Intensität einer Rauschquelle ziehen.

3.3 THERMISCHES RAUSCHEN

Empfänger bestehen aus Bauteilen, die zum Teil selbst rauschen. Diese Rauschteile entstehen teilweise als thermisches Rauschen in ohmschen Widerständen oder werden durch Halbleiterrauschen in aktiven Bauelementen verursacht. Den wesentlichen Beitrag für das Eigenrauschen von Empfängern liefert das thermische Rauschen. Wir wollen uns im folgenden darauf beschränken.

Infolge der Wärmebewegung der Elektronen entsteht in jedem Widerstand eine Rauschspannung [6]. Die bei endlichen Temperaturen stets vorhandenen Gitterschwingungen der Gitteratome werden auf die freien Elektronen übertragen. Die Elektronen führen daher eine unregelmäßige, von Stößen unterbrochene Bewegung aus, wodurch an den Enden des Leiters eine zeitlich statistisch schwankende Leerlauf-Rauschspannung entsteht. Mißt man in einem Frequenzintervall der Breite Δf den Effektivwert dieser Spannung, so erhält man für den Widerstand R bei der Temperatur T den Wert:

$$\overline{u_N} = \sqrt{4k\Delta fRT} \quad (\text{Gl. 3.3.1})$$

Einen rauschenden Widerstand kann man - wie in Abb. 3.3.1 und Abb. 3.3.2 gezeigt - durch Rauschersatzbilder ersetzen [9]. Die Rauschgeneratoren sind durch Punktierung gekennzeichnet. Die Widerstände werden im Ersatzschaltbild als rauschfrei angenommen. Das Ersatzschaltbild aus Abb. 3.3.1 kann in das äquivalente Ersatzschaltbild in Abb. 3.3.2 umgewandelt werden. Hier ist der Generatorstrom \dot{i}_N der Influenzstrom als Folge der thermischen Bewegung der Ladungsträger mit dem Effektivwert:

$$\overline{\dot{i}_N} = \sqrt{4k\Delta fGT} \quad (\text{Gl. 3.3.2})$$

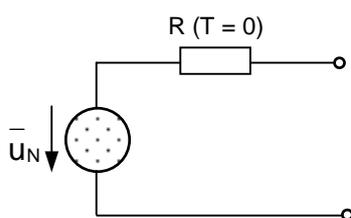


Abb. 3.3.1: Ersatzschaltung eines rauschenden Widerstandes

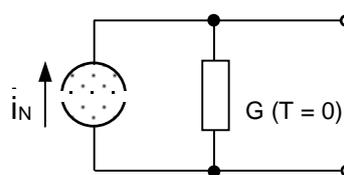


Abb. 3.3.2: Ersatzschaltung eines rauschenden Leitwertes

Ein realer (rauschender) ohmscher Widerstand R gibt bei der Temperatur T in einem Frequenzintervall der Breite Δf an einen idealen, nichtrauschenden Lastwiderstand R_L die näherungsweise konstante Rauschleistung P_N ab:

$$P_N = \bar{u}^2 \frac{R_L}{(R + R_L)^2} = 4k\Delta fRT \frac{R_L}{(R + R_L)^2} \quad (\text{Gl. 3.3.3})$$

Diese hat in Abhängigkeit von R_L ein Maximum bei $R = R_L$ (Leistungsanpassung) mit dem Wert $P_N|_{R=R_L} = P_{NV}$, der sogenannten verfügbaren Rauschleistung.

Für die maximal verfügbare Rauschleistung P_{NV} ergibt sich:

$$P_{NV} = k\Delta fT \quad (\text{Gl. 3.3.4})$$

Die verfügbare Rauschleistung P_{NV} an einem Widerstand ist unabhängig von seinem Widerstandswert. Sie wird nur von der physikalischen Temperatur des Widerstandes bestimmt. Infolge dessen kann man durch Senken der physikalischen Temperatur die Rauschleistung P_{NV} verlustbehaffeter Bauelemente verringern.

3.4 THERMISCH RAUSCHENDE VIERPOLE

Ebenso wie sich rauschende Widerstände bzw. rauschende Zweipole mit Ersatzspannungs- bzw. Ersatzstromquellen beschreiben lassen, kann man auch das Rauschen von Vierpolen durch Rauschquellen am Eingang und/oder Ausgang beschreiben. Der Vierpol selbst wird dabei als rauschfrei angenommen und wie in der Netzwerktheorie durch eine Matrix beschrieben, die die Ströme und Spannungen am Eingang und am Ausgang linear miteinander verknüpft. Hierbei wird die Wirkung der tatsächlich vorhandenen inneren Rauschquellen formal durch äquivalente äußere (Kurzschluß-) Strom- bzw. (Leerlauf-) Spannungsrauschquellen beschrieben, so daß der Vierpol als rauschfrei betrachtet werden kann. In Abb. 3.4.1 sind zwei Möglichkeiten angegeben, wie rauschende Vierpole durch Rauschersatzschaltungen ersetzt werden können.

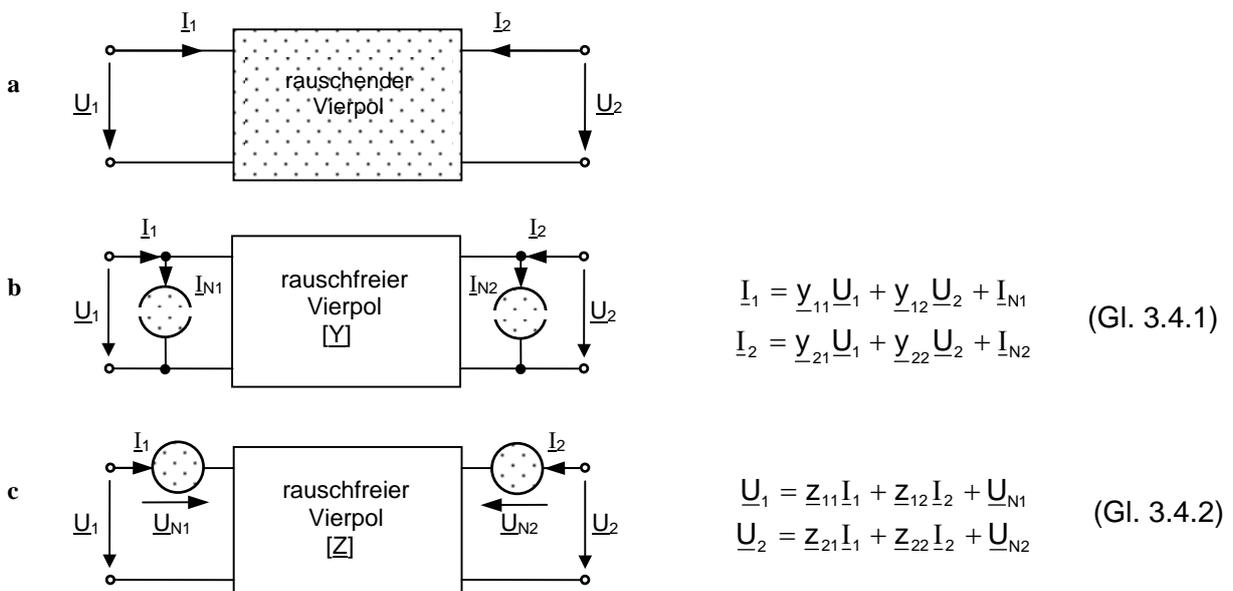


Abb. 3.4.1: Rauschender linearer Vierpol: **a** Allgemein; **b** Rauschersatzschaltung in Leitwertform mit Leitwertgleichungen; **c** Rauschersatzschaltung in Widerstandsform mit Widerstandsgleichungen

Ein rauschender Vierpol sei beispielsweise durch seine Leitwertmatrix (\underline{Y}) beschrieben. Werden die Eingangs- und Ausgangsklemmen des Vierpols kurzgeschlossen, und wäre er selbst rauschfrei, so würde mit $\underline{U}_1 = \underline{U}_2$ auch $\underline{I}_1 = \underline{I}_2 = 0$ folgen. Wegen der praktisch immer vorhandenen inneren Rauschquellen werden jedoch Rauschströme fließen. Ersetzt man den realen rauschenden Vierpol nach Abb. 3.4.1a durch einen nicht rauschenden nach Abb. 3.4.1b, so berücksichtigt man seine Rauschquellen durch eingangs- und ausgangsseitige Rauscheinströmungen \underline{I}_{N1} und \underline{I}_{N2} .

3.5 LEISTUNGSGEWINN, RAUSCHFAKTOR UND RAUSCHZAHL VON VIERPOLEN

Einen Empfänger kann man sich auch durch mehrere in Reihe geschaltete lineare Vierpole denken. Hierbei kann ein Vierpol beispielsweise ein linearer Verstärker, ein Filter, eine Leitung oder ein Dämpfungsglied sein. Es wäre also interessant zu wissen, wie sich durch Zwischenschaltung eines rauschenden Vierpols sich das Signal-Rausch-Verhältnis verändert.

Dazu betrachten wir einen beschalteten Vierpol nach Abb. 3.5.1. Am Eingang wird dem Vierpol die Eingangssignalleistung P_{S1} und die Eingangsrauschleistung P_{N1} zugeführt. P_{N1} rührt dabei von der Signalquelle, dem Übertragungsweg und der Antenne her. Am Vierpolausgang werden der Last Z_L die Ausgangssignalleistung P_{S2} und die Ausgangsrauschleistung P_{N2} zugeführt.

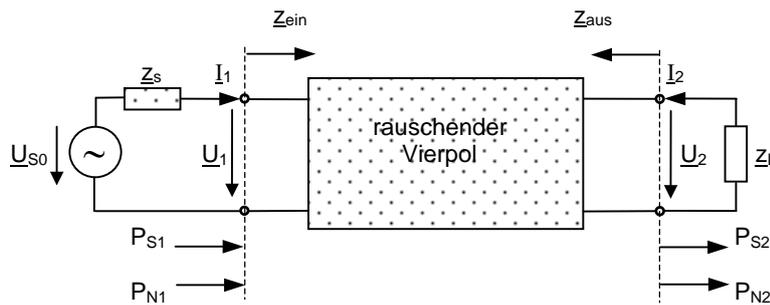


Abb. 3.5.1: Beschaltung eines rauschenden Vierpols mit Signalquelle und Last

P_{S2} läßt sich über den Leistungsgewinn G des Vierpols berechnen, P_{N2} enthält den Anteil $G \cdot P_{N1}$ und einen zusätzlichen Anteil P_{NZ} , der ausschließlich von den inneren Rauschquellen des Vierpols herrührt. Für die Eingangssignalleistung P_{S1} ergibt sich:

mit
$$\underline{U}_1 = \frac{Z_{\text{ein}}}{Z_{\text{ein}} + Z_S} \underline{U}_{S0} \quad \text{und} \quad \underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_1}{Z_{\text{ein}}}$$

$$P_{S1} = \frac{1}{2} \text{Re}\{\underline{U}_1 \underline{I}_1^*\} = \frac{1}{2} \text{Re}\left\{ \frac{\underline{U}_{S0} \underline{U}_{S0}^* Z_{\text{ein}}}{(Z_{\text{ein}} + Z_S)(Z_{\text{ein}} + Z_S)^*} \right\} = \frac{1}{2} \frac{|\underline{U}_{S0}|^2}{|Z_{\text{ein}} + Z_S|^2} \text{Re}\{Z_{\text{ein}}\} \quad (\text{Gl. 3.5.1})$$

Dabei ist die Eingangssignalleistung P_{S1} gleich der verfügbaren Eingangsleistung P_{S1V} der Signalquelle, wenn $Z_S = Z_{\text{ein}}^*$ ist. Für P_{S1V} ergibt sich dann:

$$P_{S1V} = \frac{1}{2} \frac{|\underline{U}_{S0}|^2}{4 \text{Re}\{Z_S\}} \quad (\text{Gl. 3.5.2})$$

Das Rauschen der Signalquelle kann man sich durch das thermische Rauschen, das durch den Realteil von \underline{z}_S hervorgerufen wird, denken. Für ein schmales Frequenzband Δf , in dem die Impedanzen \underline{z}_S und $\underline{z}_{\text{ein}}$ als frequenzunabhängig angenommen werden können, gilt dann für die Eingangsruschleistung P_{N1} :

$$P_{N1} = 4k\Delta f T \operatorname{Re}\{\underline{z}_S\} \frac{\operatorname{Re}\{\underline{z}_{\text{ein}}\}}{|\underline{z}_S + \underline{z}_{\text{ein}}|^2} \quad (\text{Gl. 3.5.3})$$

Daraus folgt für die verfügbare Ruschleistung P_{N1V} , wenn $\underline{z}_S = \underline{z}_{\text{ein}}^*$ ist:

$$P_{N1V} = k\Delta f T \quad (\text{Gl. 3.5.4})$$

Nun kann man ebenfalls - wie bereits für den Eingang des Vierpols eingeführt - für den Ausgang des Vierpols die entsprechenden verfügbaren Leistungen P_{S2V} und P_{N2V} definieren. Sie ergeben sich aus P_{S2} und P_{N2} , wenn ausgangsseitig die Bedingung $\underline{z}_{\text{aus}} = \underline{z}_L$ erfüllt ist.

Mit Hilfe der eingeführten Leistungen lassen sich insgesamt vier Leistungsgewinne definieren. Diese sind:

- Der Leistungsübertragungsfaktor $G = \frac{P_{S2}}{P_{S1}} \quad (\text{Gl. 3.5.5})$

- Der bezogene Leistungsgewinn $G_T = \frac{P_{S2}}{P_{S1V}} \quad (\text{Gl. 3.5.6})$

- Der verfügbare Leistungsgewinn $G_A = \frac{P_{S2V}}{P_{S1V}} \quad (\text{Gl. 3.5.7})$

- Der maximal verfügbare Leistungsgewinn $G_{A\text{max}} = G_A \Big|_{\substack{\underline{z}_S = \underline{z}_{\text{ein}}^* \\ \underline{z}_L = \underline{z}_{\text{aus}}}}$ (Gl. 3.5.8)

Hiermit ist man in der Lage den Rauschfaktor F auf verschiedene aber äquivalente Weisen zu definieren. Der Rauschfaktor F eines Vierpoles ist ein Maß für das zusätzliche Rauschen, das entsteht, wenn ein Signal, das auch ein Rauschsignal sein kann, durch ein Vierpol hindurchtritt. Geht man zunächst vom Leistungsgewinn G aus, so berechnet sich die Ausgangsruschleistung P_{N2} zu:

$$P_{N2} = G \cdot P_{N1} + P_{NZ} \quad (\text{Gl. 3.5.9})$$

Setzt man nun multiplikativ

$$P_{N2} = F \cdot G \cdot P_{N1} \quad (\text{Gl. 3.5.10})$$

und bezieht P_{N2} auf die Ruschleistung am Vierpolausgang, wenn dieser nicht rauschen würde, dann erhält man den Rauschfaktor F :

$$F = \frac{P_{N2}}{G \cdot P_{N1}} = 1 + \frac{P_{NZ}}{G \cdot P_{N1}} = 1 + F_Z \quad (\text{Gl. 3.5.11})$$

In Gleichung 3.5.11 wurde mit $F_Z = P_{Nz}/G \cdot P_{N1}$ der sogenannte Zusatzrauschfaktor eingeführt. Ein Vierpol mit $F = 1$ bzw. $F_Z = 0$ rauscht nicht. Es ist um so rauschärmer, je näher F an den Wert 1 bzw. F_Z an den Wert 0 herankommt.

Ersetzt man in Gleichung 3.5.11 den Leistungsgewinn G durch P_{S2}/P_{S1} , dann folgt für den Rauschfaktor F , dargestellt durch das Verhältnis der Signal-Rausch-Abstände an Ein- und Ausgang des Vierpols:

$$F = \frac{P_{N2}/P_{S2}}{P_{N1}/P_{S1}} = \frac{P_{S1}/P_{N1}}{P_{S2}/P_{N2}} \quad (\text{Gl. 3.5.12})$$

Anhand der Verhältnisse zwischen den Leistungen und den verfügbaren Leistungen sowie den Definitionen für den bezogenen und den verfügbaren Leistungsgewinn ergeben sich zwei weitere Gleichungen für den Rauschfaktor F :

$$F = \frac{P_{S1}/P_{N1}}{P_{S2}/P_{N2}} = \frac{P_{S1V}/P_{N1V}}{P_{S2}/P_{N2}} = \frac{P_{N2}}{G_T P_{N1V}} \quad (\text{Gl. 3.5.13})$$

$$F = \frac{P_{S1}/P_{N1}}{P_{S2}/P_{N2}} = \frac{P_{S1V}/P_{N1V}}{P_{S2V}/P_{N2V}} = \frac{P_{N2V}}{G_A P_{N1V}} \quad (\text{Gl. 3.5.14})$$

Der Rauschfaktor wird oft im logarithmischen Maß angegeben, welcher dann als Rauschzahl bezeichnet wird. So gilt z.B. für die Definition nach Gleichung 3.5.12:

$$F_{\text{dB}} = 10 \cdot \log(F) = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{S1}/P_{N1}}{P_{S2}/P_{N2}}\right) \text{ dB} \quad (\text{Gl. 3.5.15})$$

3.6 RAUSCHTEMPERATUR VON VIERPOLEN

In der Radioastronomie wird im Gegensatz zur Elektrotechnik, statt der Rauschzahl F meist die effektive Rauschtemperatur T_e verwendet. Sie ist definiert als die Temperatur, auf der sich die Eingangsbeschaltung des als rauschfrei idealisierten Vierpols befinden muß, damit an seinem Ausgang die Rauschleistung wie bei rauschfreier Beschaltung zur Verfügung steht (Abb. 3.6.1).

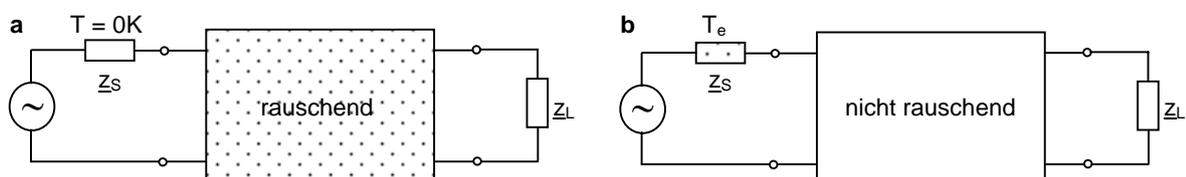


Abb. 3.6.1: a Rauschender Vierpol, Eingangsbeschaltung auf Temperatur $T = 0\text{K}$
 b Nicht rauschender Vierpol, Eingangsbeschaltung auf Temperatur T_e

Die effektive Rauschtemperatur T_e ist als eine Rechengröße aufzufassen, die im allgemeinen nicht mit der Umgebungstemperatur $T_0 = 290\text{K}$ identisch ist. Es besteht jedoch ein Zusammenhang zwischen T_e und F . Für den rauschenden Vierpol mit einer Eingangsbeschaltung auf der Temperatur $T = 0\text{K}$ ist $P_{N2V} = P_{NzV}$, wenn P_{NzV} die am Vierpolausgang verfügbare Rauschleistung der inneren Vierpolrauschquellen bedeutet.

Aus Gleichung 3.5.11 folgt daraus:

$$P_{N_{ZV}} = (F - 1)G_A P_{N_{IV}} = (F - 1)G_A k\Delta f T \quad (\text{Gl. 3.6.1})$$

Die selbe Rauschleistung soll auch verfügbar sein, wenn der Vierpol nicht als rauschend angenommen wird, aber die Eingangsbeschaltung mit der Temperatur T_e rauscht. Für die entsprechende verfügbare Ausgangsrauschleistung des Vierpols gilt dann:

$$P_{N_{2V}} \Big|_{T_e} = k\Delta f T_e G_A \quad (\text{Gl.3.6.2})$$

Den gesuchten Zusammenhang zwischen dem Rauschfaktor F und der effektiven Rauschtemperatur T_e erhält man nun aus der Gleichsetzung von $P_{N_{ZV}}$ und $P_{N_{2V}} \Big|_{T_e}$:

$$T_e = (F - 1)T_0 = F_z T_0 \quad \text{bzw.} \quad F = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (\text{Gl. 3.6.3})$$

T_0 ist die Bezugsstemperatur, für die meist 290K eingesetzt wird. Zur einfachen Umwandlung der Rauschtemperatur in die Rauschzahl bzw. der Rauschzahl in die Rauschtemperatur dient ein Umrechnungsdiagramm nach Abb. 3.6.2.

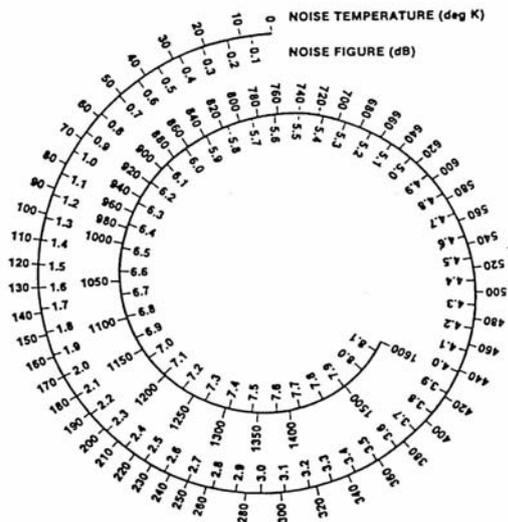


Abb. 3.6.2: Diagramm zur Umrechnung zwischen Rauschzahl F und Rauschtemperatur T_e .

Besitzt der Vierpol anstatt einer Verstärkung eine Dämpfung ($G < 1$), wie es beispielsweise bei verlustbehafteten Leitungen gegeben ist, so läßt sich die Rauschtemperatur direkt aus der physikalischen Temperatur T_{phy} des Dämpfungsgliedes und der Dämpfung $L = 1/G$ berechnen. In solchen Bauteilen ist das Verhältnis der absorbierten Leistung zur Eingangsleistung gleich $1 - 1/L$. Nimmt man an, daß die Rauschleistung des Dämpfungsgliedes durch einen rauschenden Widerstand verursacht wird, erhält man nach Gleichung 3.3.4 und 3.6.2 die Eigenrauschtemperatur T_L des Dämpfungsgliedes:

$$T_L = (L - 1)T_{\text{phy}} \quad (\text{Gl. 3.6.4})$$

3.7 KASKADIERUNG RAUSCHENDER VIERPOLE

Wie in Kapitel 3.5 bereits erwähnt wurde, kann man einen Empfänger - oder allgemeiner ausgedrückt - jedes Nachrichtenübertragungssystem durch eine Zusammenschaltung einzelner Baugruppen darstellen, die als Vierpole aufgefaßt werden können. Der Leistungsgewinn und der Rauschfaktor der einzelnen Teilvierpole sei bekannt. Es interessiert dann der resultierende Gesamtrauschfaktor F_{ges} bzw. die Gesamtrauschtemperatur $T_{e,\text{ges}}$ des Systems. Die Kaskadierung ist mit die wichtigste Art der Zusammenschaltung. Falls im System andere Zusammenschaltungen einzelner Teilvierpole auftreten, so läßt sich immer ein äquivalenter Ersatzvierpol angeben, der mit den restlichen wieder in Kette geschaltet wird. Um eine Rechenvorschrift für F_{ges} bzw. $T_{e,\text{ges}}$ zu ermitteln, soll hier, wie in Abb. 3.7.1 dargestellt, die Kaskadierung von zwei Vierpolen betrachtet werden.

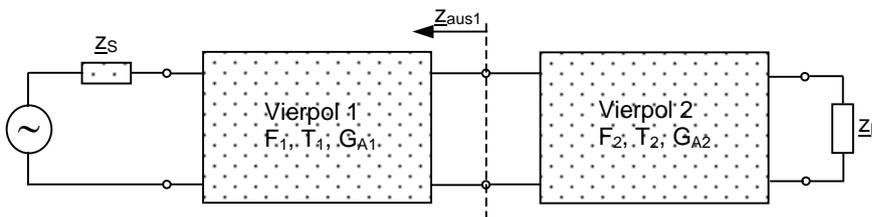


Abb. 3.7.1: Kaskadierung von zwei Vierpolen

Eine wichtige Voraussetzung für die weiteren Betrachtungen ist, daß F_1 für $\text{Re}\{Z_s\}$ und F_2 für $\text{Re}\{Z_{\text{aus}1}\}$ bekannt sein muß.

Aus Gleichung 3.5.14 erhält man den Rauschfaktor des Systems:

$$F_{\text{ges}} = F_{12} = \frac{P_{N2V}}{G_{A12} P_{N1V}} = \frac{P_{N2V}}{G_{A1} G_{A2} P_{N1V}} \quad (\text{Gl. 3.7.1})$$

Da die Rauschbeiträge der Einzelnen Stufen (Signalquelle, Vierpol 1 und Vierpol 2) unkorreliert, d.h. statistisch voneinander unabhängig sind, lassen sie sich additiv zu P_{N2V} zusammenfassen. Man erhält:

$$P_{N2V} = P_{NV1} + P_{NV2} \quad (\text{Gl. 3.7.2})$$

Der Rauschanteil der Signalquelle und das Zusatzrauschen des Vierpols 1 soll in P_{NV1} zusammengefaßt sein. Mit Gleichung 3.5.11 gilt dann:

$$P_{NV1} = (P_{N1V} G_{A1} + P_{NVZ1}) G_{A2} = (P_{N1V} G_{A1} + (F_1 - 1) G_{A1} P_{N1V}) G_{A2} = F_1 P_{N1V} G_{A1} G_{A2} \quad (\text{Gl. 3.7.3})$$

Das Zusatzrauschen von Vierpol 2 soll durch P_{NV2} beschrieben werden. Daher ist $P_{NV2} = P_{NVZ2}$. Analog zu Vierpol 1 gilt nach Gleichung 3.5.11:

$$P_{NV2} = (F_2 - 1) P_{N1V} G_{A2} \quad (\text{Gl. 3.7.4})$$

Setzt man nun in Gleichung 3.7.1 $P_{N2V} = P_{NV1} + P_{NV2}$ ein, so ergibt sich:

$$F_{12} = \frac{F_1 P_{N1V} G_{A1} G_{A2} + (F_2 - 1) P_{N1V} G_{A2}}{G_{A1} G_{A2} P_{N1V}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} \quad (\text{Gl. 3.7.5})$$

Diese Gleichung läßt sich allgemein auf n Vierpole erweitern.

Dann gilt:

$$F_{\text{ges}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{A1}G_{A2}} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_{A1}G_{A2} \cdot \dots \cdot G_{A_{n-1}}} \quad (\text{Gl. 3.7.6})$$

Um die effektive Gesamtrauschtemperatur zu erhalten, wird die Gleichung 3.7.6 nach der Vorschrift in Gleichung 3.6.3 umgeformt. Man erhält:

$$T_{e,\text{ges}} = T_{e,1} + \frac{T_{e,2}}{G_{A1}} + \frac{T_{e,3}}{G_{A1}G_{A2}} + \dots + \frac{T_{e,n}}{G_{A1}G_{A2} \cdot \dots \cdot G_{A_{n-1}}} \quad (\text{Gl. 3.7.7})$$

Aus den Gleichungen 3.7.6 und 3.7.7 geht hervor, daß der wesentliche Beitrag zum Gesamt-rauschfaktor bzw. zur Gesamtrauschtemperatur von der ersten Stufe des Systems bestimmt wird. In einem System zum Empfang sehr schwacher Signale ist es also notwendig, einen Vorverstärker mit sehr niedrigem Eigenrauschen zu verwenden. Weiterhin kann durch Senkung der physikalischen Temperatur das thermische Rauschen und damit die Rauschtemperatur verringert werden. Nach Gleichung 3.3.7 reicht es aus, wenn vor allem die Bauteile vor der ersten Verstärkerstufe sowie die ersten ein bis zwei Verstärkerstufen gekühlt werden.

3.8 GRENZEMPFINDLICHKEIT ΔT_{min} DES RADIOMETERS

Die Aufgabe eines radioastronomischen Empfängers bzw. eines Radiometers ist es kleinste Rauschleistungen astronomischer Strahlungsquellen nachzuweisen. Die Grenzempfindlichkeit bezeichnet die vom Empfänger kleinste gerade noch erfaßbare Differenz ΔT_{min} der Antennentemperatur [2]. Diese Empfindlichkeit wird durch das Eigenrauschen des Empfängers begrenzt (Abb. 3.8.1).

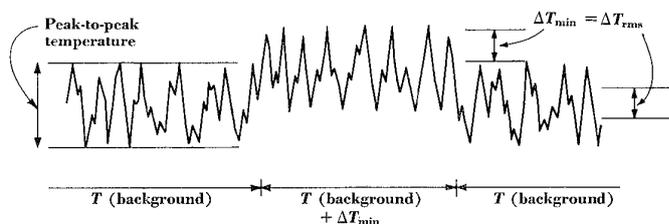


Abb. 3.8.1: Grenzempfindlichkeit ΔT_{min} des Empfängers

Zu der von der Antenne empfangenen Rauschleistung P_{NA} addiert sich die vom Empfänger und der Wellenleitung (zwischen Antenne und Empfänger) verursachte parasitäre Rauschleistung P_{NR} . Aufgrund ihrer statistischen Eigenschaften sind die einzelnen Rauschleistungen prinzipiell nicht von einander zu unterscheiden. Es ergibt sich eine Gesamtrauschleistung bzw. eine Systemrauschleistung P_{sys} an der Antenne [1]:

$$P_{\text{sys}} = kT_{\text{sys}}\Delta f = P_{\text{NA}} + P_{\text{NR}} = k(T_A + T_{\text{RT}})\Delta f \quad ; \quad T_A = \frac{S_0 A_e}{2k} \quad (\text{Gl. 3.8.1})$$

mit T_A = Antennentemperatur in K
 T_{RT} = Empfängerrauschtemperatur (einschließlich Wellenleitung) in K
 S_0 = Beobachtete Flußdichte in $\text{W}/\text{m}^2\text{Hz}$
 A_e = Effektive Antennenfläche in m^2

Daraus ergibt sich die Gesamtrauschtemperatur bzw. Systemrauschtemperatur T_{sys} :

$$T_{\text{sys}} = T_A + T_{\text{RT}} \quad (\text{Gl. 3.8.2})$$

Abb. 3.8.2 zeigt die einzelnen Rauschtemperaturen am Gesamtsystem.

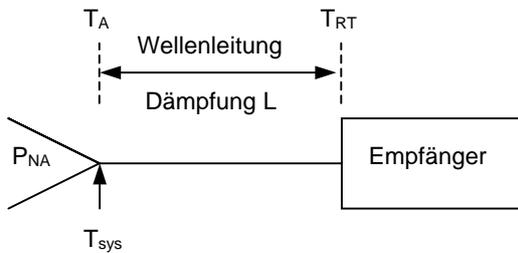


Abb. 3.8.2 : Einfluß der Antenne, der Wellenleitung und des Empfängers auf die Systemrauschtemperatur T_{sys}

Nach [1] gilt für die Grenzepfindlichkeit ΔT_{min} eines Empfängers (Radiometer-Formel):

$$\Delta T_{\text{min}} = K_S T_{\text{sys}} \sqrt{\frac{1}{\Delta f \cdot \tau} + \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2} \quad (\text{Gl. 3.8.3})$$

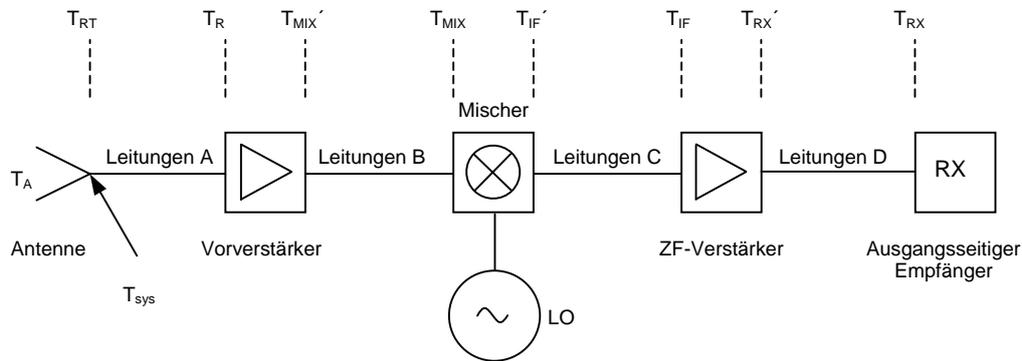
mit τ = Integrationszeit des Tiefpaßfilters
 G = Durchschnittliche Leistungsverstärkung vor dem Detektor
 ΔG = Effektive Schwankung der Leistungsverstärkung nach dem Detektor
 K_S = Empfängerkonstante

ΔT_{min} ist proportional zur Systemrauschtemperatur T_{sys} . Je kleiner T_{sys} ist, umso empfindlicher ist der Radiometer. Die Gleichung 3.8.3 berücksichtigt die Verstärkungsschwankungen die durch Temperaturschwankungen, Versorgungsspannungsschwankungen und extrem niederfrequente Rauschteile der aktiven Bauelemente verursacht werden.

3.9 AUSWIRKUNGEN DES EIGENRAUSCHENS DES VORVERSTÄRKERS AUF ΔT_{MIN}

Abschließend zu diesem Kapitel soll ein Beispiel aufgeführt werden, in dem gezeigt wird, wie sich die Rauschtemperatur des Vorverstärkers auf die Grenzepfindlichkeit des Radiometers auswirkt.

Ein Radiometer soll nach dem Prinzip eines Superheterodyn-Empfängers, wie in Abb. 3.9.1 gezeigt, aufgebaut sein. Die Daten der einzelnen Komponenten sind in Tabelle 3.9.1 zusammengefasst. Gesucht ist die Systemrauschtemperatur T_{sys} des Gesamtsystems, wo-raus sich anschließend die Grenzepfindlichkeit ΔT_{min} bestimmen läßt. Die Leitungen zwischen den einzelnen Stufen bestehen zum Teil aus mehreren Einzelleitungen. Zuerst soll die Rechnung auf der Rauschtemperatur T_{PREAMP} im gekühlten Zustand des Vorverstärkers basieren. Anschließend wird untersucht, wie sich die Systemrauschtemperatur und somit auch die Grenzepfindlichkeit ändern würde, wenn der Vorverstärker im ungekühlten Zustand bei der Temperatur $T_{\text{PREAMP}'}$ betrieben wird.


Abb. 3.9.1. : Blockschaltbild eines Superheterodyn-Empfängers

Leitungen A:		Vorverstärker:	
L_{A1}/dB	0,5	$G_{\text{PREAMP}}/\text{dB}$	33
T_{A1}/K	295	$T_{\text{PREAMP}}/\text{K}$	13
L_{A2}/dB	0,12	Mischer:	
T_{A2}/K	28	$L_{\text{MIXER}}/\text{dB}$	6,7
L_{A3}/dB	0,2	$T_{\text{MIXER}}/\text{K}$	28
T_{A3}/K	28	ZF-Verstärker:	
Leitungen B:		$G_{\text{IFAMP}}/\text{dB}$	36
L_B/dB	0,5	$T_{\text{IFAMP}}/\text{K}$	90
T_B/K	28	Ausgangsseitiger Empfänger:	
Leitungen C:		T_{RX}/K	3000
L_{C1}/dB	0,9	Systemparameter:	
T_{C1}/K	127	Integrationszeit τ/ms	1000
L_{C2}/dB	0,1	Bandbreite $\Delta f/\text{GHz}$	2
T_{C2}/K	295	Stabilität $\Delta G/G$ in dB	0.001
Leitungen D:		Antennentemperatur T_A/K	30
L_{D1}/dB	0,2	Empfängerkonstante K_S	1,414
T_{D1}/K	295		
L_{D2}/dB	0,1		
T_{D2}/K	295		

Tabelle 3.9.1: Daten der Empfänger-Komponenten (Quelle: H. Mattes / MPIfR-Bonn)

Die Systemrauschtemperatur ergibt sich nach Gleichung 3.8.2. T_{RT} ist die Rauschtemperatur am Eingang des Empfängers inklusive der Verbindungsleitung zur Antenne. Nun wird schrittweise die Rauschtemperatur der einzelnen Komponenten, beginnend mit dem ausgangsseitigem Empfänger, zum Eingang des Empfängers zurückgerechnet. Die Berechnung erfolgt nach den Gleichungen 3.6.4 und 3.7.7.

Dann ergibt sich für die Rauschtemperatur $T_{\text{RX}'}$ am Ausgang des ZF-Verstärkers:

$$T_{\text{RX}'} = (L_{D1} - 1)T_{D1} + L_{D1} \{ (L_{D2} - 1)T_{D2} + L_{D2}T_{\text{RX}} \} = 3235,6561\text{K}$$

Auf diese Weise wird bis zur Rauschtemperatur T_{RT} an der Antennenapertur zurückgerechnet:

$$T_{IF} = T_{IFAMP} + \frac{1}{G_{IFAMP}} T_{RX}' = 90,8127K$$

$$T_{IF}' = (L_{C1} - 1)T_{C1} + L_{C1}\{(L_{C2} - 1)T_{C2} + L_{C2}T_{IF}\} = 152,0243K$$

$$T_{MIX} = (L_{MIXER} - 1)T_{MIXER} + L_{MIXER} T_{IF}' = 814,0371K$$

$$T_{MIX}' = (L_B - 1)T_B + L_B T_{MIX} = 916,7811K$$

$$T_R = T_{PREAMP} + \frac{1}{G_{PREAMP}} T_{MIX}' = 13,4594K$$

$$T_{RT} = (L_{A1} - 1)T_{A1} + L_{A1}\{(L_{A2} - 1)T_{A2} + L_{A2}[(L_{A3} - 1)T_{A3} + L_{A3}T_R]\} = 54,6543K$$

$$\text{Somit erhält man für die Systemtemperatur } T_{sys} = T_A + T_{RT} = \underline{\underline{84,6543K}}$$

Schließlich kann man die Grenzempfindlichkeit nach Gleichung 3.8.3 ermitteln:

$$\Delta T_{min} = K_S T_{sys} \sqrt{\frac{1}{\Delta f \cdot \tau} + \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2} = 1,414 \cdot 84,5030K \cdot 2,314 \cdot 10^{-4} = \underline{\underline{0,02769K}}$$

Im ungekühlten Zustand gilt für die Rauschtemperatur des Vorverstärkers für Frequenzen bis etwa 10GHz $T_{PREAMP}' \approx 12 \cdot T_{PREAMP}$. Nach der gleichen Rechnung erhält man dann für die Grenzempfindlichkeit $\Delta T_{min} = \underline{\underline{0,0842K}}$ (eine detaillierte Berechnung für den gekühlten und ungekühlten Verstärker befindet sich im Anhang A1 und A2). Dies bedeutet, daß alleine durch das Kühlen des Vorverstärkers die Empfindlichkeit des Radiometers um den Faktor 3 verbessert wird.

Im folgenden soll untersucht werden, wie sich eine um den Faktor 3 schlechtere Grenzempfindlichkeit auf radioastronomische Beobachtungen auswirkt. Hierfür wurde ein Radiobild des Zentrums der Seyfert 2-Spiral-Galaxie NGC3079 (Entfernung etwa 17.3Mpc) bei zwei unterschiedlichen Grenzempfindlichkeiten erstellt. Abbildung 3.9.2 entspricht einer Beobachtung mit gekühltem Vorverstärker. Abbildung 3.9.3 zeigt das Radiobild für den Fall, wenn der Vorverstärker nicht gekühlt werden würde.

Man vermutet, daß es sich in den Abbildungen links unten dargestellten Scheiben um ein schwarzes Loch handelt. Dieses ist auf beiden Bildern eindeutig sichtbar. Was jedoch in Abb. 3.9.3 nicht zu sehen ist, ist die Struktur in der Mitte der Abbildung 3.9.2. Es wird vermutet, daß es sich dabei um einen kosmischen Jet handelt. Unter Jets versteht man Ausströmungen von extrem energiereichen Gasen in langen schmalen Kanälen aus dem Zentrum einer Galaxie.

Nach dieser Untersuchung wird ersichtlich, weshalb ein großer technischer Aufwand wie die kryogenische Kühlung der Vorverstärker betrieben wird. Das Frontend des Radioteleskopes muß höchsten Qualitätsanforderungen genügen, um schwächste Signale aus dem Universum zu empfangen.

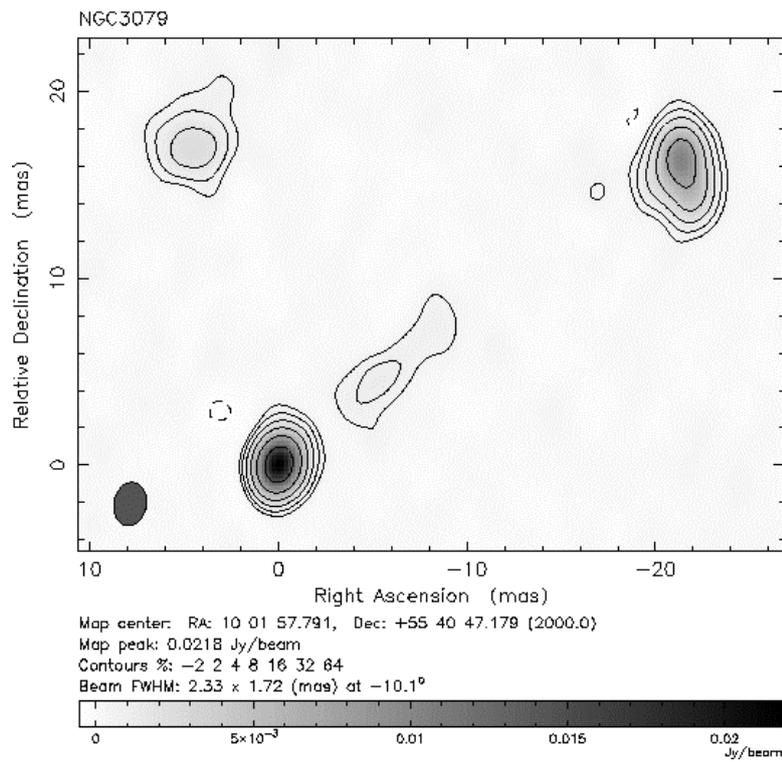


Abb. 3.9.2: Radiobild des Zentrums der Seifert 2-Galaxie-NGC3079 mit gekühltem Vorverstärker (mit freundlicher Genehmigung von E. Middelberg / MPIfR-Bonn)

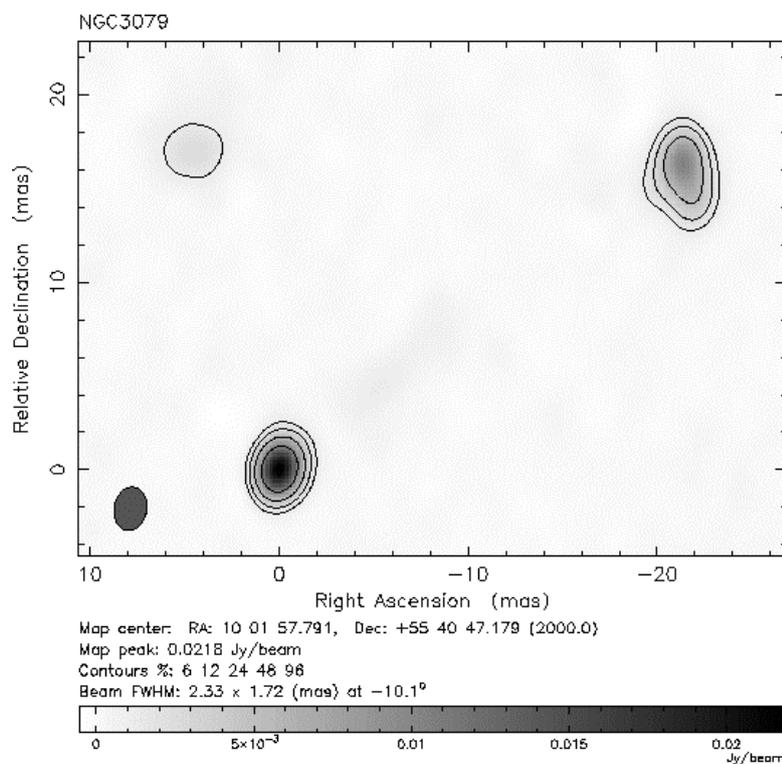


Abb. 3.9.2: Radiobild des Zentrums der Seifert 2-Galaxie-NGC3079 mit ungekühltem Vorverstärker (mit freundlicher Genehmigung von E. Middelberg / MPIfR-Bonn)

4 GRUNDLAGEN FÜR DIE ENTWICKLUNG VON MIKROWELLENVERSTÄRKERN

4.1 DIE STREUPARAMETER

Lineare Netzwerke können durch die an ihren Klemmenpaaren gemessene Parameter vollständig beschrieben werden, ohne daß das Innere des Netzwerkes bekannt sein muß [18]. Bei genügend kleiner Aussteuerung gilt dies auch für nichtlineare Netzwerke.



Abb. 4.1.1: Allgemeines Vierpol mit Definition von Strömen und Spannungen

So kann ein Vierpol, wie in Abb. 4.1.1 abgebildet, durch folgende Gleichungen beschrieben werden:

Widerstandsgleichungen mit den z-Parametern:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{z}_{11} \underline{I}_1 + \underline{z}_{12} \underline{I}_2 \\ \underline{U}_2 &= \underline{z}_{21} \underline{I}_1 + \underline{z}_{22} \underline{I}_2 \end{aligned} \quad \text{mit der } (\underline{Z})\text{-Matrix} \quad (\underline{Z}) = \begin{pmatrix} \underline{z}_{11} & \underline{z}_{12} \\ \underline{z}_{21} & \underline{z}_{22} \end{pmatrix} \quad (\text{Gl. 4.1.1})$$

$$\underline{z}_{11} = \left. \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} \right|_{\underline{I}_2=0} \quad \underline{z}_{12} = \left. \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_2} \right|_{\underline{I}_1=0} \quad \underline{z}_{21} = \left. \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_1} \right|_{\underline{I}_2=0} \quad \underline{z}_{22} = \left. \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_2} \right|_{\underline{I}_1=0}$$

Leitwertgleichungen mit den y-Parametern:

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 &= \underline{y}_{11} \underline{U}_1 + \underline{y}_{12} \underline{U}_2 \\ \underline{I}_2 &= \underline{y}_{21} \underline{U}_1 + \underline{y}_{22} \underline{U}_2 \end{aligned} \quad \text{mit der } (\underline{Y})\text{-Matrix} \quad (\underline{Y}) = \begin{pmatrix} \underline{y}_{11} & \underline{y}_{12} \\ \underline{y}_{21} & \underline{y}_{22} \end{pmatrix} \quad (\text{Gl. 4.1.2})$$

$$\underline{y}_{11} = \left. \frac{\underline{I}_1}{\underline{U}_1} \right|_{\underline{U}_2=0} \quad \underline{y}_{12} = \left. \frac{\underline{I}_1}{\underline{U}_2} \right|_{\underline{U}_1=0} \quad \underline{y}_{21} = \left. \frac{\underline{I}_2}{\underline{U}_1} \right|_{\underline{U}_2=0} \quad \underline{y}_{22} = \left. \frac{\underline{I}_2}{\underline{U}_2} \right|_{\underline{U}_1=0}$$

Reihenparallelgleichungen mit den h-Parametern (auch Hybrid-Parameter genannt):

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{h}_{11} \underline{I}_1 + \underline{h}_{12} \underline{U}_2 \\ \underline{I}_2 &= \underline{h}_{21} \underline{I}_1 + \underline{h}_{22} \underline{U}_2 \end{aligned} \quad \text{mit der } (\underline{H})\text{-Matrix} \quad (\underline{H}) = \begin{pmatrix} \underline{h}_{11} & \underline{h}_{12} \\ \underline{h}_{21} & \underline{h}_{22} \end{pmatrix} \quad (\text{Gl. 4.1.3})$$

$$\underline{h}_{11} = \left. \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} \right|_{\underline{U}_2=0} \quad \underline{h}_{12} = \left. \frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_2} \right|_{\underline{I}_1=0} \quad \underline{h}_{21} = \left. \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} \right|_{\underline{U}_2=0} \quad \underline{h}_{22} = \left. \frac{\underline{I}_2}{\underline{U}_2} \right|_{\underline{I}_1=0}$$

Oft erfordern Netzwerkanalysen, daß mehrere Vierpole zu einem Gesamtvierpol zusammengesaltet werden müssen. Für die Berechnung der Parameter des Gesamtvierpols besteht die Möglichkeit durch Anwendung der im Anhang B1 dargestellten Rechenvorschriften Vierpole zusammenzufassen. Dies erfordert jedoch oft eine Umrechnung der Matrizen in andere Vierpolmatrizen. Die verschiedenen Vierpolparameter lassen sich anhand der Transformationsgleichungen nach Anhang B2 ineinander umrechnen.

Die Messung der einzelnen z-, y-, und h-Parameter erfolgt aus Leerlauf- bzw. Kurzschlußmessungen an den Eingangs- bzw. Ausgangsklemmen des Vierpols. Im NF-Bereich werden die h-Parameter und im klassischen HF-Bereich die y-Parameter zur Charakterisierung von Transistoren herangezogen. Bei höheren Frequenzen steht man vor zunehmenden meßtechnischen Problemen, die die Anwendung der klassischen Vierpolparameter schwieriger bzw. unmöglich machen. Die Realisierung von exakten HF-Kurzschlüssen und das gleichzeitige Messen von Strom und Spannung ist nicht mehr möglich. Zudem kann ein leerlaufendes Tor bei hohen Frequenzen Leistung abstrahlen. Bei bestimmten Impedanzverhältnissen können aktive Elemente wie FET schwingen, so daß eine Messung der Parameter ebenso unmöglich wird. Auch machen die z-, y- und h-Parameter keine unmittelbare Aussage über Verstärkung und Reflexionsfaktoren unter Betriebsbedingungen.

Streuparameter - kurz s-Parameter - vermeiden diese Probleme, indem die Messung unter konstanten, frei wählbaren Impedanzverhältnissen mit dem Bezugswellenwiderstand z_0 erfolgt. Mathematisch sind alle Vierpolparameter gleichwertig. Unterschiede ergeben sich nur bei der Messung der Parameter. Anstelle der Klemmenströme und Klemmenspannungen werden die Wellenamplituden \underline{a}_i und \underline{b}_i der bei den Toren hinlaufenden und rücklaufenden Wellen als Variable verwendet (Abb. 4.1.2). Der Wellenwiderstand z_0 wird meist als positiv und reell angenommen. In der HF- und Mikrowellentechnik wird gewöhnlicherweise $z_0 = 50\Omega$ gewählt.

An dieser Stelle sei angemerkt, daß Vierpole im Zusammenhang mit den Streuparametern häufig als Zweitore bezeichnet werden, wobei je zwei Pole ein Tor darstellen. Diese Bezeichnung ist sinnvoller, da man hier mit reflektierten und transmittierten Strom- und Spannungswellen arbeitet.



Abb. 4.1.2: Zweitor beschaltet mit der Quellenimpedanz z_s und der Lastimpedanz z_L

Für den Wellenwiderstand z_0 gilt:

$$z_0 = \frac{U_{\text{hin}}}{I_{\text{hin}}} = -\frac{U_{\text{rück}}}{I_{\text{rück}}} \quad (\text{Gl. 4.1.4})$$

Für die Spannung \underline{U}_i an Tor i gilt:

$$\underline{U}_i = \underline{U}_{i\text{hin}} + \underline{U}_{i\text{rück}} \quad (\text{Gl. 4.1.5})$$

Für den Strom \underline{I}_i in Tor i gilt:

$$\underline{I}_i = I_{i\text{hin}} - I_{i\text{rück}} = \frac{U_i}{z_0} = \frac{U_{i\text{hin}}}{z_0} - \frac{U_{i\text{rück}}}{z_0} \quad (\text{Gl. 4.1.6})$$

An jedem Tor i wird eine hinlaufende Wellengröße \underline{a}_i und eine rücklaufende Wellengröße \underline{b}_i definiert, welche man als (normierte) hin- und rücklaufende Welle oder als Wurzeleistungswelle bezeichnet, da es sich um Größen mit der Dimension Wurzel aus einer Leistung handelt. Es gelten folgende Definitionen:

$$\underline{a}_i = \frac{U_{i\text{hin}}}{\sqrt{Z_0}} \quad \text{und} \quad \underline{b}_i = \frac{U_{i\text{rück}}}{\sqrt{Z_0}} \quad (\text{Gl. 4.1.7})$$

Aus den Gleichungen 4.1.5, 4.1.6 und 4.1.7 erhält man:

$$\underline{U}_i = \sqrt{Z_0} \cdot (\underline{a}_i + \underline{b}_i) \quad (\text{Gl. 4.1.8})$$

$$\underline{I}_i = \frac{1}{\sqrt{Z_0}} \cdot (\underline{a}_i - \underline{b}_i) \quad (\text{Gl. 4.1.9})$$

Durch Einsetzen von Gleichung 4.1.8 in 4.1.9 erhält man:

$$\underline{a}_i = \frac{1}{2} \left(\frac{\underline{U}_i}{\sqrt{Z_0}} + \sqrt{Z_0} \cdot \underline{I}_i \right) = \frac{\underline{U}_i + Z_0 \underline{I}_i}{2\sqrt{Z_0}} \quad (\text{Gl. 4.1.10})$$

$$\underline{b}_i = \frac{1}{2} \left(\frac{\underline{U}_i}{\sqrt{Z_0}} - \sqrt{Z_0} \cdot \underline{I}_i \right) = \frac{\underline{U}_i - Z_0 \underline{I}_i}{2\sqrt{Z_0}} \quad (\text{Gl. 4.1.11})$$

Mit Hilfe der s-Parameter lassen sich \underline{b}_1 und \underline{b}_2 als Funktion von \underline{a}_1 und \underline{a}_2 darstellen:

$$\begin{cases} \underline{b}_1 = \underline{s}_{11} \underline{a}_1 + \underline{s}_{12} \underline{a}_2 \\ \underline{b}_2 = \underline{s}_{21} \underline{a}_1 + \underline{s}_{22} \underline{a}_2 \end{cases} \quad \text{mit der } (\underline{S})\text{-Matrix:} \quad (\underline{S}) = \begin{pmatrix} \underline{s}_{11} & \underline{s}_{12} \\ \underline{s}_{21} & \underline{s}_{22} \end{pmatrix} \quad (\text{Gl. 4.1.12})$$

Aus diesem linearen Gleichungssystem erhält man die Definitionen für die einzelnen s-Parameter:

$$\underline{s}_{11} = \left. \frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_1} \right|_{\underline{a}_2=0} \quad \underline{s}_{12} = \left. \frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_2} \right|_{\underline{a}_1=0} \quad \underline{s}_{21} = \left. \frac{\underline{b}_2}{\underline{a}_1} \right|_{\underline{a}_2=0} \quad \underline{s}_{22} = \left. \frac{\underline{b}_2}{\underline{a}_2} \right|_{\underline{a}_1=0} \quad (\text{Gl. 4.1.13})$$

\underline{s}_{11} = Eingangsreflexionsfaktor an Tor 1 bei reflexionsfreiem Abschluß von Tor 2

\underline{s}_{12} = Übertragungsfaktor von Tor 2 zum Tor 1 bei reflexionsfreiem Abschluß von Tor 1

\underline{s}_{21} = Übertragungsfaktor von Tor 1 zum Tor 2 bei reflexionsfreiem Abschluß von Tor 2

\underline{s}_{22} = Ausgangsreflexionsfaktor an Tor 2 bei reflexionsfreiem Abschluß von Tor 1

Die Quadrate der Beträge der Wellenamplituden stellen die einfallenden bzw. reflektierten Leistungen dar:

$|a_1|^2 =$ Am Tor 1 einfallende Leistung bzw. Eingangsleistung des Zweitores

$|a_2|^2 =$ Am Tor 2 einfallende Leistung

$|b_1|^2 =$ Am Tor 1 reflektierte Leistung

$|b_2|^2 =$ Am Tor 2 reflektierte Leistung bzw. Ausgangsleistung des Zweitores

Bei der Angabe der s-Parameter ist zusätzlich der Bezugswellenwiderstand z_0 , die Frequenz f , die Temperatur T und bei aktiven Elementen der Arbeitspunkt mit anzugeben. Die Transformationsgleichungen für die Umrechnung der s-Parameter in andere Zweitor- bzw. Vierpolparameter finden sich im Anhang B3.

4.2 DAS SIGNALFLUßDIAGRAMM

Um die Charakteristik eines linearen Netzwerkes zu beschreiben, verwendet man lineare Gleichungssysteme [9]. Für Netzwerke wie etwa für einen Mikrowellen-Kleinsignalverstärker werden die Gleichungssysteme der Streuparameter verwendet. Verallgemeinert man die Zweitor-Gleichungen 4.1.12 für ein Netzwerk mit einer beliebigen Anzahl an Toren, dann gilt:

$$\underline{b}_k = \sum_{j=1}^n \underline{s}_{kj} \cdot \underline{a}_j \quad \text{mit } k = 1, 2, \dots, n \quad (\text{Gl. 4.2.1})$$

Möchte man das Netzwerk analysieren, muß man das Gleichungssystem nach den gesuchten Größen auflösen. Die Analyse erfolgt meist durch die Anwendung der Matrizenrechnung. Zur physikalisch anschaulichen Darstellung der abstrakten mathematischen Modelle eignet sich das Signalflußdiagramm. Die Zusammenhänge zwischen Signalflußdiagramm und dem Gleichungssystem 4.2.1 werden wie folgt definiert:

- Im Signalflußdiagramm werden die abgehenden Wellengrößen \underline{a}_j (Quelle) und ankommenden Wellengrößen \underline{b}_k (Senke) durch Knoten repräsentiert.
- Die Streuparameter \underline{s}_{kj} werden durch Pfeile dargestellt, die vom unabhängigen Knoten \underline{a}_j zum abhängigen Knoten \underline{b}_k zeigen.
- In einer Senke ergibt sich das Knotensignal \underline{b}_k aus der Summe aller ankommenden Knotensignale $\underline{s}_{kj} \ni \underline{a}_j$.

In Abb. 4.2.1 sind die Grundsaltungen der Signalflußdiagramme dargestellt, mit denen komplexere Netzwerke beschrieben werden können.

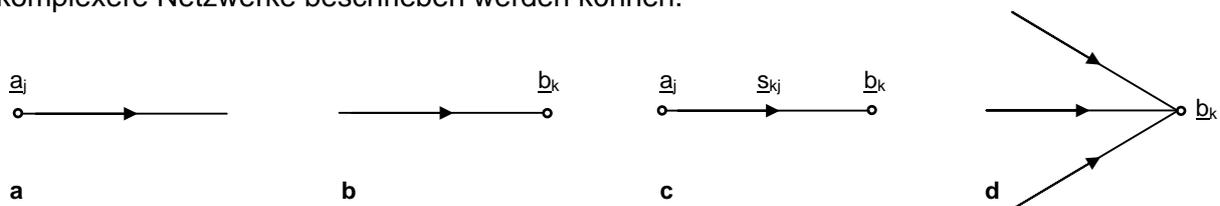


Abb. 4.2.1: Grundsaltungen der Signalflußdiagramme: **a** Knoten mit abgehender Leistungswelle; **b** Knoten mit ankommender Leistungswelle; **c** Quelle-Zweig-Senke; **d** Senke mit ankommenden Leistungswellen

Um einen lineares Zweitor mit einer beliebigen Last- und Quellenimpedanz zu untersuchen, sind die Signalfußdiagramme des Generators, des Zweitores und der Last nachzubilden und anschließend zu einer Gesamtschaltung zusammenzufügen.

Signalfußdiagramm des Generators:

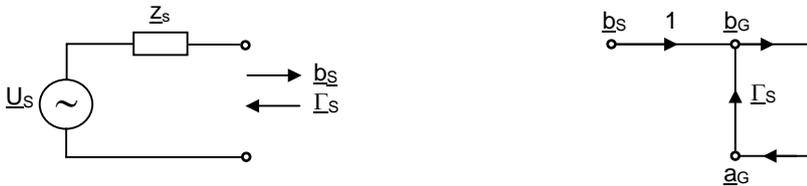


Abb. 4.2.2: Generator-Ersatzschaltbild und Signalfußdiagramm des Generators

Signalfußdiagramm des Zweitores:

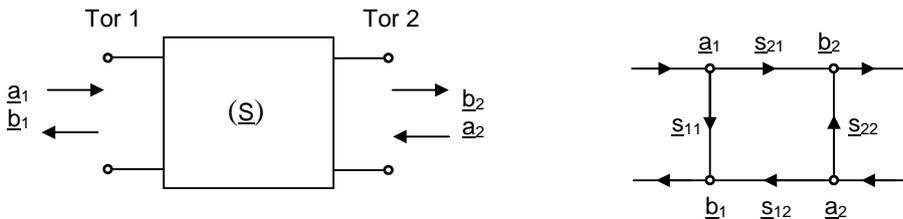


Abb. 4.2.3: Zweitor-Ersatzschaltbild und Signalfußdiagramm des Zweitores

Signalfußdiagramm der Last:

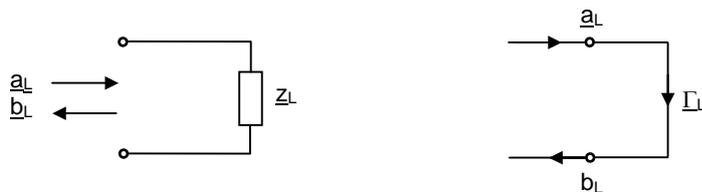


Abb. 4.2.4: Last-Ersatzschaltbild und Signalfußdiagramm der Last

Signalfußdiagramm für ein Zweitor mit Quelle und Last:

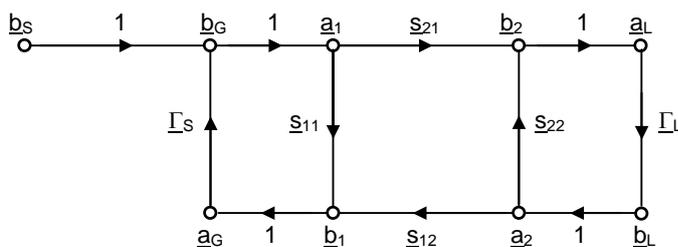


Abb. 4.2.5: Signalfußdiagramm eines Zweitores, das mit einer Quelle und einer Last beschaltet ist

4.3 BESTIMMUNG VON ÜBERTRAGUNGSFAKTOREN

In einem Signalflußdiagramm kann man zwischen zwei beliebigen Knoten \underline{a}_j und \underline{b}_k ein Übertragungsfaktor \underline{M}_{kj} ermitteln. Dieser Übertragungsfaktor kann beispielsweise das Leistungsübertragungsverhalten eines Verstärkers sein. Es gibt mehrere Leistungsgewinndefinitionen, die alle durch die Berechnung der jeweiligen Übertragungsfaktoren mittels Signalflußdiagramm und den Regeln nach S. J. Mason berechnet werden können.

Es werden folgende Vereinbarungen getroffen:

- Pfade sind kontinuierliche Folgen gleichorientierter Zweige. Sie verbinden den Knoten \underline{a}_j der Quelle mit dem Knoten \underline{b}_k der Senke. In einem Pfad darf ein Knoten nur einmal berührt werden.
- Das Produkt der Zweigübertragungsfaktoren entlang eines Pfades ergibt den Pfadübertragungsfaktor P.
- Schleifen sind in sich geschlossene Pfade. In einer Schleife darf ein Knoten nur einmal berührt werden.
- Das Produkt der Zweigübertragungsfaktoren entlang einer Schleife ergibt den Schleifenübertragungsfaktor L.

Weiterhin wird definiert:

P_1, P_2, \dots = Pfadübertragungsfaktoren der n möglichen Pfade zwischen \underline{a}_j und \underline{b}_k

$\sum L_1$ = Summe aller Schleifenübertragungsfaktoren, die im Signalflußdiagramm vorkommen (Schleifen 1. Ordnung).

$\sum L_2$ = Summe aller möglichen Produkte der Schleifenübertragungsfaktoren von je zwei sich nicht berührenden Schleifen (Schleifen 2. Ordnung).

$\sum L_n$ = Summe aller möglichen Produkte der Schleifenübertragungsfaktoren von je n sich nicht berührenden Schleifen (Schleifen n-ter Ordnung).

$\sum L_1^{(1)}$ = Summe aller Schleifenübertragungsfaktoren aller im Signalflußdiagramm vorkommenden Schleifen 1. Ordnung, die Pfad P_1 nicht berühren.

$\sum L_2^{(1)}$ = Summe der Schleifenübertragungsfaktoren aller im Signalflußdiagramm vorkommenden Schleifen 2. Ordnung, die Pfad P_1 nicht berühren.

$\sum L_1^{(2)}$ = Summe der Schleifenübertragungsfaktoren aller im Signalflußdiagramm vorkommenden Schleifen 1. Ordnung, die Pfad P_2 nicht berühren.

Daraus läßt sich der Übertragungsfaktor \underline{M}_{kj} berechnen (Gl. 4.3.1):

$$\underline{M}_{kj} = \frac{\sum_{v=1}^n P_v \Delta_v}{\Delta} = \frac{P_1 \{1 - \sum L_1^{(1)} + \sum L_2^{(1)} - \sum L_3^{(1)} + \dots\} + P_2 \{1 - \sum L_1^{(2)} + \sum L_2^{(2)} - \sum L_3^{(2)} + \dots\} + \dots}{1 - \sum L_1 + \sum L_2 - \sum L_3 + \sum L_4 - \sum L_5 + \dots}$$

4.4 REFLEXIONSFAKTOREN EINES BESCHALTETEN ZWEITORES

Für ein mit Generator und Last beschaltetes Zweitor ergibt sich ein Ersatzschaltbild nach Abbildung 4.4.1. Entspricht die Quellen- und/oder die Lastimpedanz nicht dem Normierungswiderstand z_0 , dann ergeben sich für die Eingangs- und Ausgangsreflexionsfaktoren des Zweitores von \underline{s}_{11} und \underline{s}_{22} unterschiedliche Reflexionsfaktoren \underline{s}_{11}' und \underline{s}_{22}' .

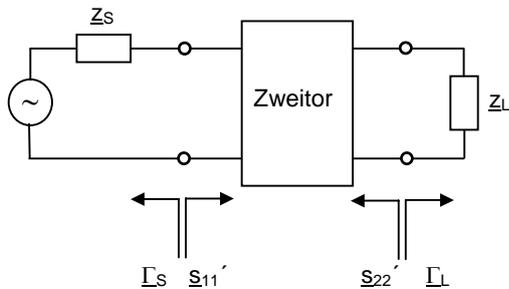


Abb. 4.4.1: Zweitor beschaltet mit Generator und Last

Für den Quellenreflexionsfaktor $\underline{\Gamma}_S$ gilt:

$$\underline{\Gamma}_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad (\text{Gl. 4.4.1})$$

Für den Lastreflexionsfaktor $\underline{\Gamma}_L$ gilt:

$$\underline{\Gamma}_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (\text{Gl. 4.4.2})$$

Das beschaltete Zweitor kann durch das Signalfußdiagramm in Abb. 4.2.5 beschrieben werden [9]. Nach den Regeln aus Kapitel 4.3 ergeben sich für das Signalfußdiagramm drei Schleifenübertragungsfaktoren erster Ordnung:

$$\begin{aligned} L_{11} &= \underline{s}_{11} \underline{\Gamma}_S \\ L_{12} &= \underline{s}_{22} \underline{\Gamma}_L \\ L_{13} &= \underline{s}_{12} \underline{s}_{21} \underline{\Gamma}_S \underline{\Gamma}_L \end{aligned}$$

Weiterhin gibt es zwei Schleifenübertragungsfaktoren erster Ordnung die sich nicht berühren. D.h. es gibt nur einen Schleifenübertragungsfaktor zweiter Ordnung:

$$L_{21} = \underline{s}_{11} \underline{s}_{22} \underline{\Gamma}_S \underline{\Gamma}_L$$

Dann gilt für den resultierenden Eingangsreflexionsfaktor \underline{s}_{11}' des beschalteten Zweitores:

$$\underline{s}_{11}' = \frac{b_1}{a_1}$$

Ausgehend vom Knoten \underline{b}_S folgt man dem Pfad über \underline{b}_G zum Knoten \underline{a}_1 . Es ist kein weiterer Pfad von \underline{b}_S zu \underline{a}_1 vorhanden, welcher diese Knoten nur einmal durchläuft. L_{12} ist die einzige Schleife, die den Pfad von \underline{b}_S zu \underline{a}_1 nicht berührt. Man kann nun für das Verhältnis \underline{a}_1 zu \underline{b}_S schreiben:

$$\frac{\underline{a}_1}{\underline{b}_s} = \frac{P_1 \{1 - \sum L_1^{(i)}\}}{\Delta} = \frac{P_1 \{1 - L_{12}\}}{\Delta} = \frac{1 \cdot \{1 - \underline{s}_{22} \underline{\Gamma}_L\}}{\Delta} = \frac{1 - \underline{s}_{22} \underline{\Gamma}_L}{\Delta}$$

Zum Knoten \underline{b}_1 führen zwei Pfade vom Knoten \underline{b}_s . Der erste Pfad führt vom Knoten \underline{b}_s über \underline{a}_1 und \underline{s}_{11} zum Knoten \underline{b}_1 . Dieser Pfad wird von der Schleife L_{12} nicht berührt. Daraus folgt für den ersten Term des Übertragungsfaktors im Zähler der Gleichung 4.3.1:

$$P_1 \cdot \Delta_1 = \underline{s}_{11} (1 - L_{12}) = \underline{s}_{11} (1 - \underline{s}_{22} \underline{\Gamma}_L)$$

Der zweite Pfad führt vom Knoten \underline{b}_s über \underline{a}_L und \underline{b}_L zum Knoten \underline{b}_1 . Daraus folgt für den zweiten Term des Übertragungsfaktors im Zähler der Gleichung 4.3.1:

$$P_2 \cdot \Delta_2 = \underline{s}_{12} \underline{s}_{21} \underline{\Gamma}_L (1 - 0) = \underline{s}_{12} \underline{s}_{21} \underline{\Gamma}_L$$

Für das Verhältnis \underline{b}_1 zu \underline{b}_s ergibt sich dann:

$$\frac{\underline{b}_1}{\underline{b}_s} = \frac{P_1 \Delta_1 + P_2 \Delta_2}{\Delta} = \frac{\underline{s}_{11} (1 - \underline{s}_{22} \underline{\Gamma}_L) + \underline{s}_{12} \underline{s}_{21} \underline{\Gamma}_L}{\Delta}$$

Für den Eingangsreflexionsfaktor \underline{s}_{11}' ergibt sich:

$$\underline{s}_{11}' = \frac{\underline{b}_1 / \underline{b}_s}{\underline{a}_1 / \underline{b}_s} = \frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_1} = \frac{\underline{s}_{11} (1 - \underline{s}_{22} \underline{\Gamma}_L) + \underline{s}_{12} \underline{s}_{21} \underline{\Gamma}_L}{1 - \underline{s}_{22} \underline{\Gamma}_L} = \underline{s}_{11} + \frac{\underline{s}_{12} \underline{s}_{21} \underline{\Gamma}_L}{1 - \underline{s}_{22} \underline{\Gamma}_L} \quad (\text{Gl. 4.4.3})$$

Den Ausgangsreflexionsfaktor \underline{s}_{22}' bei beliebigem Quellenreflexionsfaktor $\underline{\Gamma}_S$ erhält man aus Gründen der Schaltungssymmetrie aus der Gleichung 4.4.3 durch Ersetzen der Eingangsgrößen durch die Ausgangsgrößen. Dann ergibt sich für den Ausgangsreflexionsfaktor \underline{s}_{22}' :

$$\underline{s}_{22}' = \frac{\underline{b}_2 / \underline{b}_s}{\underline{a}_2 / \underline{b}_s} = \frac{\underline{b}_2}{\underline{a}_2} = \frac{\underline{s}_{22} (1 - \underline{s}_{11} \underline{\Gamma}_S) + \underline{s}_{12} \underline{s}_{21} \underline{\Gamma}_S}{1 - \underline{s}_{11} \underline{\Gamma}_S} = \underline{s}_{22} + \frac{\underline{s}_{12} \underline{s}_{21} \underline{\Gamma}_S}{1 - \underline{s}_{11} \underline{\Gamma}_S} \quad (\text{Gl. 4.4.4})$$

4.5 VERFÜGBARER LEISTUNGSGEWINN

Der verfügbare Leistungsgewinn G_A eines Zweitores ist allein von ihren s-Parametern und dem Quellenreflexionsfaktor $\underline{\Gamma}_S$ abhängig. Der Lastreflexionsfaktor $\underline{\Gamma}_L$ wird konjugiert komplex zu \underline{s}_{22}' angepasst. Der verfügbare Leistungsgewinn G_A ist definiert als [9]:

$$G_A = \frac{P_{2V}}{P_{1V}} = \frac{\text{vom Zweitor verfügbare Leistung}}{\text{von der Quelle verfügbare Leistung}} = \frac{|b_2|^2 - |a_2|^2}{|a_1|^2 - |b_1|^2}$$

Mit den Regeln zur Bestimmung von Übertragungsfaktoren aus Kapitel 4.3 erhält man für G_A :

$$G_A = \frac{|\underline{s}_{21}|^2 (1 - |\underline{\Gamma}_S|^2)}{(1 - |\underline{s}_{22}'|^2) + |\underline{\Gamma}_S|^2 (|\underline{s}_{11}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \text{Re}\{\underline{\Gamma}_S (\underline{s}_{11} - \Delta \underline{s}_{22}'^*)\}} \quad (\text{Gl. 4.5.1})$$

4.6 TRANSFORMATIONEN IM SMITH-CHART

Im Smith-Chart können Transformationen wie:

- Serienschaltung von Blindelementen
- Parallelschaltung von Blindelementen
- Serienschaltung von Wirkelementen
- Parallelschaltung von Wirkelementen
- Transformationen mit Leitungen

einfach ausgeführt werden.

4.6.1 TRANSFORMATION DURCH SERIEN- ODER PARALLELSCHALTUNG

Durch die Serien- oder Parallelschaltung einer oder mehrerer Impedanzen ist es möglich eine Impedanz von einem komplexen Wert auf einen beliebigen anderen zu transformieren. Bei der Serienschaltung arbeitet man zweckmäßiger in der Impedanzebene und bei der Parallelschaltung in der Leitwertebene des Smith-Charts. Schaltet man zu der normierten Impedanz \underline{z}/z_0 bzw. dem normierten Leitwert $\underline{y}\cdot z_0$ ein Element $\Delta\underline{z}/z_0$ bzw. $\Delta\underline{y}\cdot z_0$ in Serie bzw. parallel, so ergeben sich folgende Transformationswege im Smith-Chart:

- Serienschaltung einer Resistanz:

Die Impedanzänderung erfolgt auf einer Ortskurve $X/z_0 = \text{const.}$ des Smith-Charts in der Impedanzebene.

- Serienschaltung einer Reaktanz:

Die Impedanzänderung erfolgt auf einer Ortskurve $R/z_0 = \text{const.}$ des Smith-Charts in der Impedanzebene.

- Parallelschaltung einer Leitwert:

Die Admittanzänderung erfolgt auf einer Ortskurve $B\cdot z_0 = \text{const.}$ des Smith-Charts in der Leitwertebene.

- Parallelschaltung einer Suszeptanz:

Die Admittanzänderung erfolgt auf einer Ortskurve $G\cdot z_0 = \text{const.}$ des Smith-Charts in der Leitwertebene.

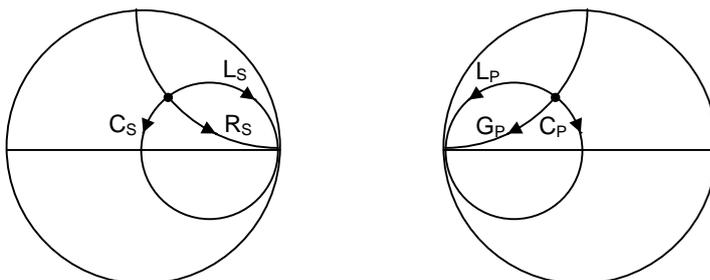


Abb. 4.6.1: Serienschaltung und Parallelschaltung konzentrierter Elemente im Smith-Chart

4.6.2 LEITUNGSTRANSFORMATION

Eine Impedanz \underline{z}_1 kann durch Serienschaltung einer oder mehrerer Leitungen in eine beliebige Impedanz \underline{z}_2 transformiert werden. Die Transformation der Impedanz erfolgt durch eine Drehung um den Anpassungspunkt im Smith-Chart, der auf den Wert z_0 normiert ist. Die Drehung erfolgt im Uhrzeigersinn, wenn der Reflexionsfaktor der zu transformierenden Impedanz in Richtung Generator zeigt. Zeigt der Reflexionsfaktor auf die Last, dann erfolgt die Drehung gegen den Uhrzeigersinn.

Die Leitungstransformation ist immer auf den Normierungswiderstand z_0 bezogen. Soll mit einer Leitung mit einem Wellenwiderstand der von z_0 verschieden ist transformiert werden, so muß die zu transformierende Impedanz im Smith-Chart auf diesen neuen Normierungswiderstand renormiert werden. Zur Bestimmung der resultierenden Leitungslänge dient die äußere Skala auf dem Smith-Chart. Dieser gibt das Verhältnis zwischen Leitungslänge und Wellenlänge an. Die Leitungslänge erhält man indem man die Differenz der auf der Skala abgelesenen Werte vom Endpunkt und Anfangspunkt der Leitungstransformation bildet. Der gefundene Wert gibt somit die Leitungslänge als ein Vielfaches von der Wellenlänge λ an.

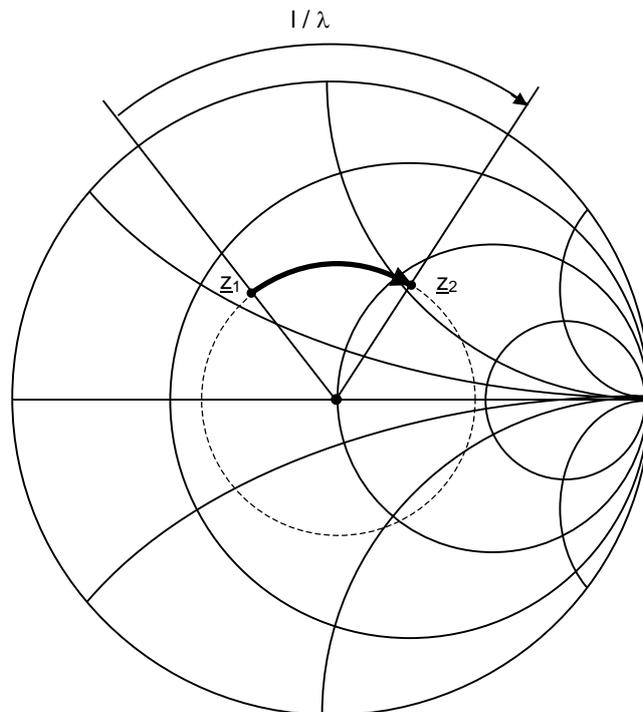


Abb. 4.6.2: Leitungstransformation einer Impedanz \underline{z}_1 in eine Impedanz \underline{z}_2 im Smith-Chart

4.7 STABILITÄT VON AKTIVEN ZWEITOREN

Eine Eigenschaft der beim Entwurf von Verstärkerschaltungen große Bedeutung zukommt, ist die Stabilität des Verstärkers. Durch parasitäre Verkopplung, hervorgerufen durch die interne Rückwirkung \underline{s}_{12} der Transistoren, gelangt ein Teil des vom Transistor verstärkten Signals auf den Transistoreingang. Dies kann zur Instabilität des Transistors führen. Mit zunehmender Frequenz nehmen die parasitären Verkopplungen zu. Verstärker mit Mikrowellentransistoren zeigen häufig oberhalb ihres Betriebsfrequenzbereichs Schwingungsneigung, sofern der Transistor dort noch genügend Verstärkung aufweist. Es ist durch geeignete Maßnahmen sicherzustellen, daß man bei allen Frequenzen - auch außerhalb des Betriebs-

frequenzbereiches - außerhalb derjenigen Bereiche der komplexen Impedanzebene bleibt, in denen der Transistor instabil ist.

Zur Beurteilung der Stabilität von unbeschalteten bzw. mit verlustlosen Anpaßnetzwerken beschalteten Transistoren benutzt man den sogenannten ROLLET-Stabilitätsfaktor K . Dieser wird nach Gleichung 4.7.1 berechnet. K hängt nur von den Zweitoreigenschaften, aber nicht von der Quellen- und Lastimpedanz ab. Ist $K \geq 1$, so ist das aktive Zweitor absolut stabil. Ist $K < 1$, dann ist das Zweitor nur bedingt stabil. Der Stabilitätsfaktor K liefert keine Aussage über die Stabilitätsverhältnisse im Innern eines mehrstufigen Verstärkers.

$$K = \frac{1 - |\underline{s}_{11}|^2 - |\underline{s}_{22}|^2 + |\underline{\Delta}|^2}{2|\underline{s}_{12}\underline{s}_{21}|} \quad \text{mit} \quad \underline{\Delta} = \underline{s}_{11}\underline{s}_{22} - \underline{s}_{12}\underline{s}_{21} \quad (\text{Gl. 4.7.1})$$

Ein beschaltetes aktives Zweitor bezeichnet man als absolut stabil, wenn sowohl die Lastimpedanz \underline{z}_L als auch die Quellenimpedanz \underline{z}_S beliebige Werte annehmen kann (unter der Bedingung, daß beide Impedanzen einen positiven Realteil haben), ohne daß der Betrag von \underline{s}_{11}' oder der von \underline{s}_{22}' größer als 1 wird. Mathematisch formuliert bedeutet dies:

$$|\underline{s}_{11}'| = \left| \underline{s}_{11} + \frac{\underline{s}_{12}\underline{s}_{21}\underline{\Gamma}_L}{1 - \underline{s}_{22}\underline{\Gamma}_L} \right| \leq 1 \quad (\text{Gl. 4.7.2})$$

$$|\underline{s}_{22}'| = \left| \underline{s}_{22} + \frac{\underline{s}_{12}\underline{s}_{21}\underline{\Gamma}_S}{1 - \underline{s}_{11}\underline{\Gamma}_S} \right| \leq 1 \quad (\text{Gl. 4.7.3})$$

Wird für eine Schaltung mit fester Quellen- und Lastimpedanz einer der Reflexionsfaktoren \underline{s}_{11}' oder \underline{s}_{22}' größer als 1, ist der Verstärker instabil. Der Verstärker schwingt, d.h. am Eingang und/oder am Ausgang des Verstärkers wird ein Signal erzeugt, ohne daß am Eingang ein gleichartiges Signal anliegt. Ein Verstärker, der nur für bestimmte Impedanzen \underline{z}_S und \underline{z}_L die Gleichungen 4.7.2 und 4.7.3 erfüllt, nennt man bedingt stabil. Um die Schwingungsneigung eines beschalteten aktiven Zweitores eindeutig beurteilen zu können, berechnet man jeweils die Grenzlinie, auf der $|\underline{s}_{11}'| = 1$ bzw. $|\underline{s}_{22}'| = 1$ gilt. Diese Grenzlinien heißen Stabilitätskreise und werden im Smith-Chart dargestellt. Es ergeben sich Stabilitätskreise für den Eingang und für den Ausgang. Die Mittelpunkte M und Radien R der Eingangs- und Ausgangsstabilitätskreise können mit den Gleichungen 4.7.4 und 4.7.5 berechnet werden.

Eingangsstabilitätskreis (ESK):

$$M_{\text{ESK}} = \frac{(\underline{s}_{11} - \underline{\Delta} \cdot \underline{s}_{22}^*)^*}{|\underline{s}_{11}|^2 - |\underline{\Delta}|^2} \quad R_{\text{ESK}} = \left| \frac{\underline{s}_{12} \cdot \underline{s}_{21}}{|\underline{s}_{11}|^2 - |\underline{\Delta}|^2} \right| \quad (\text{Gl. 4.7.4})$$

Ausgangsstabilitätskreis (ASK):

$$M_{\text{ASK}} = \frac{(\underline{s}_{22} - \underline{\Delta} \cdot \underline{s}_{11}^*)^*}{|\underline{s}_{22}|^2 - |\underline{\Delta}|^2} \quad R_{\text{ASK}} = \left| \frac{\underline{s}_{12} \cdot \underline{s}_{21}}{|\underline{s}_{22}|^2 - |\underline{\Delta}|^2} \right| \quad (\text{Gl. 4.7.5})$$

In Abbildung 4.7.1 sind die sechs möglichen Lagen der Stabilitätskreise im Smith-Chart dargestellt [7].

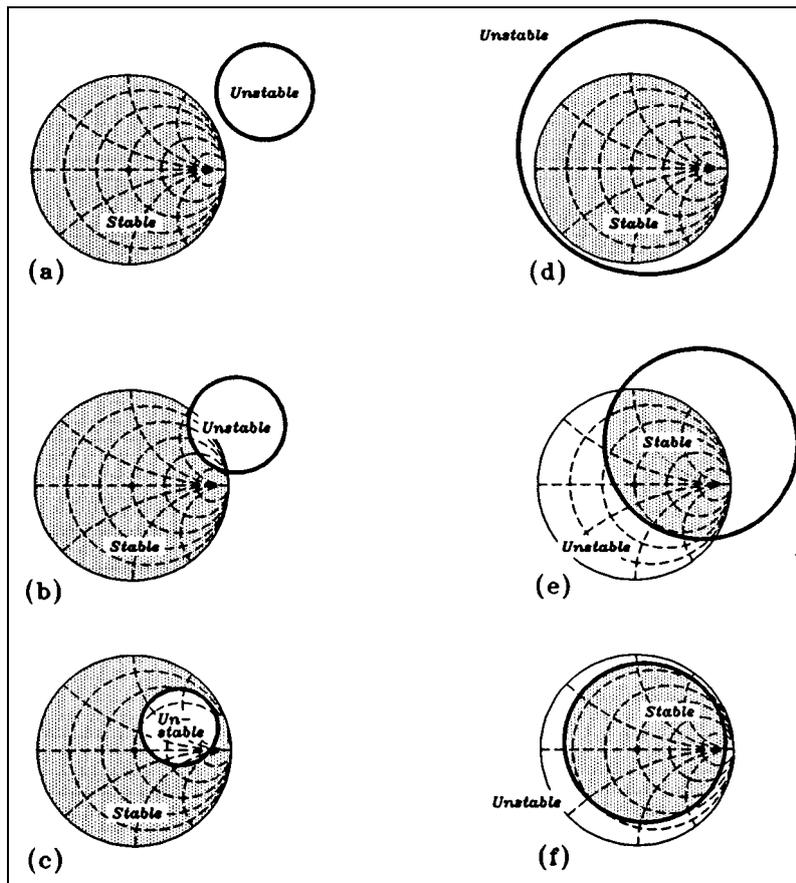


Abb. 4.7.1: Mögliche Lagen der Stabilitätskreise im Smith-Chart

5 EIGENSCHAFTEN DER VERWENDETEN BAUELEMENTE

5.1 HEMT (High Electron Mobility Transistor)

HEMT's sind eine Weiterentwicklung der GaAs-MESFET's die hauptsächlich in der Mikrowellentechnik Anwendung finden. Ihr wesentlicher Vorzug ist ihre niedrige Rauschzahl F und hohe Transitfrequenz f_T .

Für die Entwicklung des Verstärkers sind die zu verwendenden Transistoren vorgegeben. Für die erste Stufe des Verstärkers wird der InP-HEMT TRW160 μm vom Halbleiterhersteller TRW eingesetzt (Abb. 5.1.1). Die zweite und dritte Stufe werden mit dem GaAs-HEMT MGFC4419G von Mitsubishi realisiert (Abb. 5.1.2). Beide Transistoren sind ungekapselt und liegen als Transistor-Chip vor. Die Verbindung der Anschlüsse erfolgt mittels der Bond-Technik.

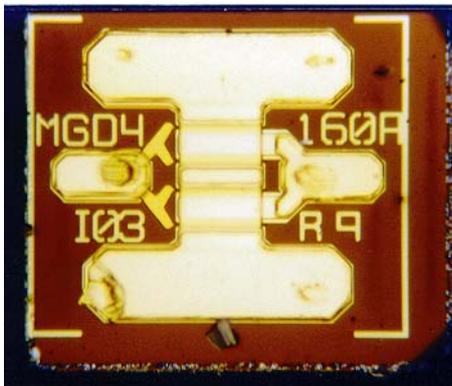


Abb. 5.1.1: InP-HEMT TRW160 μm

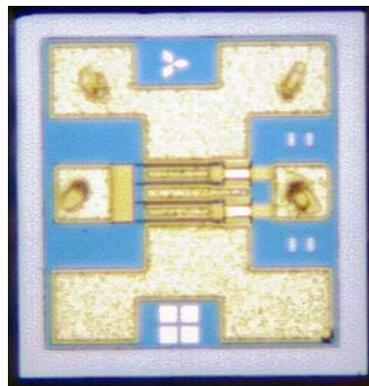


Abb. 5.1.2: GaAs-HEMT MGFC4419G

Die Transistoren können durch das Ersatzschaltbild nach Abb. 5.1.3 elektrisch beschrieben werden [23]. Hier wird zwischen den intrinsischen und den extrinsischen Elementen des Transistors unterschieden. Intrinsische Elemente sind auf Grund der inneren Struktur des Transistortyps gegeben. Die extrinsischen Elemente werden durch die Impedanzen der Anschlußpads hervorgerufen.

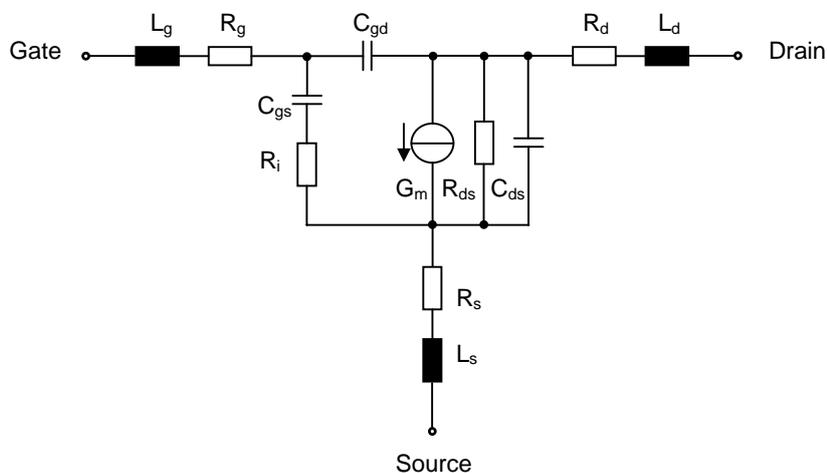


Abb. 5.1.3: Ersatzschaltbild eines HEMT

Intrinsische Elemente des Transistors:

G_m	=	$g_m \cdot \exp(-j\omega\tau)$
g_m	=	intrinsische Steilheit = $\partial I_{DS} / \partial U_{GS}$
τ	=	Verzögerungszeit, die nach einer Änderung der Gate-Spannung eine Änderung des Drain-Stromes bewirkt (Aufladung von C_{gs}).
R_i	=	Kanal-Widerstand
R_{ds}	=	Drain-Source-Widerstand
C_{gs}	=	Gate-Source-Kapazität
C_{gd}	=	Gate-Drain-Kapazität
C_{ds}	=	Drain-Source-Kapazität

Extrinsische Elemente des Transistors:

R_g	=	Gate-Widerstand
R_s	=	Source-Widerstand
R_d	=	Drain-Widerstand
L_g	=	Gate-Induktivität
L_s	=	Source-Induktivität
L_d	=	Drain-Induktivität

Die Entwicklung des Verstärkers basiert auf den s- und Rauschparametern der Transistoren bei einem gegebenen Arbeitspunkt. Die s- und Rauschparameter wurden am hauseigenen Meßplatz bei einer Temperatur von 15K für den Frequenzbereich 1GHz bis 30GHz gemessen und liegen für die Entwicklung des Verstärkers vor (Anhang C1 bis C4). Abbildung 5.1.4 zeigt den s-Parameter-Meßplatz für Messungen bei Kryotemperaturen.

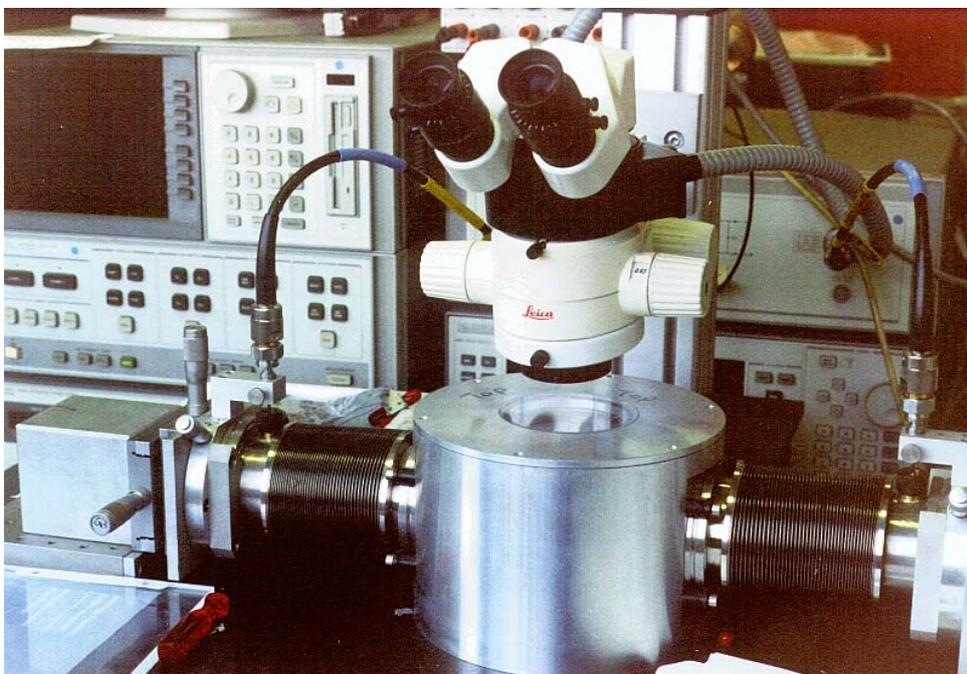


Abb. 5.1.4: s-Parameter-Meßplatz für Messungen bei Kryotemperaturen

Die Rauschparameter beinhalten die optimale Quellenimpedanz Γ_{opt} für eine minimale Rauschzahl F_{min} des Transistors und den normierten äquivalenten Rauschwiderstand $r_n = R_n/50\Omega$. Alle Angaben beziehen sich auf den Arbeitspunkt der Transistoren, der mit U_{GS} , U_{DS} und I_D gegeben ist.

5.2 SUBSTRAT UND MICROSTRIP-LEITUNGEN

Die Microstrip-Leitung ist die in der Praxis am häufigsten verwendete planare Mikrowellenleitung. Microstrip-Leitungen bestehen aus dünnen metallischen Leiterbahnen und Belägen aus einem nichtleitenden, verlustarmen dielektrischen Substrat (Abb. 5.2.1). Die Herstellung erfolgt mit Hilfe der Photoätztechnik, der Dünn- oder Dickfilmtechnik.

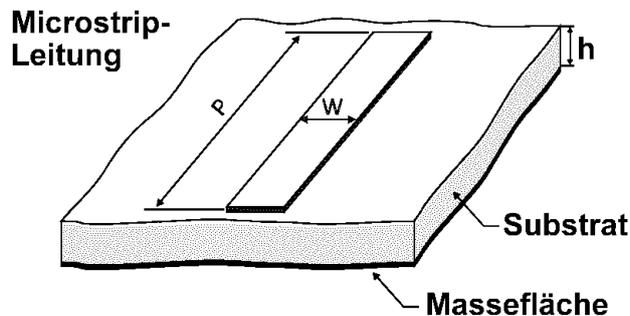


Abb. 5.2.1: Microstrip-Leitung auf dielektrischem Substratmaterial

Die Parameter der Microstrip-Leitung sind:

P	Länge der Microstrip-Leitung
W	Breite der Microstrip-Leitung
h	Dicke des Substratmaterials
ϵ_r	Dielektrizitätskonstante des Substratmaterials
Z_0	Wellenwiderstand der Microstrip-Leitung
t	Dicke der Leiterbahn
$\tan(\delta)$	Verlustfaktor

Das verwendete Substrat (Cu Flon) hat folgende Eigenschaften:

$$h = 0.127\text{mm}; \epsilon_r = 2.09 \text{ (reines Teflon)}; t = 35\mu\text{m}; \tan(\delta) = 0.0012$$

Die theoretische Behandlung der Microstrip-Leitung bereitet Schwierigkeiten, da es keine geschlossene feldtheoretische Lösung gibt. Es wurden jedoch sehr leistungsfähige numerische Lösungsverfahren entwickelt, mit denen man die Eigenschaften der Microstrip-Leitung und deren Modifikationen berechnen kann. Mit großer Genauigkeit kann der frequenzabhängige Wellenwiderstand $z_0(f)$ durch die von M. Kirschning und R. H. Jansen hergeleiteten Näherungsgleichungen im Anhang C6 errechnet werden [14].

In den Abbildungen 5.2.2 und 5.2.3 sind Diagramme dargestellt, aus denen man den Wellenwiderstand z_0 einer Microstrip-Leitung und die effektive Dielektrizitätskonstante $\epsilon_{r,\text{eff}}$ in Abhängigkeit von dem Verhältnis W/h mit ϵ_r als Parameter ablesen kann. Diese Diagramme berücksichtigen jedoch nicht die Frequenzabhängigkeit des Wellenwiderstandes und gelten nur für Frequenzen bis zu einigen wenigen GHz.

Moderne HF-CAD-Programme beinhalten Werkzeuge, mit denen bequem eine exakte Synthese und Analyse durchgeführt werden kann. Diese verwenden zur Approximation des Wellenwiderstands häufig die in Anhang C6 befindlichen Gleichungen.

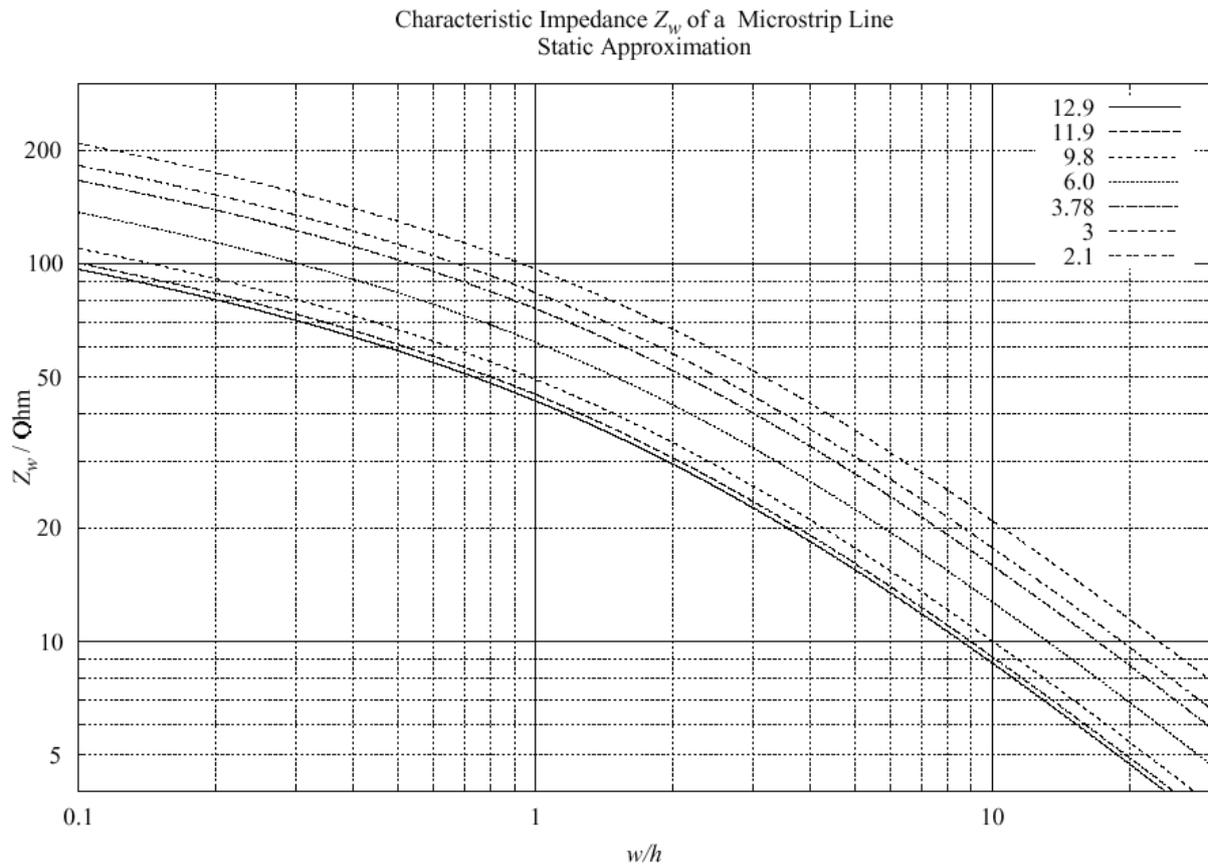


Abb. 5.2.2: Wellenwiderstand z_0 der Microstrip-Leitung in Abhängigkeit von W/h mit ϵ_r als Parameter

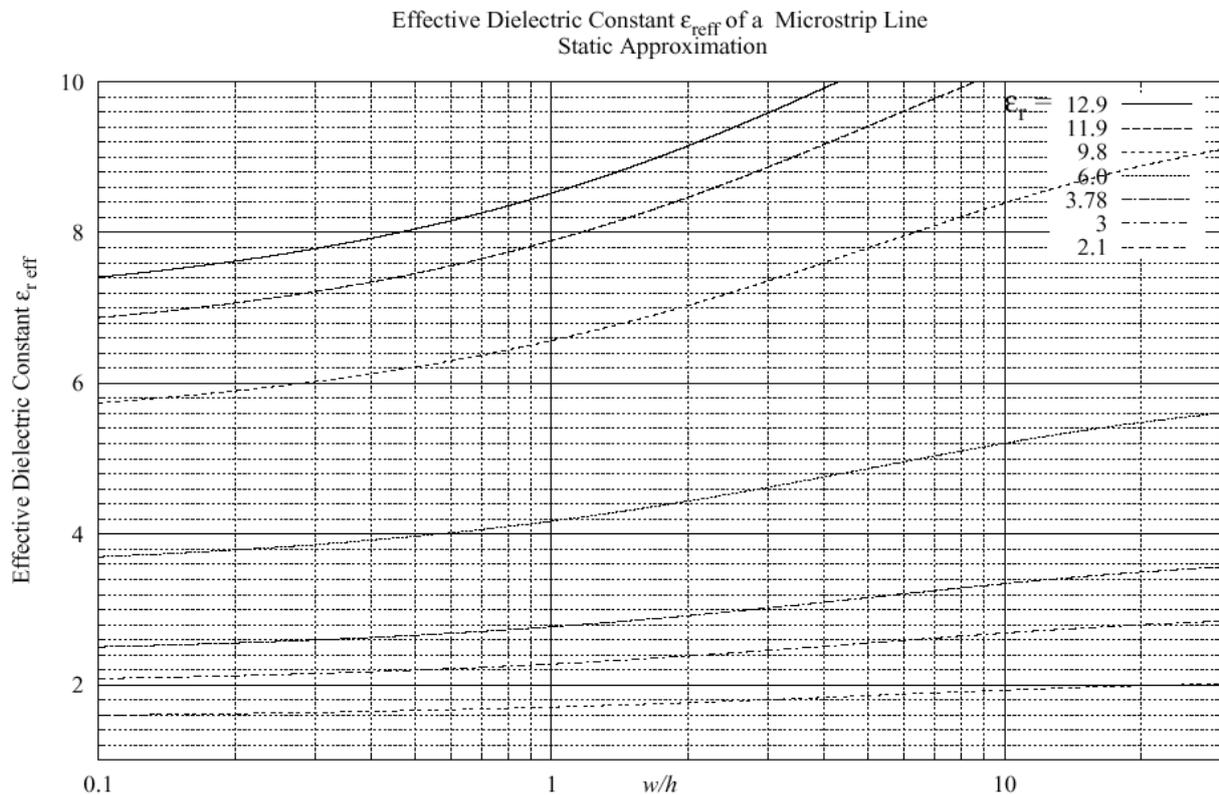


Abb. 5.2.3: Eff. Dielektrizitätskonstante $\epsilon_{r,eff}$ der Microstrip-Leitung in Abhängigkeit von W/h mit ϵ_r als Parameter

6 ENTWICKLUNG DES VERSTÄRKERS

6.1 STABILITÄTSANALYSE DER TRANSISTOREN

Die DC-, Streu- und Rauschparameter wurden für jeden einzelnen Transistor bei einer Temperatur von 15K für den Frequenzbereich 1GHz bis 30GHz ermittelt, und werden für die Entwicklung des Verstärkers herangezogen. Anhand der Parameter werden zunächst die Eigenschaften der Transistoren bei der Bandmittenfrequenz untersucht. Die vollständigen Parameter der Transistoren befinden sich im Anhang C1 bis C4. Für die Transistoren wurden bei der Bandmittenfrequenz $f = 6\text{GHz}$ bei einer Temperatur von $T = 15\text{K}$ folgende Parameter ermittelt:

TRW160 μm :

$$\begin{aligned} U_{GS} &= 0.115\text{V} \\ U_{DS} &= 0.400\text{V} \\ I_D &= 3.50\text{mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \underline{s}_{11} &= 0.9671 \angle -056.8^\circ \\ \underline{s}_{12} &= 0.0959 \angle 053.8^\circ \\ \underline{s}_{21} &= 5.6779 \angle 142.3^\circ \\ \underline{s}_{22} &= 0.3421 \angle -075.4^\circ \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} F_{\min} &= 0.0288\text{dB} \\ \Gamma_{\text{opt}} &= 0.8173 \angle 31.6^\circ \\ R_n/Z_0 &= 0.0294 \\ Z_0 &= 50\Omega \end{aligned}$$

MGFC4419G:

$$\begin{aligned} U_{GS} &= -0.255\text{V} \\ U_{DS} &= 2.000\text{V} \\ I_D &= 7.20\text{mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \underline{s}_{11} &= 0.9456 \angle -053.7^\circ \\ \underline{s}_{12} &= 0.0812 \angle 057.9^\circ \\ \underline{s}_{21} &= 5.9687 \angle 144.4^\circ \\ \underline{s}_{22} &= 0.5496 \angle -045.4^\circ \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} F_{\min} &= 0.0262\text{dB} \\ \Gamma_{\text{opt}} &= 0.8333 \angle 30.2^\circ \\ R_n/Z_0 &= 0.0299 \\ Z_0 &= 50\Omega \end{aligned}$$

Für die erste Stufe des Verstärkers wird der TRW160 μm und für die zweite und dritte Stufe der MGFC4419G eingesetzt. Als erstes soll nun die Stabilität der beiden Transistoren untersucht werden. Dazu wird aus den s-Parametern der Transistoren nach Gleichung 4.7.1 der Stabilitätsfaktor K errechnet:

$$K = \frac{1 - |\underline{s}_{11}|^2 - |\underline{s}_{22}|^2 + |\underline{\Delta}|^2}{2|\underline{s}_{21}\underline{s}_{12}|} \quad \text{mit} \quad \underline{\Delta} = \underline{s}_{11} \cdot \underline{s}_{22} - \underline{s}_{12} \underline{s}_{21}$$

Für den TRW160 μm ergibt sich ein Stabilitätsfaktor $K = 0.043$ und für den MGFC4419G $K = 0.048$ (die Berechnungen befinden sich im Anhang D1 und D2). Da jeweils $K \leq 1$ ist, ist die Bedingung der absoluten Stabilität für beide Transistoren nicht erfüllt. Nun werden die Ein- und Ausgangsstabilitätskreise beider Transistoren untersucht. Für einen stabilen Betrieb dürfen die Eingangs- und Ausgangsreflexionsfaktoren Γ_{opt} und \underline{s}_{22}' nicht innerhalb der instabilen Bereiche liegen (siehe auch Abb. 4.7.1). Nun werden die Stabilitätskreise nach den Gleichungen 4.7.4 und 4.7.5 berechnet.

Für den Eingangsstabilitätskreis (ESK) werden der Mittelpunkt und der Radius errechnet:

$$M_{\text{ESK}} = \frac{(\underline{s}_{11} - \underline{\Delta} \cdot \underline{s}_{22}^*)^*}{|\underline{s}_{11}|^2 - |\underline{\Delta}|^2} \quad R_{\text{ESK}} = \left| \frac{\underline{s}_{12} \cdot \underline{s}_{21}}{|\underline{s}_{11}|^2 - |\underline{\Delta}|^2} \right|$$

Für den Ausgangsstabilitätskreis (ASK) werden der Mittelpunkt und der Radius errechnet:

$$M_{ASK} = \frac{(S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad R_{ASK} = \left| \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

6.1.1 STABILITÄTSKREISE DES TRANSISTORS DER 1. STUFE

Für den TRW160 μ m ergeben sich:

$$M_{ESK} = 1.217 \angle 62.34^\circ \quad R_{ESK} = 0.651$$

$$M_{ASK} = 30.622 \angle 105.86^\circ \quad R_{ASK} = 30.563$$

Mit diesen Daten werden die Eingangsstabilitätskreise (ESK) und die Ausgangsstabilitätskreise (ASK) im Smith-Chart konstruiert. In Abb. 6.1.1 sind die Stabilitätskreise und der Reflexionsfaktor Γ_{opt} für minimales Rauschen des Transistors TRW160 μ m abgebildet.

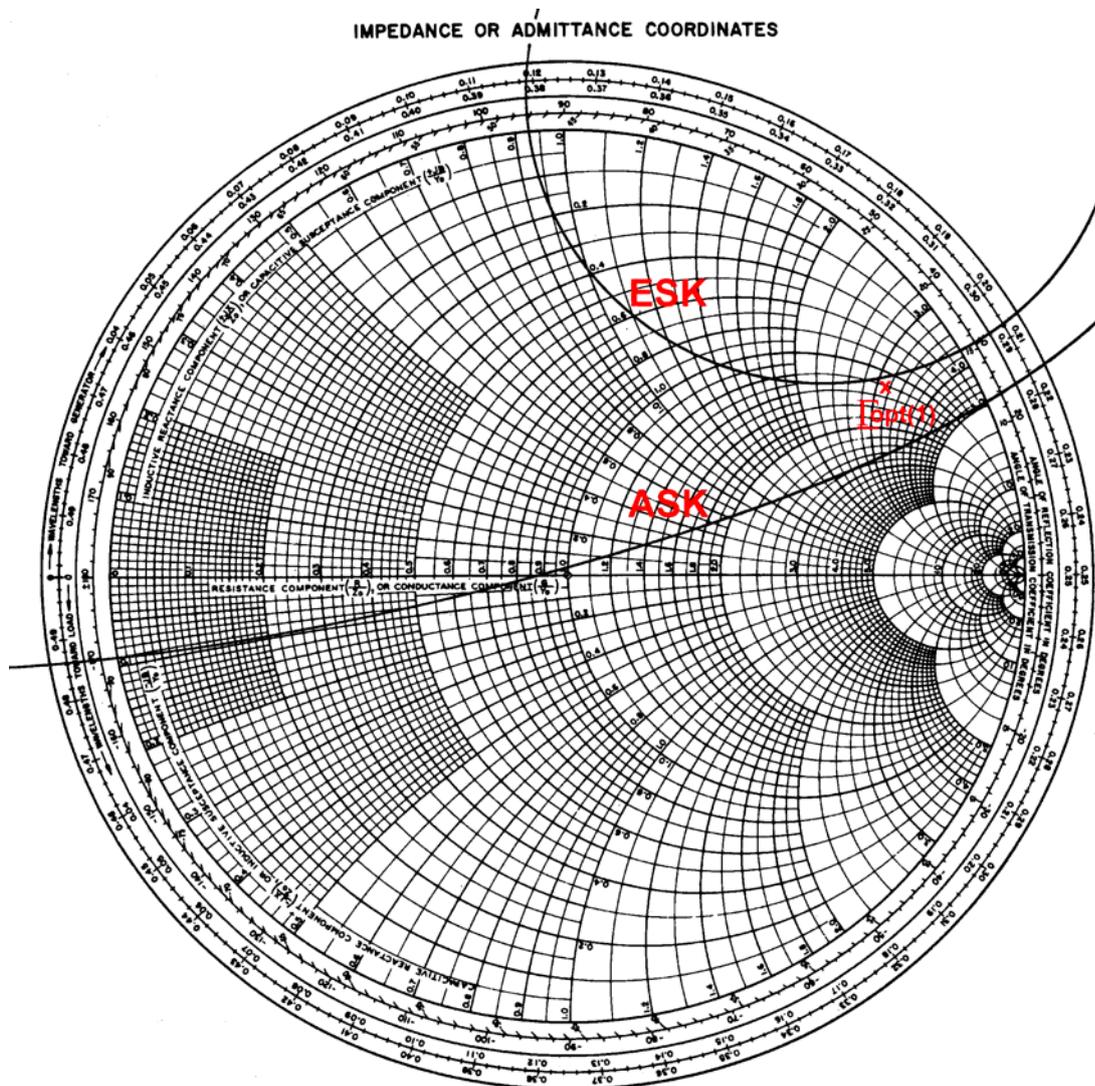


Abb. 6.1.1: Ein- und Ausgangsstabilitätskreise des Transistors TRW160 μ m bei $f = 6$ GHz

6.1.2 STABILITÄTSKREISE DES TRANSISTORS DER 2. UND 3. STUFE

Für den MGFC4419G ergeben sich:

$$\begin{aligned} M_{\text{ESK}} &= 1.274 \angle 69.56^\circ & R_{\text{ESK}} &= 0.743 \\ M_{\text{ASK}} &= 8.210 \angle 98.15^\circ & R_{\text{ASK}} &= 8.102 \end{aligned}$$

Mit diesen Daten werden die Eingangsstabilitätskreise (ESK) und die Ausgangsstabilitätskreise (ASK) im Smith-Chart konstruiert. In Abb. 6.1.2 sind die Stabilitätskreise und der Reflexionsfaktor Γ_{opt} für minimales Rauschen des Transistors MGFC4419G abgebildet.

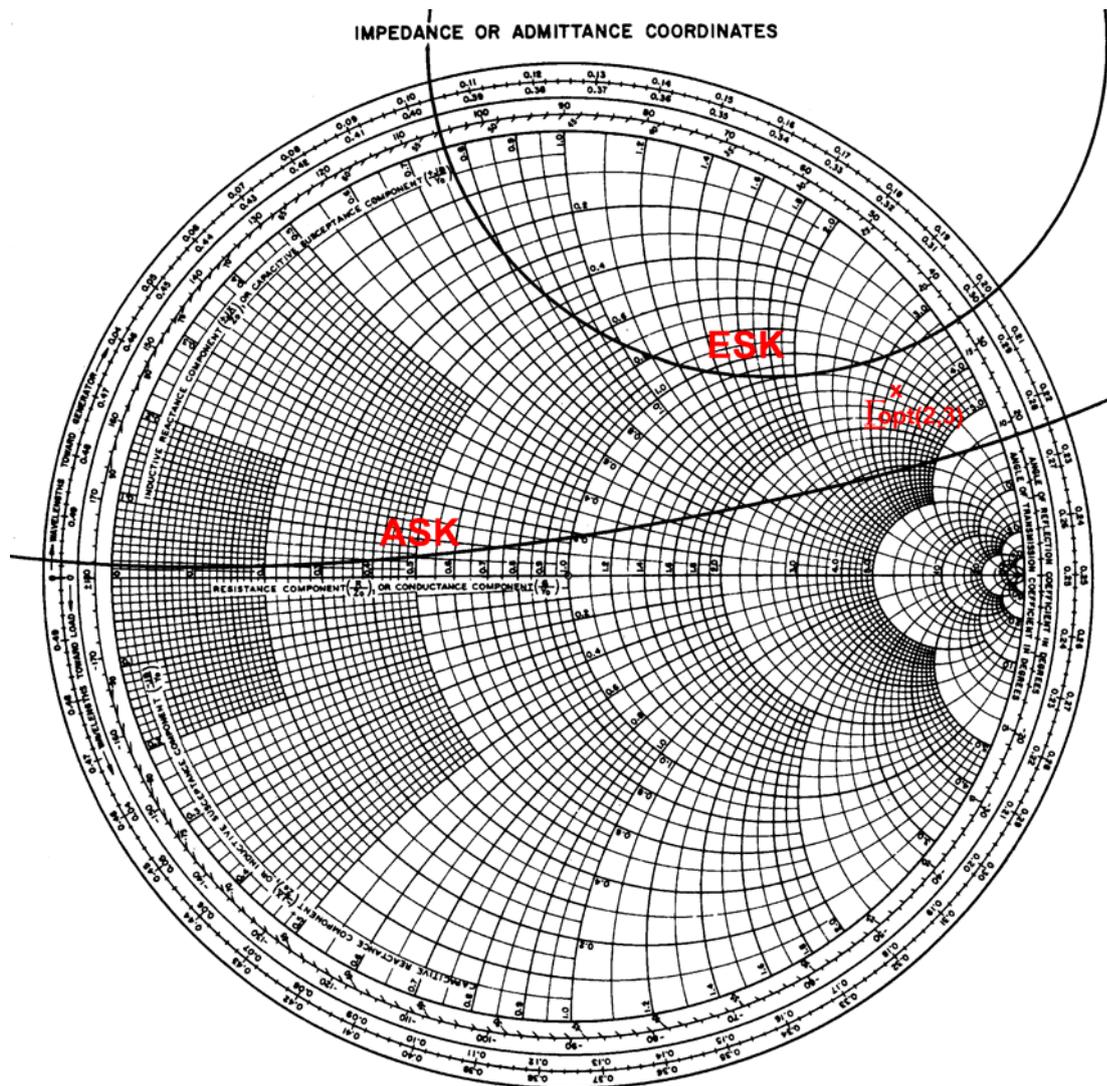


Abb. 6.1.2: Ein- und Ausgangsstabilitätskreise des Transistors MGFC4419G bei $f = 6\text{GHz}$

6.1.3 ANALYSE DER STABILITÄTSKREISE DER TRANSISTOREN

Bei der Rauschanpassung wird der Reflexionsfaktor Γ_{opt} jeweils in den ausgangsseitigen Reflexionsfaktor der vorhergehenden Stufe transformiert. Wie aus den Abbildungen 6.1.1 und 6.1.2 hervorgeht sind beide Transistoren nur bedingt stabil. Außerdem liegen die Reflexionsfaktoren Γ_{opt} beider Transistoren in der Nähe der instabilen Bereiche. Das bedeutet, daß ohne weitere Maßnahmen eine Rauschanpassung der Transistoren kritisch ist, bzw. eine Schwingungsneigung des Verstärkers nicht ausgeschlossen werden kann. Es ist also eine äußere Beschaltung der Transistoren zu finden, die die Stabilität in einem größeren Bereich bzw. in der gesamten komplexen Impedanzebene gewährleistet.

6.2 STABILISIERUNG DER TRANSISTOREN

Um eine Selbsterregung einzelner Verstärkerstufen bzw. des gesamten Verstärkers zu vermeiden gibt es drei Möglichkeiten:

1. Der Transistor und die Quelle bzw. die Last werden fehlangepasst.
2. Der Transistor wird mit verlustbehafteten Widerständen am Eingang und/oder Ausgang beschaltet, so daß für den auf diese Weise neu entstandenen Transistorvierpol $K \geq 1$ gilt.
3. Durch ein nicht resistives, externes Rückkopplungsnetzwerk wird die interne Rückwirkung des Transistors neutralisiert, so daß für den auf diese Weise neu entstandenen Transistorvierpol $K \geq 1$ gilt.

Die erste Alternative kann nicht gewählt werden, da die Transistoren rauschangepasst werden sollen und daher die Reflexionsfaktoren Γ_{opt} für die Eingangsanpassung bereits vorgegeben sind. Wie bereits in Abschnitt 6.1.3 festgestellt wurde, ist damit ein stabiler Betrieb nicht gewährleistet.

Die zweite Möglichkeit ist für einen rauscharmen Verstärker nicht geeignet, da der Transistor mit resistiven Elementen beschaltet werden muß, wodurch das Rauschen erhöht wird.

Mit der dritten Alternative ist es möglich die Transistoren an die gegebenen Reflexionsfaktoren Γ_{opt} rauschanzupassen, ohne das Rauschen zu erhöhen. Im Zusammenhang mit Neutralisation unterscheidet man Rückkopplung als Mitkopplung oder Gegenkopplung auf den Eingang des Transistors.

An dieser Stelle sei noch angemerkt, daß bei einer Rauschanpassung im allgemeinen mit einem schlechten VSWR zu rechnen ist. Um dennoch ein besseres VSWR zu erzielen, ist es wünschenswert eine Beschaltung zu finden, die die Reflexionsfaktoren für niedriges VSWR und minimales Rauschen näher zusammenbringt.

6.2.1 STABILISIERUNG DURCH INDUKTIVE STROMGEGENKOPPLUNG

Eine geeignete Maßnahme für die Stabilisierung der Transistoren und Verbesserung des VSWR der Transistoren bei Rauschanpassung ist die induktive Stromgegenkopplung. Für einen rauscharmen Verstärker hat sie den großen Vorteil, daß kein zusätzliches Rauschen durch resistive bzw. verlustbehaftete Elemente verursacht wird und die Rauschoptimierungsparameter der Transistoren erhalten bleiben. Erreicht wird dies durch Einfügen einer Induktivität zwischen dem Source-Anschluß des Transistors und der Masse. Benutzt man

das vereinfachte Ersatzschaltbild für den Transistor, dann ergibt sich für die Eingangsimpedanz $\underline{z}_{\text{EIN}}$ nach Abb. 6.2.1:

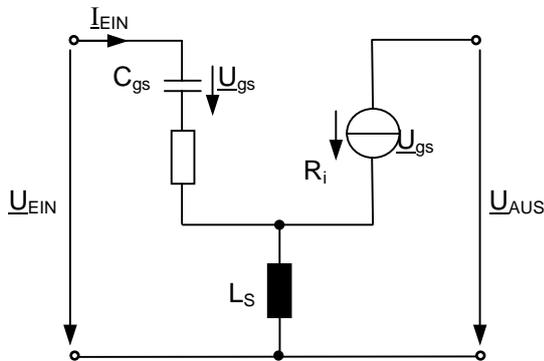


Abb. 6.2.1: Vereinfachtes Transistorersatzschaltbild mit induktiver Rückkopplung

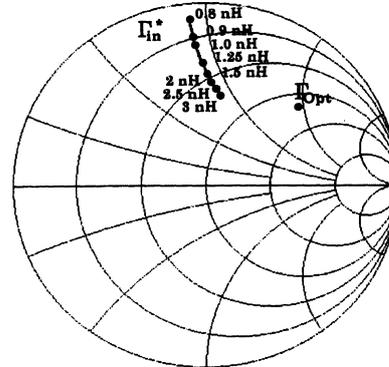


Abb. 6.2.2: Verbesserung des VSWR durch induktive Rückkopplung

$$\underline{z}_{\text{EIN}} = \frac{U_{\text{EIN}}}{I_{\text{EIN}}} = R_i + \frac{g_m \cdot L_s}{C_{gs}} + j \cdot \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_{gs}} \right) = R_i + R_a + j \cdot (X_{L_s} - X_{C_{gs}}) \quad (\text{Gl. 6.2.1})$$

Ohne die Serieninduktivität L_s ergibt sich für die Eingangsimpedanz $\underline{z}_{\text{EIN}} = R_i - j \cdot X_{C_{gs}}$. Durch das Einfügen der Serieninduktivität L_s wird $R_a + j \cdot X_{L_s} = g_m \cdot L_s / C_{gs} + (j \cdot \omega \cdot L_s)$ zur Eingangsimpedanz des Transistors hinzuaddiert [24]. Dadurch wird der Realteil der Eingangsimpedanz erhöht, der Imaginärteil bleibt nahezu unbeeinflusst. Die Folge davon ist, wie in Abb. 6.2.2 an einem Beispiel dargestellt, daß die Reflexionsfaktoren für die Rauschanpassung und Eingangsanpassung näher zusammenrücken und dadurch bei einer Rauschanpassung ein besseres VSWR erzielt wird. Diese Methode hat jedoch negative Auswirkungen auf die Verstärkung. Mit steigender Gegenkopplung reduziert sich die Leistungsverstärkung des Transistors. Deshalb muß ein Kompromiß zwischen VSWR und Rauschzahl der Verstärkerstufe gefunden werden. Um den Stabilitätsfaktor eines Transistors mit einer Serieninduktivität L_s zu berechnen, geht man folgendermaßen vor:

- Die s-Parameter des Transistors werden anhand der Transformationsgleichungen im Anhang B3 in z-Parameter umgewandelt.
- Die z-Parameter der Serieninduktivität L_s erhält man nach Anhang B4.
- Die z-Parameter des Transistors und der Serieninduktivität L_s werden nach den Regeln der Matrizenaddition addiert.
- Die z-Parameter des Gesamtvierpols werden unter Anwendung der Transformationsgleichungen im Anhang B3 in s-Parameter umgewandelt.

Für diese Prozedur wurde in Mathcad eine Routine programmiert, womit man den Stabilitätsfaktor beider verwendeter Transistoren in Abhängigkeit von der Serieninduktivität L_s graphisch darstellen kann. Da die gesuchten Induktivitäten in der Größenordnung von wenigen nH liegen, werden sie nicht mit gewickelten Spulen, sondern mit kurzen Bonddrähten zwischen Bondpad des Transistors und der Masse realisiert. Die Bonddrähte bestehen aus reinem Gold und haben einen Durchmesser von $17.5 \mu\text{m}$. Die Umrechnung der Induktivität in die Bonddrahtlänge erfolgt nach Abb. 6.2.3. Die Berechnung dieser Umrechnungsfunktion befindet sich im Anhang D3.

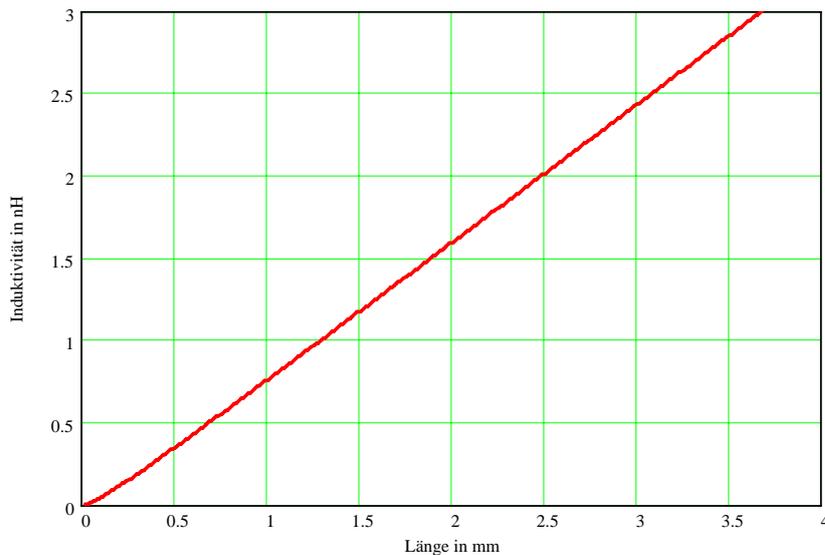


Abb. 6.2.3: Induktivität eines Bonddrahtes in Abhängigkeit von der Bonddrahtlänge

6.2.2 STABILISIERUNG DES TRANSISTORS DER 1. STUFE

Durch eine induktive Stromgegenkopplung soll nun für die Mittenfrequenz $f = 6\text{GHz}$ absolute Stabilität gewährleistet werden. Mit Mathcad wurde ein Programm geschrieben, um die Stabilität in Abhängigkeit von der Serieninduktivität L_S darzustellen. Die Abb. 6.2.4 zeigt das Ergebnis dieser Berechnung. Die Berechnung ist im Anhang D4 zu finden.

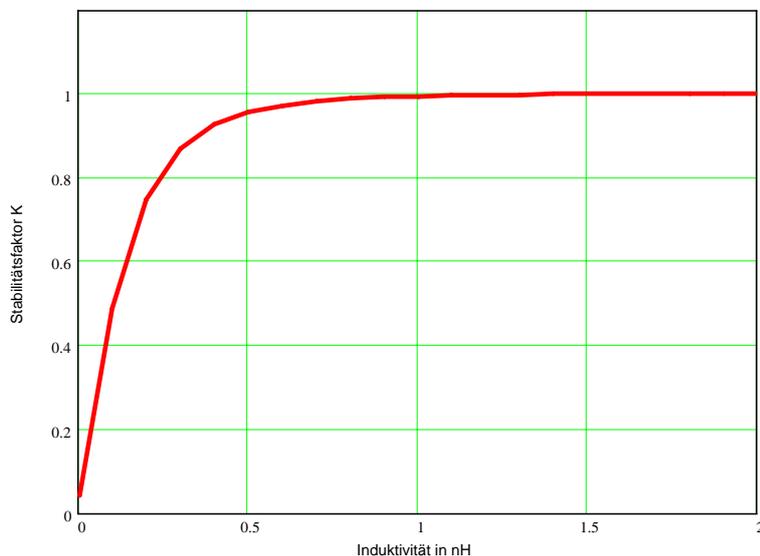


Abb. 6.2.4: Stabilität des Transistors der ersten Stufe (TRW160 μm) in Abhängigkeit von der Serieninduktivität L_S

Aus dem Diagramm kann abgelesen werden, daß der Transistor mit einer Serieninduktivität von $L_S \geq 1.1\text{nH}$ einen Stabilitätsfaktor von $K = 1$ besitzt. Um die Verstärkung nicht zu reduzieren, wird dieser Wert für die Serieninduktivität L_S gewählt. Der Transistor besitzt zwei (gegenüberliegende) Sourcepads. Das heißt, die errechnete Serieninduktivität L_S muß auf zwei parallele Bonddrähte umgerechnet werden. Das ergibt bei gleicher Bonddrahtlänge die doppelte errechnete Serieninduktivität L_S . Nach Abb. 6.2.3 ergibt sich dann für die Bonddrähte jeweils eine Länge von 2.7mm.

6.2.3 STABILISIERUNG DES TRANSISTORS DER 2. UND 3. STUFE

Nach der gleichen Vorgehensweise wie für den Transistor der ersten Stufe, werden die Transistoren der zweiten und der dritten Stufe durch eine induktive Gegenkopplung stabilisiert. Die Stabilität in Abhängigkeit von der Serieninduktivität L_S wird in Abb. 6.2.5 dargestellt. Die vollständige Berechnung ist im Anhang D5 zu finden.

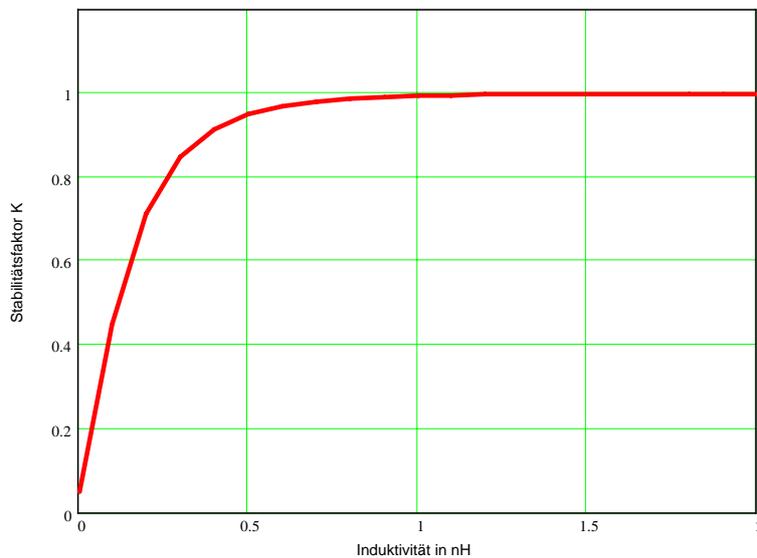


Abb. 6.2.5: Stabilität des Transistors der zweiten und dritten Stufe (MGFC4419G) in Abhängigkeit von der Serieninduktivität L_S

Aus dem Diagramm kann man ablesen, daß der Transistor für die zweite und dritte Stufe bei einer Beschaltung mit einer Serieninduktivität von $L_S \geq 1.2\text{nH}$ einen Stabilitätsfaktor von $K = 1$ besitzt. Auch in diesem Fall wird um die Verstärkung nicht zu beeinträchtigen $K = 1$ gewählt. Hier ergibt sich für die Länge eines Bonddrahtes ein Wert von 3.0mm.

6.2.4 NEUE S-PARAMETER DER TRANSISTOREN MIT SERIENINDUKTIVITÄT L_S

Für die weitere Berechnung des Verstärkers ergibt sich ein Ersatzschaltbild der Transistorvierpole nach Abb. 6.2.6.

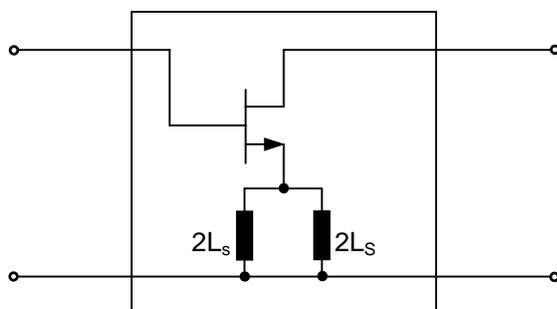


Abb. 6.2.6: Ersatzschaltbild der Transistorvierpole mit Serieninduktivität L_S

Durch das Einfügen der Serieninduktivität L_S haben sich die s-Parameter der Transistorvierpole geändert. Die DC- und Rauschparameter bleiben erhalten.

Für die neuen s-Parameter erhält man:

TRW160 μ m (mit $L_S = 1.1$ nH):

MGFC4419G (mit $L_S = 1.2$ nH):

$$\begin{array}{ll} \underline{s}_{11} = 0.75 \angle -16.43^\circ & \underline{s}_{12} = 0.17 \angle 85.86^\circ \\ \underline{s}_{21} = 1.98 \angle 92.31^\circ & \underline{s}_{22} = 0.75 \angle -0.56^\circ \end{array} \quad \begin{array}{ll} \underline{s}_{11} = 0.78 \angle -11.7^\circ & \underline{s}_{12} = 0.12 \angle 89.97^\circ \\ \underline{s}_{21} = 1.89 \angle 93.07^\circ & \underline{s}_{22} = 0.82 \angle -3.5^\circ \end{array}$$

Mit diesen s-Parametern werden nun die Ein- und Ausgangsstabilitätskreise der Transistoren mit Serieninduktivität L_S berechnet.

6.2.5 STABILITÄTSKREISE DES TRANSISTORS DER 1. STUFE MIT L_S

Für die Mittelpunkte und Radien der Stabilitätskreise des Transistors der 1.Stufe erhält man (Berechnungen im Anhang D6):

$$M_{ESK} = 0.461 \angle -125.61^\circ \quad R_{ESK} = 1.448 \quad M_{ASK} = 0.464 \angle -141.69^\circ \quad R_{ASK} = 1.451$$

Im Smith-Chart erhält man mit diesen Daten die in Abb. 6.2.7 dargestellten Stabilitätskreise.

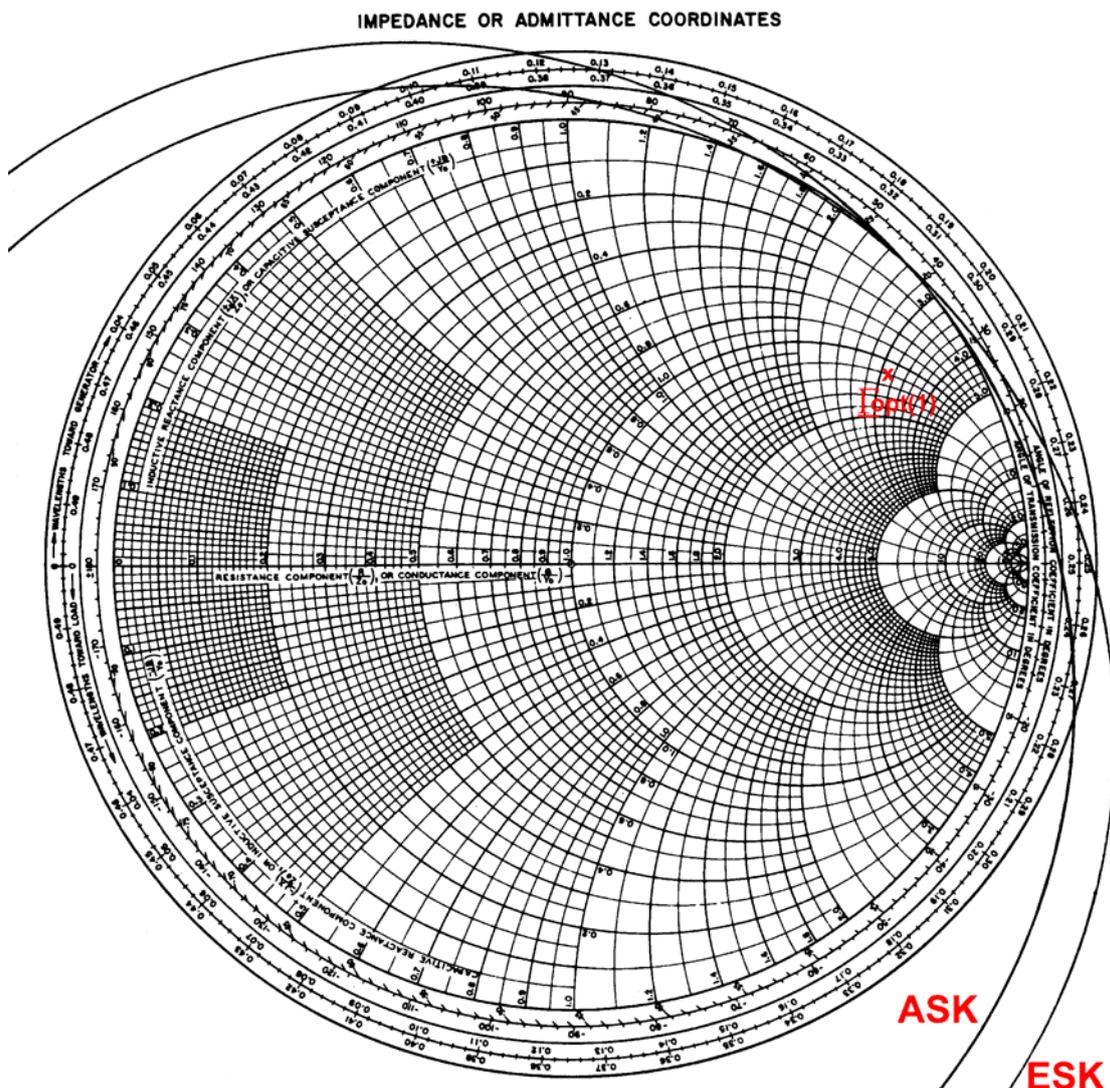


Abb. 6.2.7: Ein- und Ausgangsstabilitätskreise des TRW160 μ m mit Serieninduktivität $L_S = 1.1$ nH bei $f = 6$ GHz

6.2.6 STABILITÄTSKREISE DES TRANSISTORS DER 2. UND 3. STUFE MIT L_S

Für die Mittelpunkte und Radien der Stabilitätskreise des Transistors der 2. und 3. Stufe erhält man (Berechnungen im Anhang D7):

$$M_{ESK} = 0.768 \angle -131.87^\circ \quad R_{ESK} = 1.776 \quad M_{ASK} = 2.558 \angle -156.62^\circ \quad R_{ASK} = 3.563$$

Im Smith-Chart erhält man mit diesen Daten die in Abb. 6.2.8 dargestellten Stabilitätskreise.

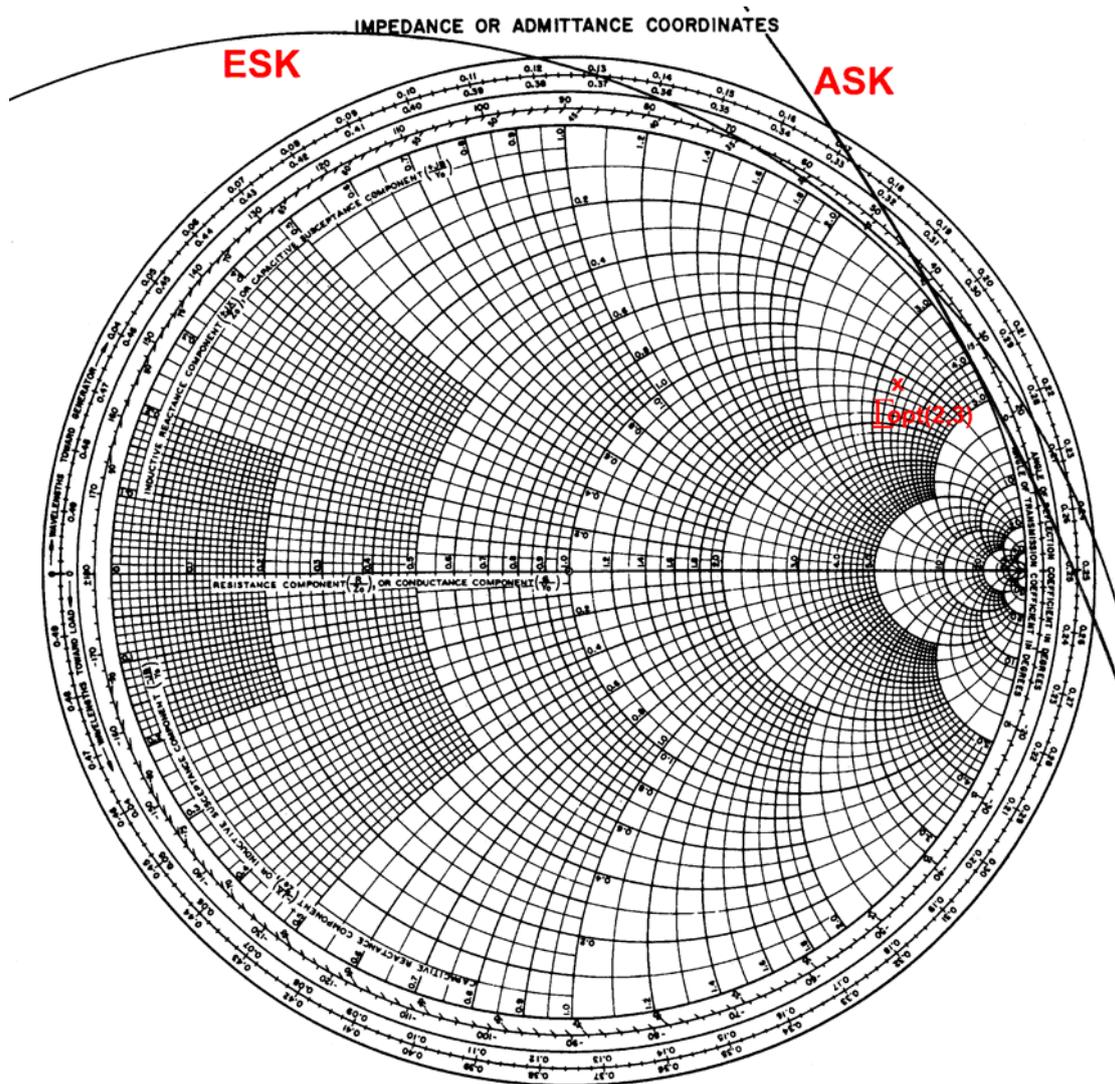


Abb. 6.2.8: Ein- und Ausgangsstabilitätskreise des MGFC4419G mit Serieninduktivität $L_S = 1.2\text{nH}$ bei $f = 6\text{GHz}$

Nach den Abbildungen 6.2.7 und 6.2.8 ist festzustellen, daß beide Transistoren die mit der Serieninduktivität L_S beschalteten wurden, sowohl eingangsseitig als auch ausgangsseitig die Bedingung für die absolute Stabilität erfüllen. Das bedeutet, daß die Ein- und Ausgangsreflexionsfaktoren Γ_{opt} und s_{22}' beliebige Werte annehmen dürfen, ohne daß ein Transistor instabil wird. Deshalb werden in den folgenden Smith-Charts keine instabilen Bereiche gekennzeichnet.

6.3 VERSTÄRKUNG DER TRANSISTOREN

Mit den neuen s-Parametern kann die Verstärkung der einzelnen Transistorstufen und damit die Gesamtverstärkung des Verstärkers ermittelt werden. Die Verstärkung der Transistorstufen berechnet sich bei einer Rauschanpassung nach Gleichung 4.5.1, wenn $\Gamma_S = \Gamma_{opt}$ gewählt wird (Berechnungen im Anhang D8 und D9):

$$G_A = \frac{|s_{21}|^2 (1 - |\Gamma_{opt}|^2)}{(1 - |s_{22}|^2) + |\Gamma_{opt}|^2 (|s_{11}|^2 - |\Delta|^2) - 2\text{Re}\{\Gamma_{opt} (s_{11} - \Delta s_{22}^*)\}}$$

Daraus errechnet sich für die erste Stufe eine Verstärkung von 10.17dB und für die zweite und dritte Stufe jeweils eine Verstärkung von 10.16dB. Die zu erwartende Verstärkung des Verstärkers beträgt also bei Rauschanpassung 30.49dB.

6.4 RAUSCHFAKTOR UND RAUSCHTEMPERATUR DES VERSTÄRKERS

Der Rauschfaktor F_{ges} der kaskadierten Transistorstufen ergibt sich nach Gleichung 3.7.6:

$$F_{ges} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{A1}G_{A2}}$$

mit

$G_{A1} = 10.17\text{dB} = 10.399$	$F_1 = 0.0288 \text{ dB} = 1.0067$
$G_{A2} = 10.16\text{dB} = 10.375$	$F_2 = 0.0262 \text{ dB} = 1.0061$
$G_{A3} = 10.16\text{dB} = 10.375$	$F_3 = 0.0262 \text{ dB} = 1.0061$

erhält man einen Rauschfaktor von 1.0073. Dies entspricht einer Rauschzahl von 0.0318dB.

Die Rauschtemperatur berechnet sich nach Gleichung 3.6.3:

$$T_{ges} = (F - 1)T_0$$

Mit $T_0 = 290\text{K}$ und $F = 1.0073$ erhält man eine Rauschtemperatur von 2.12K.

6.5 ENTWICKLUNG DER ANPASSUNGSNETZWERKE

Die Forderung nach einem extrem rauscharmen Verstärker setzt eine Rauschanpassung der Transistorstufen voraus. Zur Rauschanpassung der einzelnen Transistorstufen benötigt man die Reflexionsfaktoren Γ_{opt} für eine minimale Rauschzahl, sowie die Ausgangsreflexionsfaktoren \underline{s}_{22}' der Transistorvierpole die sich für die Reflexionsfaktoren Γ_{opt} ergeben. In Abb. 6.5.1 ist ein dreistufiger Verstärker mit den Anpassungsnetzwerken NAIN, NA12, NA23 und NA-OUT sowie den Reflexionsfaktoren zur Rauschanpassung dargestellt.

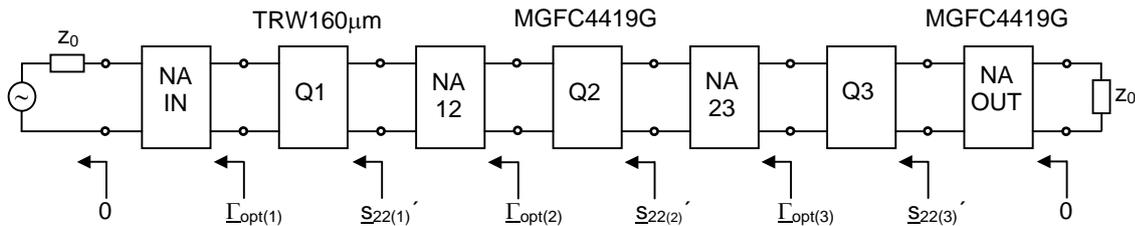


Abb. 6.5.1: Dreistufiger Verstärker mit Anpassungsnetzwerken und Reflexionsfaktoren zur Rauschanpassung

Die Ausgangsreflexionsfaktoren \underline{s}_{22}' errechnen sich bei einer Rauschanpassung nach Gleichung 4.4.4, wenn $\Gamma_S = \Gamma_{\text{opt}}$ gewählt wird:

$$\underline{s}_{22}' = \underline{s}_{11} + \frac{\underline{s}_{12} \underline{s}_{21} \Gamma_{\text{opt}}}{1 - \underline{s}_{22} \Gamma_{\text{opt}}}$$

Die Ausgangsreflexionsfaktoren \underline{s}_{22}' können in eine Ausgangsimpedanz \underline{z}_{22}' umgerechnet werden durch:

$$\underline{z}_{22}' = \left\{ \frac{(1 - |\underline{s}_{22}'|^2)}{1 + |\underline{s}_{22}'|^2 - 2|\underline{s}_{22}'| \cos(\angle \underline{s}_{22}')} + j \frac{2|\underline{s}_{22}'| \sin(\angle \underline{s}_{22}')} {1 + |\underline{s}_{22}'|^2 - 2|\underline{s}_{22}'| \cos(\angle \underline{s}_{22}')} \right\} Z_0$$

Somit erhält man für die Ausgangsreflexionsfaktoren \underline{s}_{22}' und Ausgangsimpedanzen \underline{z}_{22}' (Berechnungen im Anhang D10 und D11):

$$\begin{array}{lll} \underline{s}_{22(1)'} = 0.611 \angle -54.18^\circ & \underline{z}_{22(1)'} = (47.62 - j 75.28) \Omega & \text{mit } \Gamma_{\text{opt}(1)} = 0.8173 \angle 31.6^\circ \\ \underline{s}_{22(2)'} = 0.748 \angle -35.23^\circ & \underline{z}_{22(2)'} = (65.29 - j 127.81) \Omega & \text{mit } \Gamma_{\text{opt}(2)} = 0.8333 \angle 30.2^\circ \\ \underline{s}_{22(3)'} = 0.748 \angle -35.23^\circ & \underline{z}_{22(3)'} = (65.29 - j 127.81) \Omega & \text{mit } \Gamma_{\text{opt}(3)} = 0.8333 \angle 30.2^\circ \end{array}$$

Mit diesen Angaben werden als nächstes die Anpassungsnetzwerke im Smith-Chart entworfen. Bei der Transformation der Reflexionsfaktoren bzw. der Impedanzen liefert grundsätzlich das Netzwerk mit dem kürzesten Transformationsweg die geringsten Verluste und die größte Bandbreite. Die Substrate bzw. die Anpassungsnetzwerke werden in einen Kanal im Verstärkergehäuse eingepaßt, deren Breite durch die Hohlleiterwellenlänge λ_H gegeben ist. Die maximale Breite der Mikrostreifenleitungen ist dadurch festgelegt. Bei der Herstellung von sehr schmalen Mikrostreifenleitungen besteht technologisch bedingt eine Auflösungsgrenze, die bei der Entwicklung der Netzwerke im Smith-Chart berücksichtigt werden muß. Mit dem verwendeten Substrat und Gehäuse dürfen die Mikrostreifenleitungen bei einer Frequenz von 6GHz einen Wellenwiderstand in der Größenordnung etwa 10Ω - 200Ω besitzen. Die Gesamtlänge aller Substrate ist durch die Länge des Gehäuses vorgegeben. Durch eine Verlängerung bzw. Verkürzung der ein- und ausgangsseitigen 50Ω -Leitungen kann die Gesamtlänge der Substrate auf die vorgegebene Länge des Gehäuses abgestimmt werden.

6.5.1 ENTWICKLUNG DES ANPASSUNGSNETZWERKES NAIN

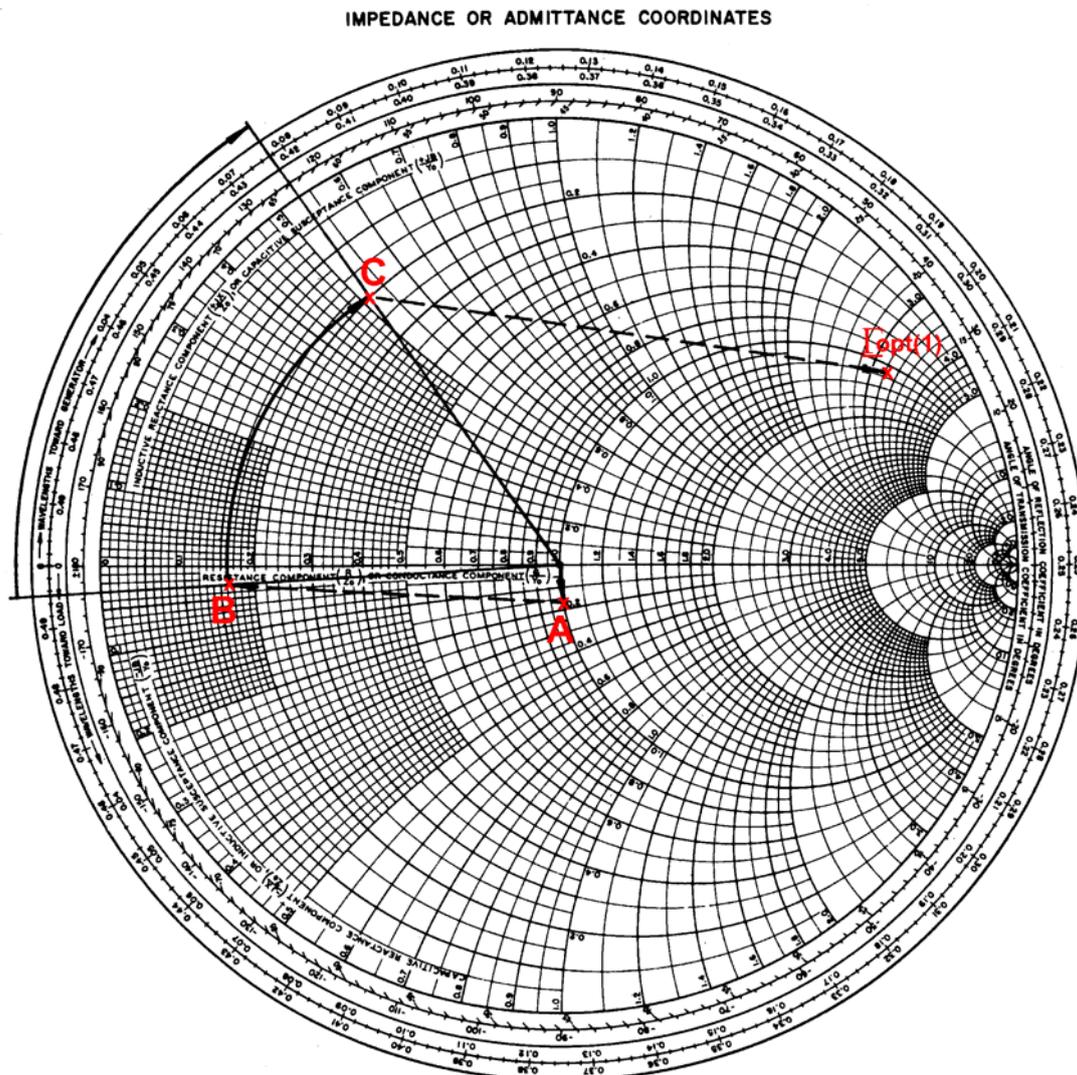


Abb. 6.5.2: Entwicklung des Anpassungsnetzwerkes NAIN – Transformation von $\Gamma_{\text{opt}(1)}$ nach 0

- Mit einer 50Ω -Leitung wird das HF-Signal auf einen Kondensator C_1 geführt. Dieser Kondensator dient der Gleichstromkopplung. Für C_1 wird eine Kapazität von 3pF gewählt. Bei $f = 6\text{GHz}$ ergibt sich dann für C_1 eine Reaktanz von $X_{C_1} = -8.84\Omega$. Diese Reaktanz wird auf 50Ω normiert. Damit ergibt sich: $X_{C_1}/50\Omega = -0.177$. Entlang der Kreise konstanter Resistenzen wird vom Ursprung des Smith-Charts zu Punkt A die Strecke $-j0.177$ zurückgelegt. Der Punkt A besitzt die normierte Impedanz $\underline{z}_A/50\Omega = (1-j0.177)$.
- Die Impedanz des Punktes A wird auf 300Ω renormiert. Dies führt Punkt A in Punkt B mit der auf 300Ω normierten Impedanz $\underline{z}_B/300\Omega = (0.167-j0.029)$.
- Mit einer 300Ω -Leitung der Länge $l = 0.0817\lambda$ wird Punkt B um den Ursprung in den Punkt C transformiert. Punkt C hat die normierte Impedanz $\underline{z}_C/300\Omega = (0.200+j0.518)$.
- Eine Renormierung der Impedanz \underline{z}_C auf 50Ω führt zum Reflexionsfaktor $\Gamma_{\text{opt}(1)}$.

6.5.2 ENTWICKLUNG DES ANPASSUNGSNETZWERKES NA12

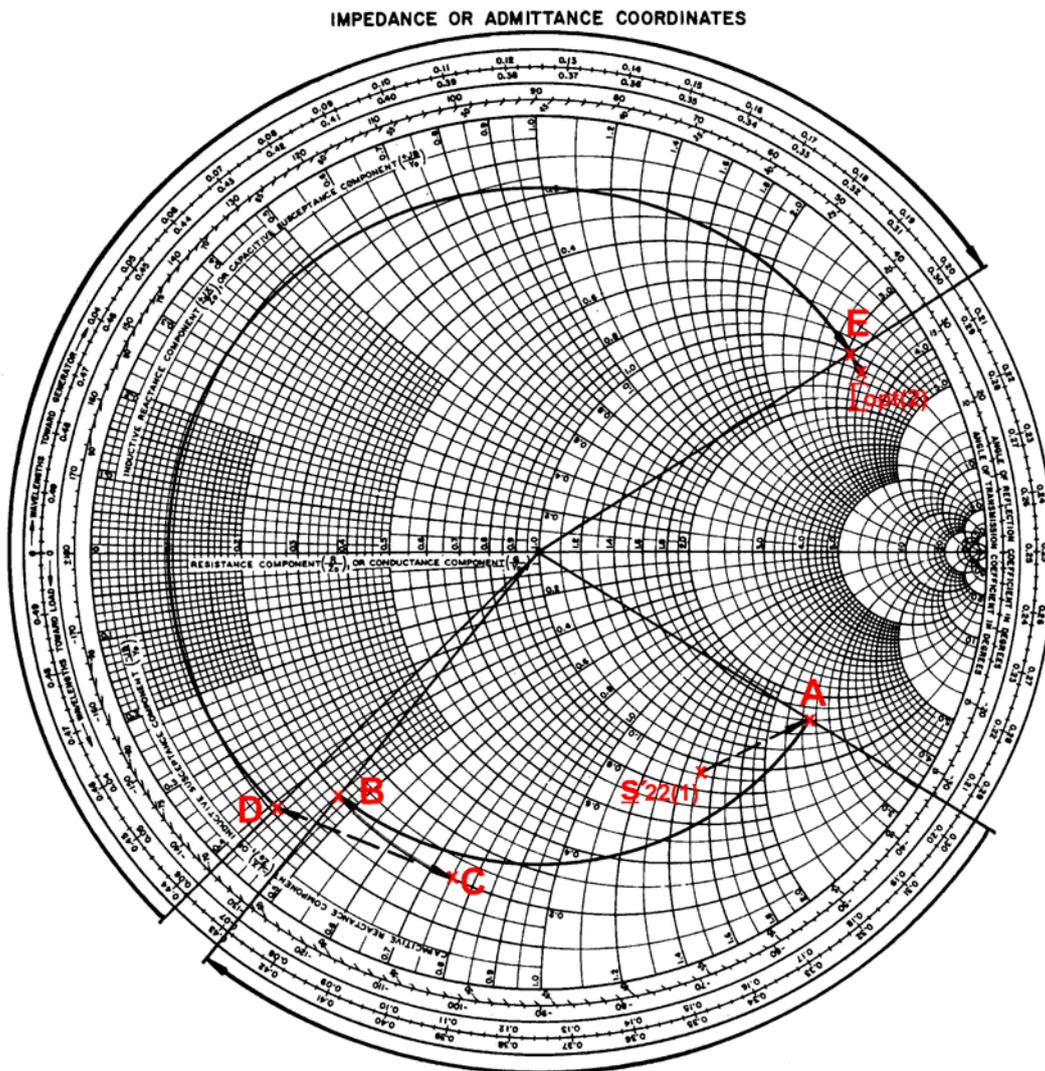


Abb. 6.5.3: Entwicklung des Anpassungsnetzwerkes NA12 – Transformation von $\underline{s}_{22(1)}$ nach $\underline{\Gamma}_{\text{opt}(2)}$

- Dem Reflexionsfaktor $\underline{s}_{22(1)}$ entspricht eine norm. Impedanz $\underline{z}_{22(1)}/50\Omega = (0.952-j1.506)$. Diese Impedanz wird auf 30Ω renormiert und führt somit zu Punkt A mit der normierten Impedanz $\underline{z}_A/30\Omega = (1.587-j2.509)$.
- Mit einer 30Ω -Leitung der Länge $l = 0.133\lambda$ wird Punkt A um den Ursprung in den Punkt B mit der normierten Impedanz $\underline{z}_B/30\Omega = (0.200-j0.460)$ transformiert.
- Ein Koppelkondensator $C_2 = 3\text{pF}$ mit einer normierten Reaktanz $X_{C_2}/30\Omega = -0.295$ führt Punkt B entlang der Kreise konstanter Resistenzen zu Punkt C mit der normierten Impedanz $\underline{z}_C/30\Omega = (0.200-j0.755)$.
- Eine Renormierung der Impedanz \underline{z}_C auf 55Ω führt zu Punkt D mit der normierten Impedanz $\underline{z}_D/55\Omega = (0.109-j0.409)$.
- Eine 55Ω -Leitung mit einer Länge von $l = 0.267\lambda$ transformiert Punkt D zu Punkt E mit der normierten Impedanz $\underline{z}_E/55\Omega = (1.096+j3.003)$.
- Eine Renormierung von \underline{z}_E auf 50Ω führt zum Reflexionsfaktor $\underline{\Gamma}_{\text{opt}(2)}$.

6.5.3 ENTWICKLUNG DES ANPASSUNGSNETZWERKES NA23

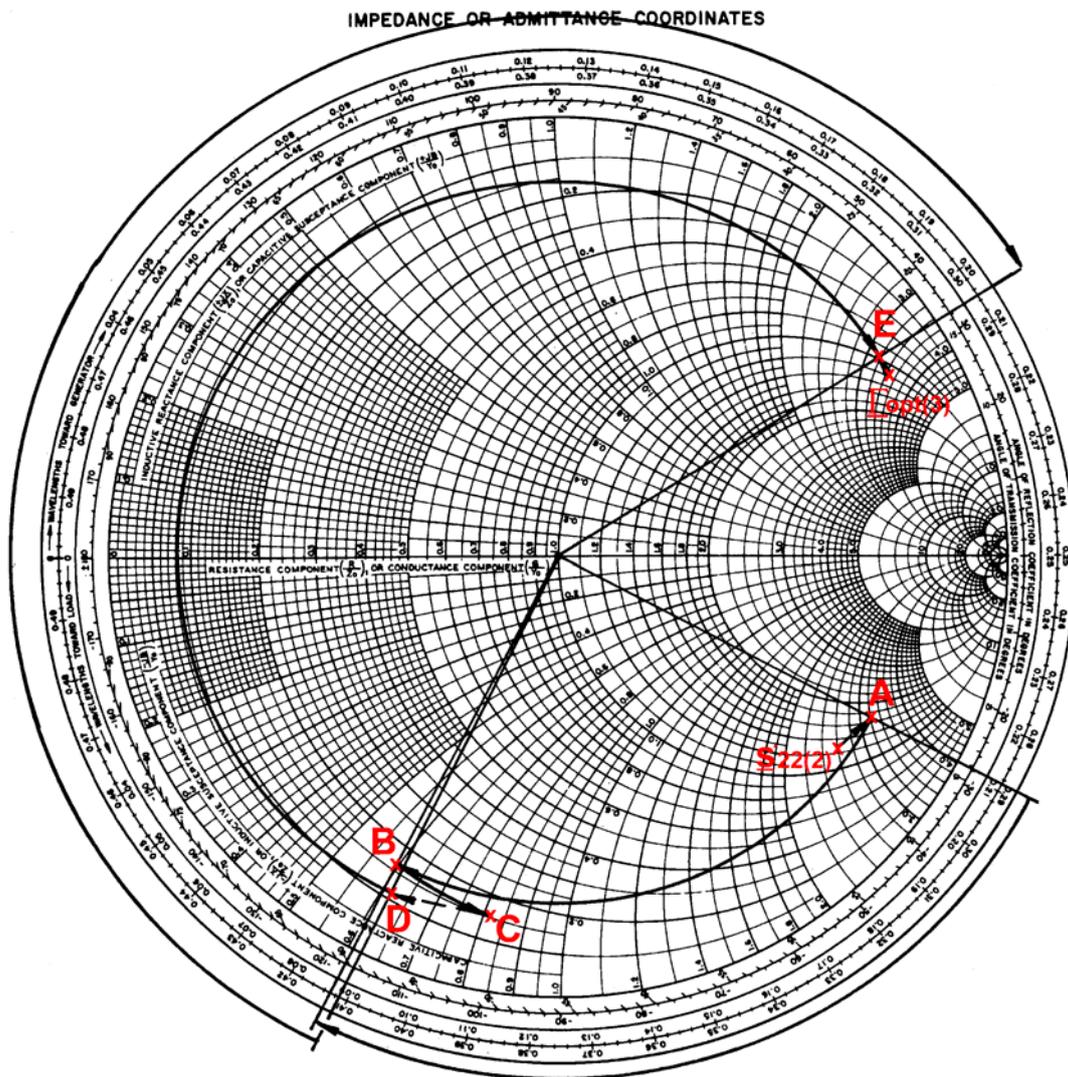


Abb. 6.5.4: Entwicklung des Anpassungsnetzwerkes NA23 – Transformation von $\underline{s}_{22(2)}$ nach $\underline{\Gamma}_{\text{opt}(3)}$

- Dem Reflexionsfaktor $\underline{s}_{22(2)}$ entspricht die norm. Impedanz $\underline{z}_{22}/50\Omega = (1.306-j2.556)$. Diese Impedanz wird auf 40Ω renormiert und führt somit zu Punkt A mit der Impedanz $\underline{z}_A/40\Omega = (1.632-j3.195)$.
- Mit einer 40Ω -Leitung der Länge $l = 0.125\lambda$ wird Punkt A um den Ursprung in den Punkt B mit der normierten Impedanz $\underline{z}_B/40\Omega = (0.170-j0.600)$ transformiert.
- Ein Koppelkondensator $C_3 = 3\text{pF}$ mit einer normierten Reaktanz $X_{C3}/40\Omega = -0.221$ führt Punkt B entlang der Kreise konstanter Resistenzen zu Punkt C mit der normierten Impedanz $\underline{z}_C/40\Omega = (0.170-j0.821)$.
- Eine Renormierung der Impedanz \underline{z}_C auf 52.6Ω führt zu Punkt D mit der normierten Impedanz $\underline{z}_D/52.6\Omega = (0.120-j0.620)$.
- Eine 52.6Ω -Leitung mit einer Länge von $l = 0.294\lambda$ transformiert Punkt D zu Punkt E mit der normierten Impedanz $\underline{z}_E/52.6\Omega = (1.146+j3.141)$.
- Eine Renormierung von \underline{z}_E auf 50Ω führt zum Reflexionsfaktor $\underline{\Gamma}_{\text{opt}(3)}$.

6.5.4 ENTWICKLUNG DES ANPASSUNGSNETZWERKES NAOUT

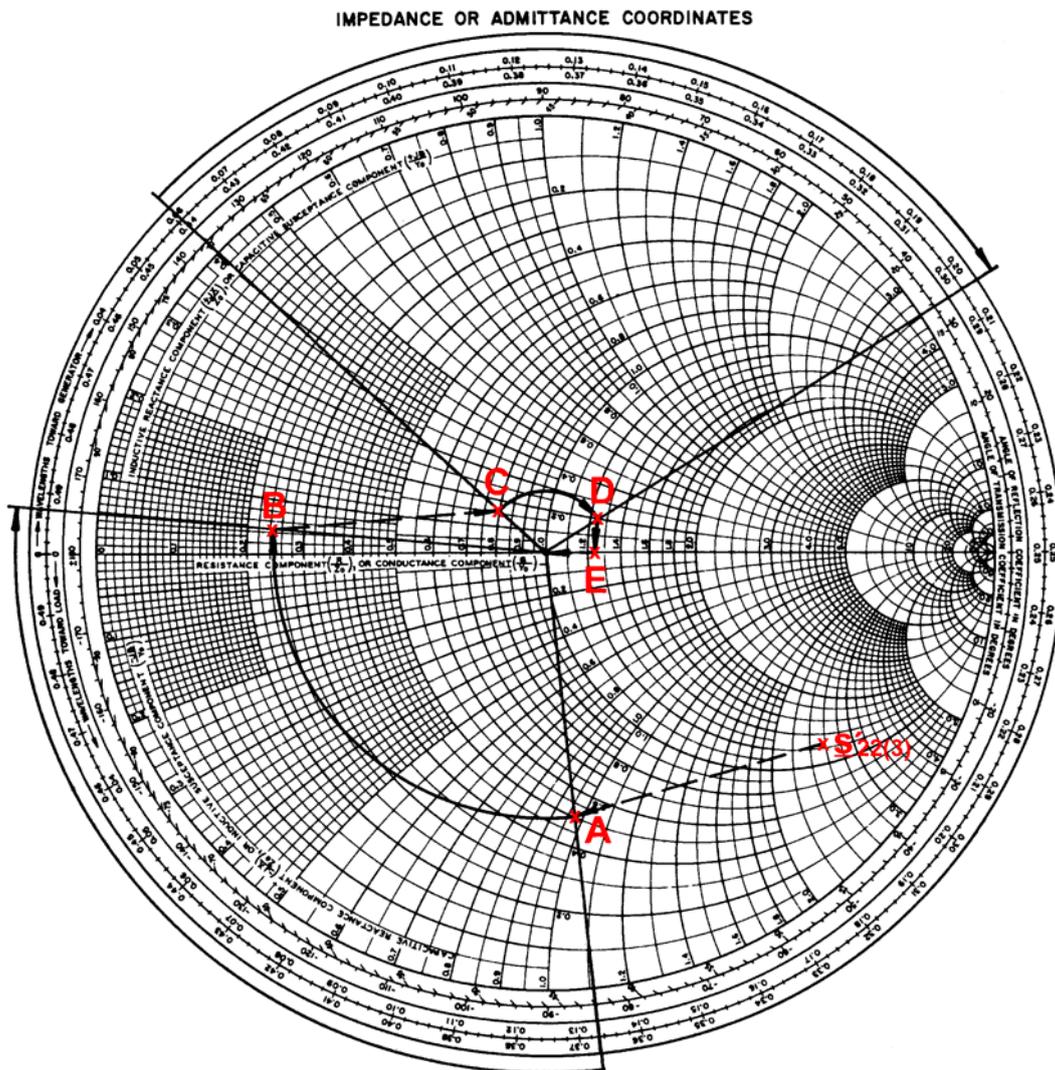


Abb. 6.5.5: Entwicklung des Anpassungsnetzwerkes NAOUT – Transformation von $\underline{s}_{22(3)}$ nach 0

- Dem Reflexionsfaktor $\underline{s}_{22(3)}$ entspricht die norm. Impedanz $\underline{z}_{22}/50\Omega = (1.306-j2.556)$. Diese Impedanz wird auf 130Ω renormiert und führt somit zu Punkt A mit der Impedanz $\underline{z}_A/130\Omega = (0.502-j0.983)$.
- Mit einer 130Ω -Leitung der Länge $l = 0.140\lambda$ wird Punkt A um den Ursprung in den Punkt B mit der normierten Impedanz $\underline{z}_B/130\Omega = (0.250-j0.050)$ transformiert.
- Die Impedanz im Punkt B \underline{z}_B wird auf 40Ω renormiert und führt zu Punkt C mit der normierten Impedanz $\underline{z}_C/40\Omega = (0.813-j0.163)$.
- Eine 40Ω -Leitung mit einer Länge von $l = 0.145\lambda$ transformiert Punkt C zu Punkt D mit der normierten Impedanz $\underline{z}_D/40\Omega = (1.250+j0.221)$.
- Ein Koppelkondensator $C_3 = 3\text{pF}$ mit einer normierten Reaktanz $X_{C3}/40\Omega = -0.221$ führt Punkt D entlang der Kreise konstanter Resistenzen zu Punkt E mit der normierten Impedanz $\underline{z}_E/40\Omega = (0.170-j0.000)$.
- Eine Renormierung von \underline{z}_E auf 50Ω führt zum Ursprung des Smith-Charts.

6.5.5 ZUSAMMENFASSUNG DER WERTE FÜR DIE ANPASSUNGSNETZWERKE

Im folgenden werden die ermittelten Werte der einzelnen Transformationselemente der Anpassungsnetzwerke zusammengefasst. Die sich aus den Transformationswegen im Smith-Chart ergebenden Anpassungsschaltungen sind in Abb. 6.5.6 dargestellt. Oberhalb der Elemente ist der zugehörige Transformationsweg im Smith-Chart angegeben.

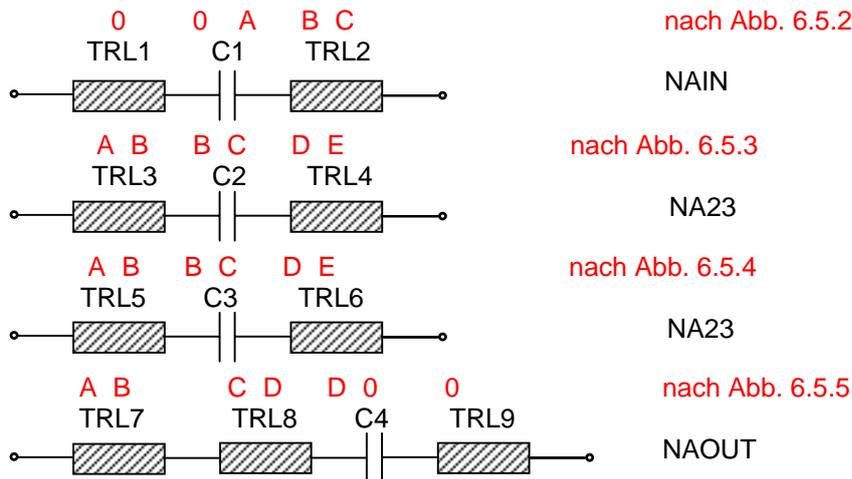


Abb. 6.5.6: Anpassungsnetzwerke des Verstärkers

Für die Bandmittenfrequenz $f = 6\text{GHz}$ ergeben sich:

TRL1 = $50.0\Omega \angle 11.0^\circ$	C1 = 3pF
TRL2 = $300.0\Omega \angle 29.4^\circ$	C2 = 3pF
TRL3 = $30.0\Omega \angle 48.0^\circ$	C3 = 3pF
TRL4 = $55.0\Omega \angle 96.0^\circ$	C4 = 3pF
TRL5 = $40.0\Omega \angle 45.0^\circ$	
TRL6 = $52.6\Omega \angle 105.8^\circ$	
TRL7 = $130.0\Omega \angle 50.4^\circ$	
TRL8 = $40.0\Omega \angle 52.1^\circ$	
TRL9 = $50.0\Omega \angle 10.0^\circ$	

Mit den ermittelten Werten der Leitungselemente aus den Smith-Charts müssen nun die Parameter der äquivalenten Microstrip-Leitungen berechnet werden. Mit dem Software-Tool „Transmission-Line-Designer“ werden die Breiten W und die Längen P der Microstrip-Leitungen berechnet. Man erhält für die Breiten B und die Längen P :

TRL1 : $W = 0.404\text{mm}$	$P = 1.136\text{mm}$
TRL2 : $W = 0.002\text{mm}$	$P = 3.225\text{mm}$
TRL3 : $W = 0.813\text{mm}$	$P = 4.860\text{mm}$
TRL4 : $W = 0.350\text{mm}$	$P = 9.957\text{mm}$
TRL5 : $W = 0.555\text{mm}$	$P = 4.606\text{mm}$
TRL6 : $W = 0.374\text{mm}$	$P = 10.953\text{mm}$
TRL7 : $W = 0.062\text{mm}$	$P = 5.424\text{mm}$
TRL8 : $W = 0.555\text{mm}$	$P = 5.333\text{mm}$
TRL9 : $W = 0.404\text{mm}$	$P = 1.033\text{mm}$

6.6 GATE- UND DRAIN-BIAS-NETZWERKE

Zur Spannungsversorgung des Verstärkers ist ein Netzgerät verfügbar, welches Konstantströme von 0-15mA und Konstantspannungen von 0-3V liefern kann. Die Bias-Netzwerke sind das Bindeglied zwischen Spannungsquelle bzw. Netzgerät und Spannungsversorgung von Gate und Drain der Transistoren im Verstärker. Sie haben die Aufgabe den Innenwiderstand von wenigen Ohm der Spannungsquelle in einen unendlich großen Widerstand auf die Anpassungsnetzwerke zu transformieren, damit die Anpassung nicht durch den niedrigen Innenwiderstand der Spannungsquelle beeinflusst wird.

Die Stabilität des Empfängers kann im wesentlichen durch Störungen in der Spannungsversorgung der Transistorstufen des Verstärkers beeinträchtigt werden. Um höherfrequente Störungen zu vermeiden, besitzen die Bias-Netzwerke einen Tiefpaß-Charakter.

Für die Gate- und Drain-Bias-Netzwerke wurden Schaltungstopologien wie sie in Abb. 6.6.1 und 6.6.2 dargestellt werden, gewählt.

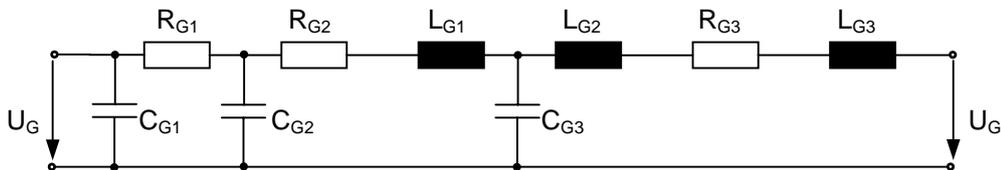


Abb. 6.6.1: Gate-Bias-Netzwerk

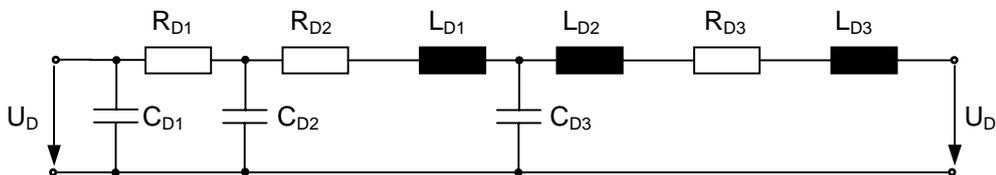


Abb. 6.6.2: Drain-Bias-Netzwerk

6.6.1 ENTWICKLUNG DER GATE- UND DRAIN-BIAS-NETZWERKE

Die Gate- und Drain-Bias-Netzwerke unterscheiden sich von ihren Schaltungstopologien nicht. Sie werden dennoch getrennt behandelt, da bei einer späteren Optimierung der Gesamtschaltung des Verstärkers die Werte der Bauelemente für die Gate-Bias-Netzwerke und Drain-Bias-Netzwerke unterschiedlich ausfallen könnten. Die Induktivitäten werden wie bei den Transistoren durch Bonddrähte realisiert. Die Umrechnung der Induktivitäten in die Bonddrahtlängen erfolgt nach Abbildung 6.2.3. Die Bias-Netzwerke werden im Verstärker-Gehäuse in den dafür vorgesehenen Kammern untergebracht.

Die Ermittlung der Werte der Bauelemente erfolgt im Smith-Chart. Der Innenwiderstand der Spannungsquelle von 0Ω wird in den Smith-Chart eingetragen (Punkt A im Smith-Chart Abb. 6.6.3). Von hier aus wird schrittweise nach der Schaltungstopologie zu einem unendlich großen reellen Widerstand transformiert (Punkt I im Smith-Chart Abb.6.6.3).

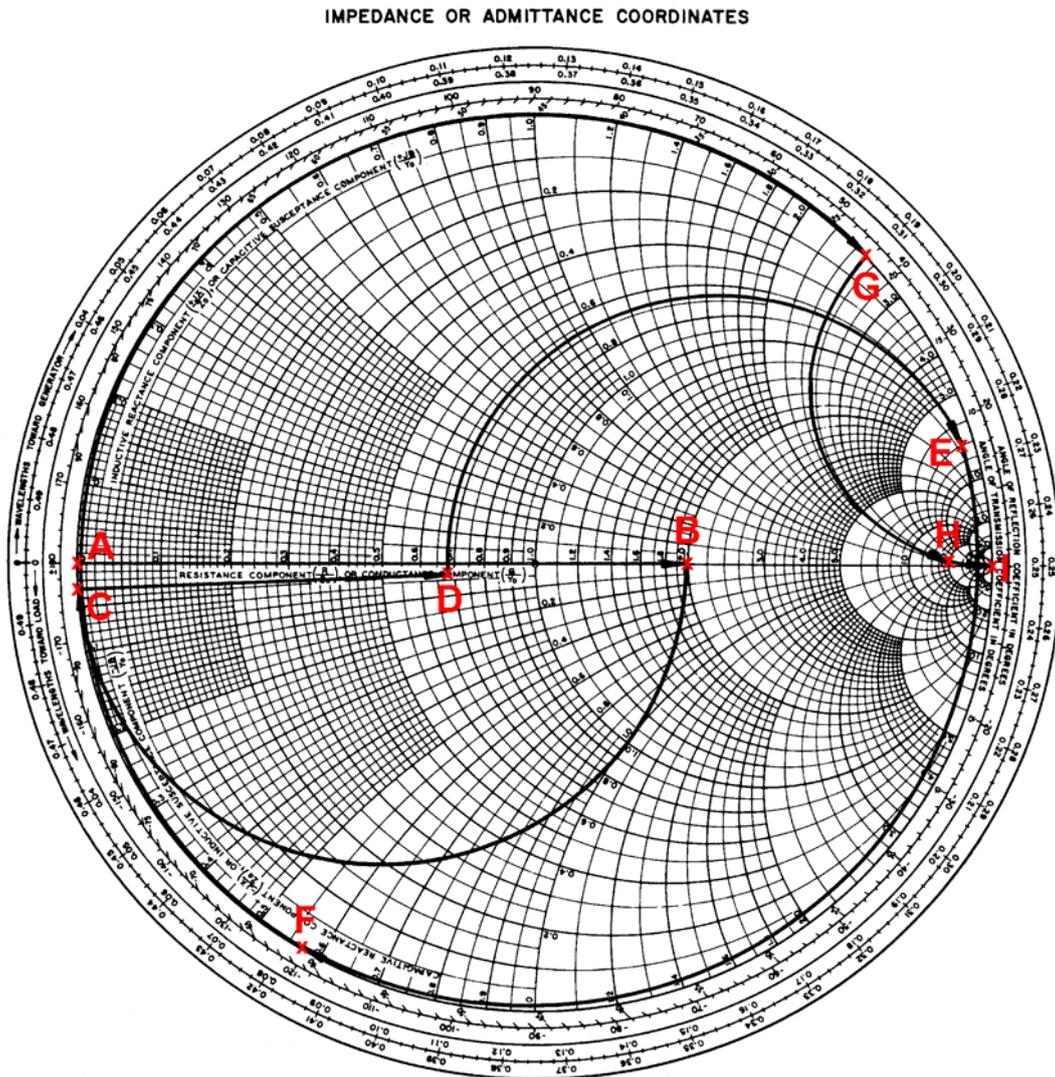


Abb. 6.6.3: Entwicklung der Gate- und Drain-Bias-Netzwerke

- Punkt A besitzt die normierte Impedanz $\underline{z}_A/z_0 = (0+j0)\Omega$. Dieser Impedanz wird eine Kapazität $C_1 = 680\text{pF}$ parallel geschaltet. C_1 hat die normierte Suszeptanz $B_{C_1} \cdot z_0 = 1281.8$.
- Die Serienschaltung eines Widerstandes $R_1 = 100\Omega$ mit der normierten Resistanz $R_{R_1}/z_0 = 2$ führt entlang der Kreise konstanter Reaktanzen zu Punkt B mit der Impedanz \underline{z}_B .
- Der Impedanz \underline{z}_B wird eine Kapazität $C_2 = 16\text{pF}$ parallel geschaltet. C_2 hat die normierte Suszeptanz $B_{C_2} \cdot z_0 = 3.01$. Entlang der Kreise konstanter Konduktanzen wird dadurch Punkt B in Punkt C mit der Impedanz \underline{z}_C überführt.
- Die Serienschaltung eines Widerstandes $R_2 = 33.1\Omega$ mit der normierten Resistanz $R_{R_2}/z_0 = 0.662$ führt entlang der Kreise konstanter Reaktanzen zu Punkt D mit der Impedanz \underline{z}_D .
- Die Serienschaltung einer Induktivität $L_1 = 9.2\text{nH}$ mit der normierten Reaktanz $X_{L_1}/z_0 = 6.94$ führt Punkt D entlang der Kreise konstanter Resistenzen zu Punkt E mit der Impedanz \underline{z}_E .
- Der Impedanz \underline{z}_E wird eine Kapazität $C_3 = 1\text{pF}$ parallel geschaltet. C_3 hat die normierte Suszeptanz $B_{C_3} \cdot z_0 = 0.1885$. Entlang der Kreise konstanter Konduktanzen wird dadurch Punkt E in Punkt F mit der Impedanz \underline{z}_F überführt.



- Die Serienschaltung einer Induktivität $L_2 = 4\text{nH}$ mit der normierten Reaktanz $X_{L_2}/Z_0 = 3.02$ führt Punkt F entlang der Kreise konstanter Resistenzen zu Punkt G mit der Impedanz Z_G .
- Die Serienschaltung eines Widerstandes $R_3 = 2\text{k}\Omega$ mit der normierten Resistanz $R_{R_3}/Z_0 = 40$ führt entlang der Kreise konstanter Reaktanzen zu Punkt H mit der Impedanz Z_H .
- Die Serienschaltung einer Induktivität $L_3 = 5\text{nH}$ mit der normierten Reaktanz $X_{L_3}/Z_0 = 3.77$ führt entlang der Kreise konstanter Resistenzen zu Punkt I mit der Impedanz $Z_I = (=+j0)\Omega$.

6.6.2 ZUSAMMENFASSUNG DER ERMITTELTEN WERTE FÜR DIE BIAS-NETZWERKE

Aus den Transformationswegen im Smith-Chart (Abb 6.6.3) ergeben sich folgende Werte für die Bauelemente der Gate- und Drain-Bias-Netzwerke:

$$R_{G1} = R_{D1} = 100\Omega$$

$$R_{G2} = R_{D2} = 33.1\Omega$$

$$R_{G3} = R_{D3} = 2\text{k}\Omega$$

$$C_{G1} = C_{D2} = 680\text{pF}$$

$$C_{G2} = C_{D2} = 16\text{pF}$$

$$C_{G3} = C_{D3} = 1\text{pF}$$

$$L_{G1} = L_{D1} = 9.2\text{nH} \quad \square \quad \text{Bonddrahtlänge: Bond}_{G1} = \text{Bond}_{D1} = 11.0\text{mm}$$

$$L_{G2} = L_{D2} = 4\text{nH} \quad \square \quad \text{Bonddrahtlänge: Bond}_{G2} = \text{Bond}_{D2} = 4.6\text{mm}$$

$$L_{G3} = L_{D3} = 5\text{nH} \quad \square \quad \text{Bonddrahtlänge: Bond}_{G3} = \text{Bond}_{D3} = 6.0\text{mm}$$

7 RECHNERUNTERSTÜTZTER ENTWURF UND OPTIMIERUNG VON MIKROWELLENVERSTÄRKERN

Die Entwicklung eines breitbandigen Mikrowellenverstärkers ist ohne Rechnerunterstützung sehr aufwendig. Bisher wurde der Verstärker nur für die Bandmittenfrequenz ausgelegt und analysiert. Das Verhalten des Verstärkers im gesamten Betriebsfrequenzbereich ist daher nicht bekannt. Eine Analyse ohne Rechnerunterstützung über den gesamten Betriebsfrequenzbereich müsste mühsam durch die Berechnung der Systemparameter für alle Frequenzen zwischen 4GHz und 8GHz erfolgen. Durch den Einsatz moderner HF-CAD-Programme wird die Entwicklung, Analyse und Optimierung breitbandiger Verstärker wesentlich erleichtert.

Die Entwicklung des Verstärkers läuft dann nach folgendem Schema ab [20]:

- Schaltungsrohentwurf für die Bandmittenfrequenz
- Schaltungsoptimierung mittels HF-CAD-Programm
- Ermittlung der Systemparameter
- Untersuchung der Systemparameter (z.B. auf technische Realisierbarkeit)
- Evtl. Schaltungsmodifizierung durch den Anwender
- Evtl. erneute Schaltungsoptimierung, usw.

Für die Analyse und Optimierung des Verstärkers wurde in dieser Arbeit das HF-CAD-Programm „Ansoft Serenade Design Suite“ verwendet.

7.1 ANALYSE DES VERSTÄRKERS MIT DEM ANSOFT SERENADE DESIGN SUITE

Mit den in Abschnitt 6.5.5 ermittelten Daten für die Anpassungsnetzwerke, in Abschnitt 6.2.2 und 6.2.3 ermittelten Serieninduktivitäten L_S und den daraus resultierenden s-Parametern aus Abschnitt 6.2.4 wird eine erste Analyse des Verstärkers durchgeführt. In Abbildung 7.1.1 ist die mit Serenade und den oben genannten Daten entwickelte Verstärkerschaltung dargestellt. Hier wurden für die Leitungen und Induktivitäten ideale Bauelemente gewählt.

Mit Serenade ist es nun möglich die Systemparameter des Verstärkers über den gesamten Betriebsfrequenzbereich von 4GHz bis 8GHz zu analysieren. Untersucht werden:

- Eingangsreflexionsfaktor \underline{s}_{11}
- Ausgangsreflexionsfaktor \underline{s}_{22}
- Vorwärtsübertragungsfaktor \underline{s}_{21} (Verstärkung)
- Rauschtemperatur NT

Die Ergebnisse der Analyse werden im Diagramm in Abbildung 7.1.2 dargestellt. Ein Vergleich der Werte bei der Bandmittenfrequenz zeigt eine gute Übereinstimmung mit den in Abschnitt 6.3 und 6.4 errechneten Werten. Das Diagramm zeigt weiterhin eine sehr gute Ein- und Ausgangsanpassung (\underline{s}_{11} und $\underline{s}_{22} < -10\text{dB}$).

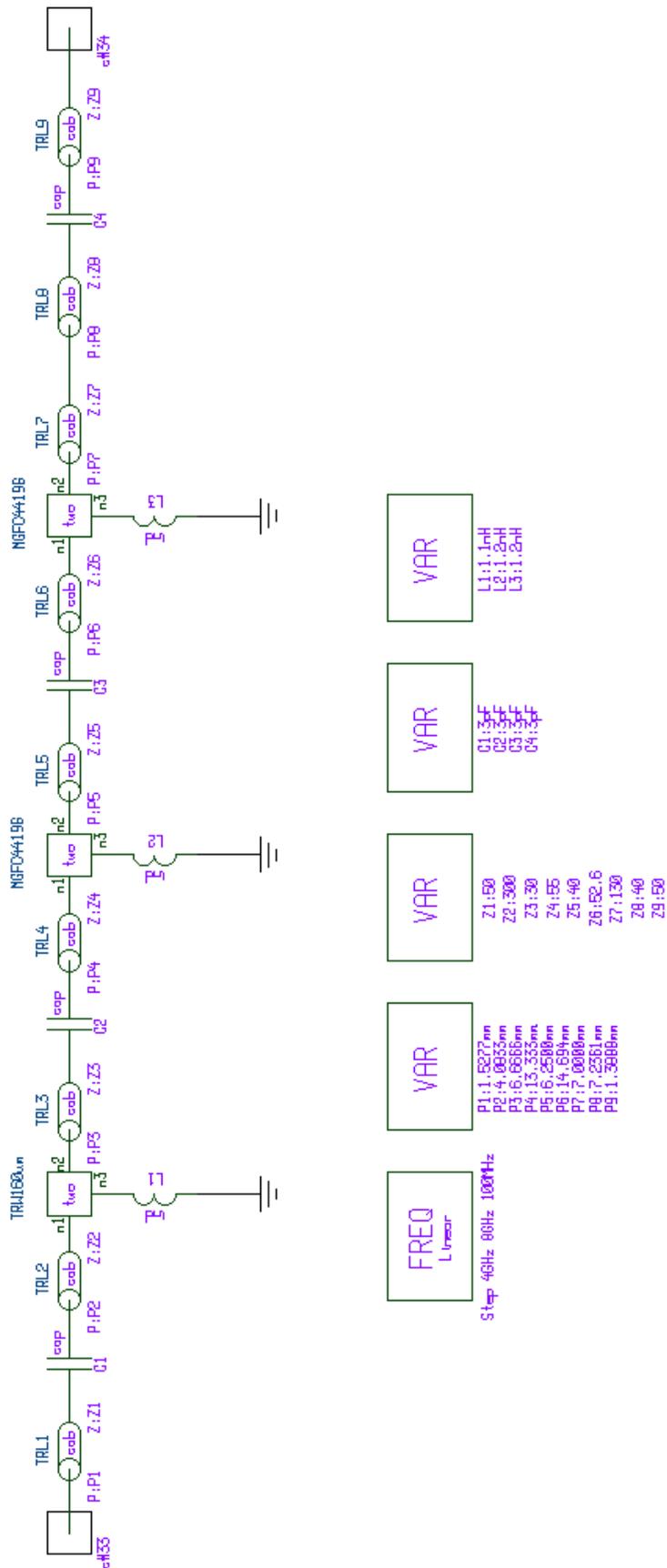


Abb. 7.1.1: Verstärkerschaltung zur Analyse mit Serenade – Ideale Bauelemente

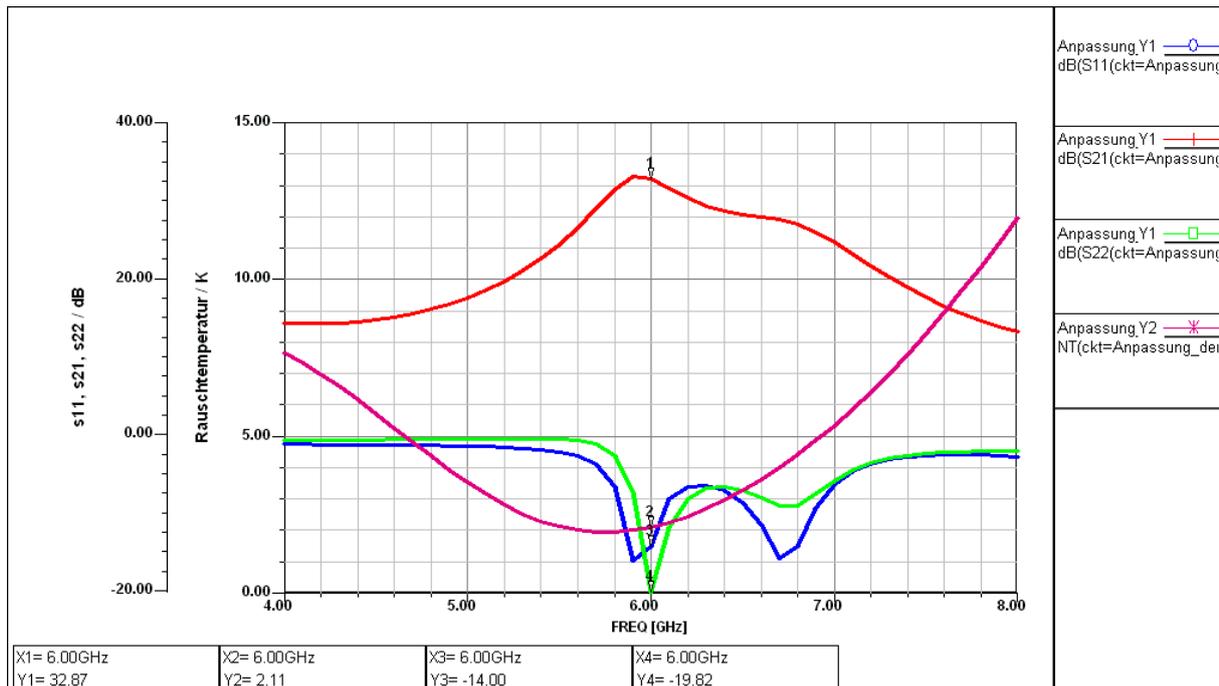


Abb. 7.1.2: Analyse der Verstärkers im Betriebsfrequenzbereich – Ideale Bauelemente

Berücksichtigt man die bekannten Eigenschaften der realen Bauelemente, so ergibt sich für die Verstärkerschaltung das in Abb. 7.1.3 dargestellte Modell. Hier wurden die idealen Leitungen durch die in Abschnitt 6.5.5 ermittelten (verlustbehafteten) Microstrip-Leitungen und die Serieninduktivitäten L_S durch die in Abschnitt 6.2.2 und 6.2.3 ermittelten Boddrahtlängen ersetzt.

Anschließend wird die Verstärkerschaltung erneut über den Betriebsfrequenzbereich analysiert. Abb. 7.1.4 zeigt die untersuchten Systemparameter des Verstärkers mit den verlustbehafteten Microstrip-Leitungen über den gesamten Betriebsfrequenzbereich.

Man sieht, daß die Rauschtemperatur um etwa 8K zugenommen, und der Vorwärtsübertragungsfaktor (Verstärkung) s_{21} um etwa 4dB abgenommen hat. Die Eingangsanpassung s_{11} und die Ausgangsanpassung s_{22} haben sich um 10.21dB bzw. 15.35dB verschlechtert.

Die Ursache dafür sind die Verluste im Substrat, die mit dem Verlustfaktor $\tan(\delta)$ des Substrats angegeben werden. Eine Berechnung des Verstärkers unter der Berücksichtigung der Verluste der Leitungen ohne Rechnerunterstützung wäre alleine für eine Frequenz sehr aufwendig.

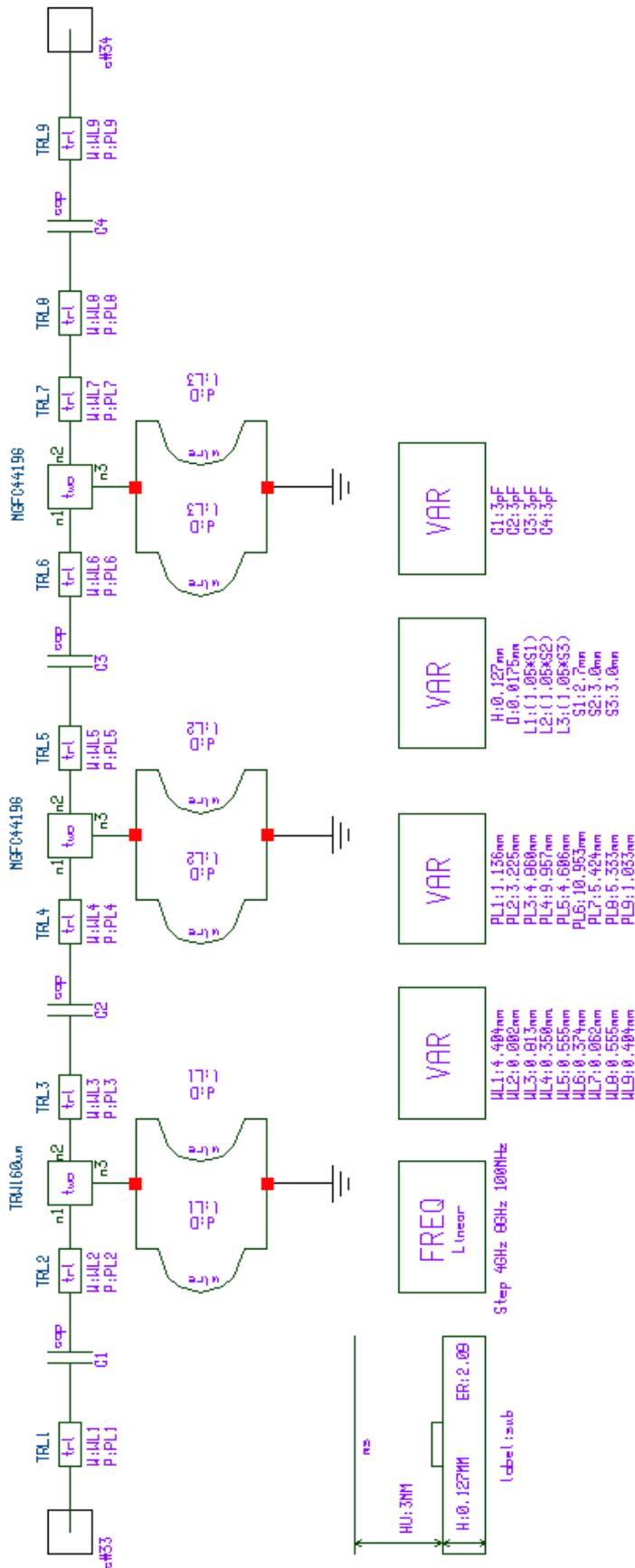


Abb. 7.1.3: Verstärkerschaltung zur Analyse mit Serenade – Reale Bauelemente

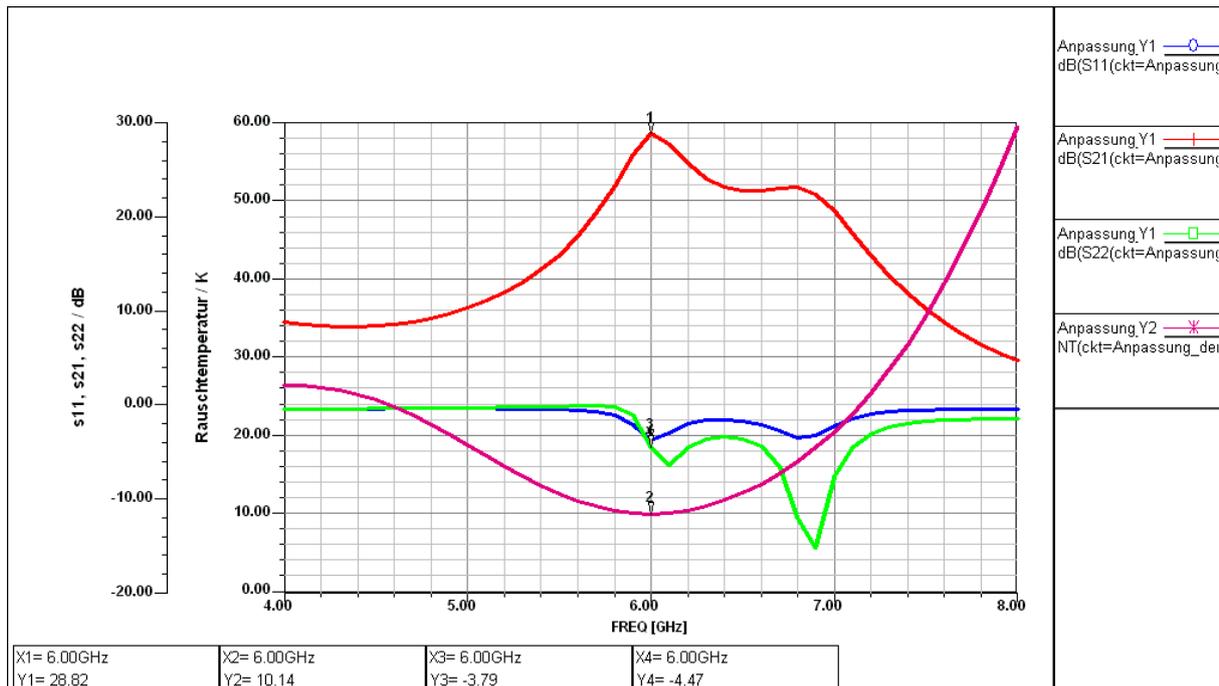


Abb. 7.1.4: Analyse des Verstärkers im Betriebsfrequenzbereich – Reale Bauelemente

7.2 ANALYSE DER GATE- UND DRAIN-BIAS-NETZWERKE

Im folgenden sollen die Übertragungseigenschaften der Gate- und Drain-Bias-Netzwerke untersucht werden. Die Schaltungsanalyse erfolgt unter Serenade nach Abbildung 7.2.1.

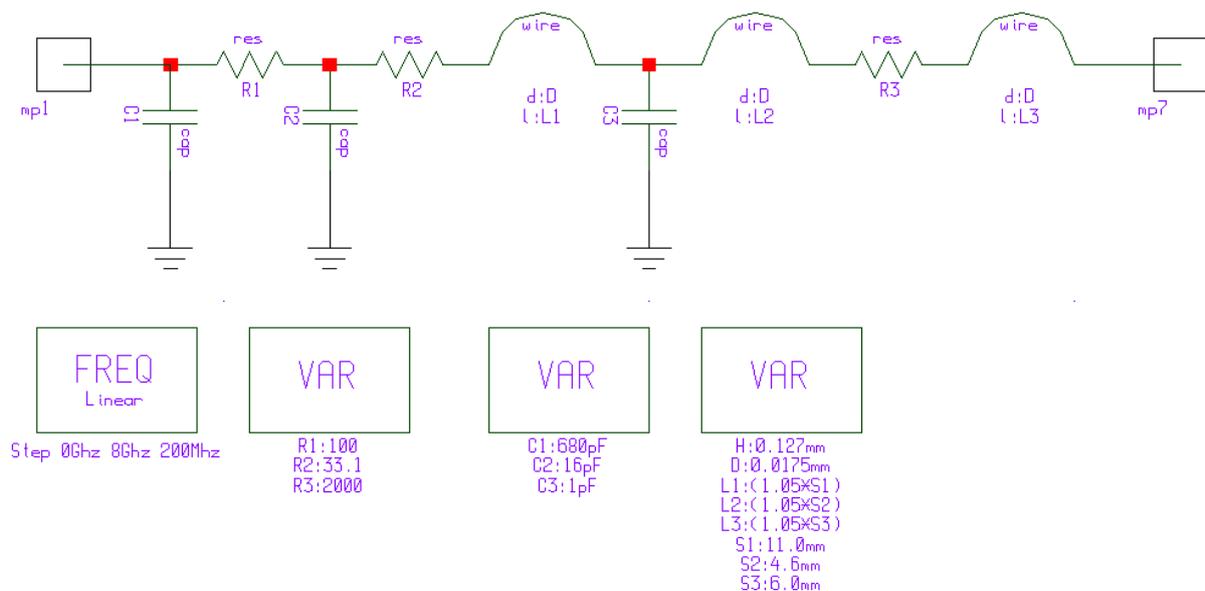


Abb. 7.2.1: Schaltung zur Analyse des Übertragungsverhaltens der Gate- und Drain-Bias-Netzwerke

Das Diagramm in Abbildung 7.2.2 stellt die Vorwärtsübertragungsfunktion s_{21} der Gate- und Drain-Bias-Netzwerke dar. Aus dem Diagramm geht hervor, daß im gesamten Betriebsfre-

quenzbereich ein nahezu unendlich großer Widerstand bzw. ein Leerlauf zu den Transistoren hin transformiert wird.

Um eine Aussage über das Übertragungsverhalten bei niedrigen Frequenzen machen zu können, wurde der Frequenzbereich 0MHz-20MHz in Abbildung 7.2.3 näher untersucht. So werden z.B. Störungen durch Einstrahlungen aus dem Stromnetz mit etwa 27dB gedämpft.

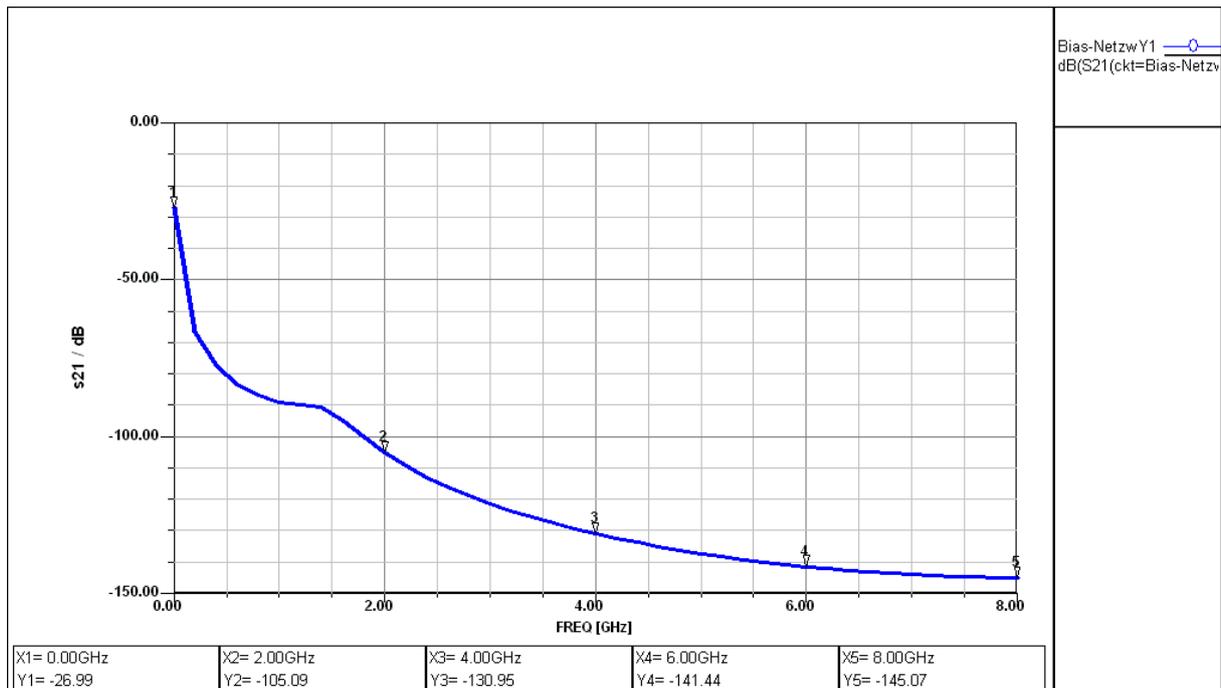


Abb. 7.2.2: Vorwärtsübertragungsfunktion s_{21} der Gate- und Drain-Bias-Netzwerke ; $f = 0\text{GHz}-8\text{GHz}$

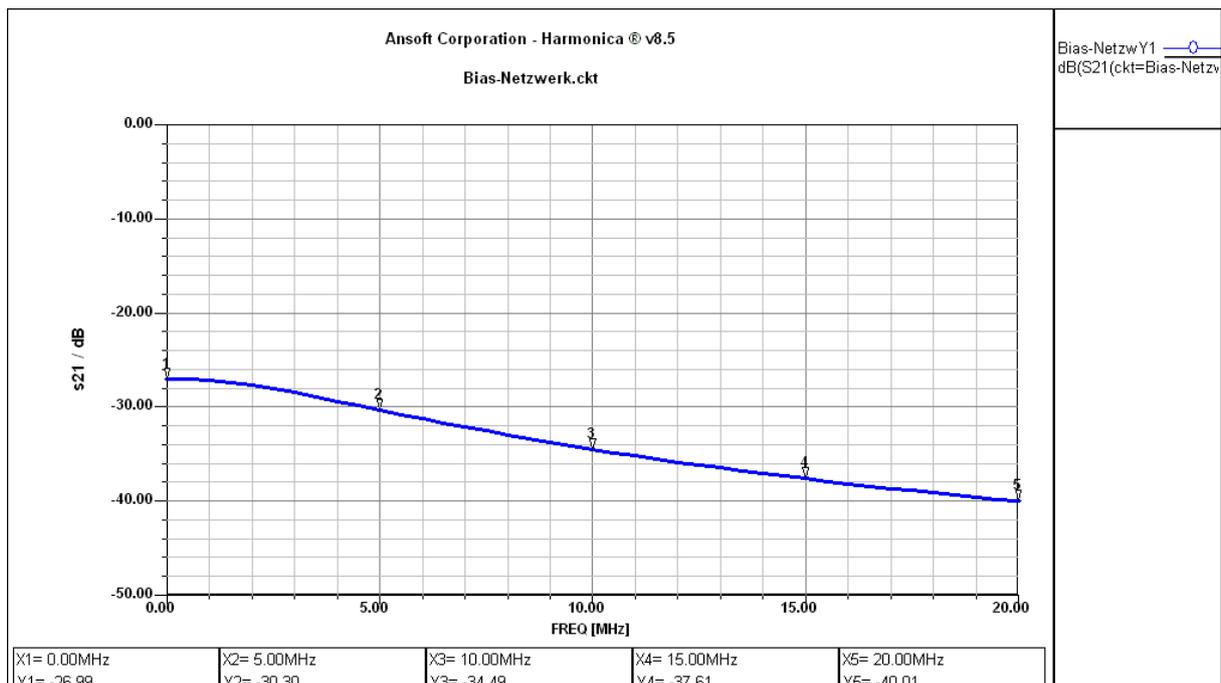


Abb. 7.2.3: Vorwärtsübertragungsfunktion s_{21} der Gate- und Drain-Bias-Netzwerke ; $f = 0\text{MHz}-20\text{MHz}$

7.3 OPTIMIERUNG DES VERSTÄRKERS MIT DEM ANSOFT SERENADE DESIGN SUITE

In den vorausgegangenen Analysen in Abschnitt 7.1 konnte festgestellt werden, daß der Vorwärtsübertragungsfaktor (Verstärkung) und die Rauschtemperatur innerhalb des Betriebsfrequenzbereiches Minima und Maxima besitzen, die sehr weit auseinanderliegen. Für einen breitbandigen Verstärker ist ein konstanter Verlauf dieser Parameter über den gesamten Betriebsfrequenzbereich erwünscht.

Das Ansoft Serenade Design Suite besitzt einen Optimierer, der nach Festlegung von Optimierungszielen (Goals) die Werte der zur Optimierung freigegebenen Bauelemente so verändert, daß die Optimierungsziele bestmöglich erreicht werden. Optimierungsziele können z.B. eine bestimmte Verstärkung oder Rauschtemperatur der Gesamtschaltung sein, die in einem bestimmten Frequenzbereich oder bei einer einzelnen Frequenz angestrebt wird. Der Anwender des Programms hat während der Optimierung jederzeit die Möglichkeit den aktuellen Stand der Optimierungsparameter zu kontrollieren und gegebenenfalls in die Optimierung einzugreifen. Dies ist dann sinnvoll, wenn sich der Optimierer in einem lokalen Minimum bzw. Maximum befindet, und eine weitere Optimierung keine nennenswerten Fortschritte zeigt. Den Bauelementen können Wertebereiche zugeordnet werden, die vom Optimierer nicht unter- bzw. nicht überschritten werden dürfen, da sie z.B. technologisch nicht realisierbar sind. Der Optimierer von Serenade erstellt unter Berücksichtigung der Optimierungsziele eine Fehlerfunktion U auf:

$$U = \sum_{\text{phrases}} \left(\sum_{\text{groups}} \left[\sum_f \left\{ \sum_i (w_i \cdot e_i) / N_f \right\} \right] \right) \quad (\text{Gl. 7.3.1})$$

$$e_i = (g_i - r_i)^2 \quad (\text{Gl. 7.3.2})$$

mit:

- U = Fehlerfunktion, die durch die Optimierung minimiert werden soll
- \sum_{phrases} = Summe aller Optimierungswerte
- \sum_{groups} = Summe aller Zielgruppen
- \sum_f = Summe aller Frequenzen in einer Zielgruppe
- \sum_i = Summe aller Optimierungsziele in einer Gruppe
- w_i = Gewichtungsfaktor des i -ten Zieles
- e_i = Beitrag zur Fehlerfunktion vom i -ten Ziel bei einer Frequenz
- N_f = Anzahl der Frequenzen für eine Zielgruppe die e_i enthält
- g_i = Zielwert
- r_i = Aktueller Wert

Für jedes Optimierungsziel wird bei jeder zu berechnenden Frequenz eine Fehlerfunktion U berechnet, die die Abweichung der aktuellen Optimierungsparameter vom Optimierungsziel angibt. Ist ein Optimierungsziel erreicht, so ist der Wert der Fehlerfunktion $U = 0$. Anderenfalls wird versucht, die Differenz beim nächsten Optimierungsschritt zu minimieren. Die Priorität der verschiedenen Optimierungsziele kann durch die Gewichtungsfaktoren w_i bestimmt werden. So kann z.B. bei der Optimierung eines rauscharmen Verstärkers für die Rauschtemperatur eine höhere Priorität als für die Verstärkung gesetzt werden.

OPTIMIERUNG DES VERSTÄRKERS

Es wurden folgende Optimierungsziele für die Optimierung des Verstärkers festgelegt:

Optimierungsparameter: Frequenzbereich / GHz: Optimierungsziel:

Verstärkung S_{21} :	1.0 2.0	< 35dB
	3.0 3.5	30dB ... 31dB
	5.0 8.0	30dB ... 31dB
	7.0 8.0	30dB ... 31dB
	8.5 9.0	29dB ... 32dB
	11.0 ... 36.0	< 1dB

Rauschzahl NF:	4.0 5.5	< 0.000001dB
	6.0	< 0.000001dB
	7.0 8.0	< 0.001dB

Eingangsreflexionsfaktor S_{11} :	1.0 3.0	< -0.5dB
	4.0 5.0	< -5dB
	5.5 6.5	< -15dB
	7.0 8.5	< -5dB
	9.0 ... 38.0	< -1dB

Ausgangsreflexionsfaktor S_{22} :	1.0 2.0	< -1dB
	3.0 8.0	< -8dB
	9.0 ... 38.0	< -0.5dB

Folgende Optimierungsziele werden mit größeren Gewichtungsfaktoren w versehen:

- Der Verstärker soll um den Betriebsfrequenzbereich 30dB bis 31dB Verstärkung aufweisen. Ab etwa 10GHz soll keine nennenswerte Verstärkung vorhanden sein (<1dB).
- Die Rauschzahl soll im Betriebsfrequenzbereich < 0.000001dB sein (oberste Priorität, da Rauschanpassung).
- Die Eingangsanpassung soll bei der Bandmittefrequenz < -15dB betragen.
- Die Ausgangsanpassung soll bei der Bandmittefrequenz < -8dB betragen.

Nach der Eingabe der Optimierungsziele wurde mit der Optimierung begonnen. Die Rechenzeit für die gesamte Optimierung dauerte etwa drei Wochen.

Während dieser Zeit wurde in den Optimierungsprozeß mehrmals eingegriffen. Es wurde schrittweise versucht die Werte für die Breiten der Microstrip-Leitungen und die Längen der Bonddrähte in technisch realisierbare Größenordnungen zu bringen. So wurde für die Bonddrähte eine maximale Länge von 5.0mm und für die Microstrip-Leitungen eine minimale Breite von 0.01mm angegeben (dies entspricht einem Wellenwiderstand von 100Ω). Für die Kondensatoren der Anpassungsnetzwerke wurden Ersatzschaltbilder verwendet (Reihenschwingkreise), deren Elemente R, L und C für die Bandmittefrequenz angegeben wurden. Das Gate-Bias-Netzwerk der ersten Stufe wurde modifiziert. Um die Ausgangsanpassung zu verbessern wurde am Ausgang des Verstärkers ein Dämpfungsglied eingefügt.

Die Gesamtschaltung für die Optimierung und Analyse des optimierten Verstärkers befindet sich im Anhang E. Die sich mit dem optimierten Verstärker ergebenden Systemparameter sind in Abb. 7.3.1 zu sehen.

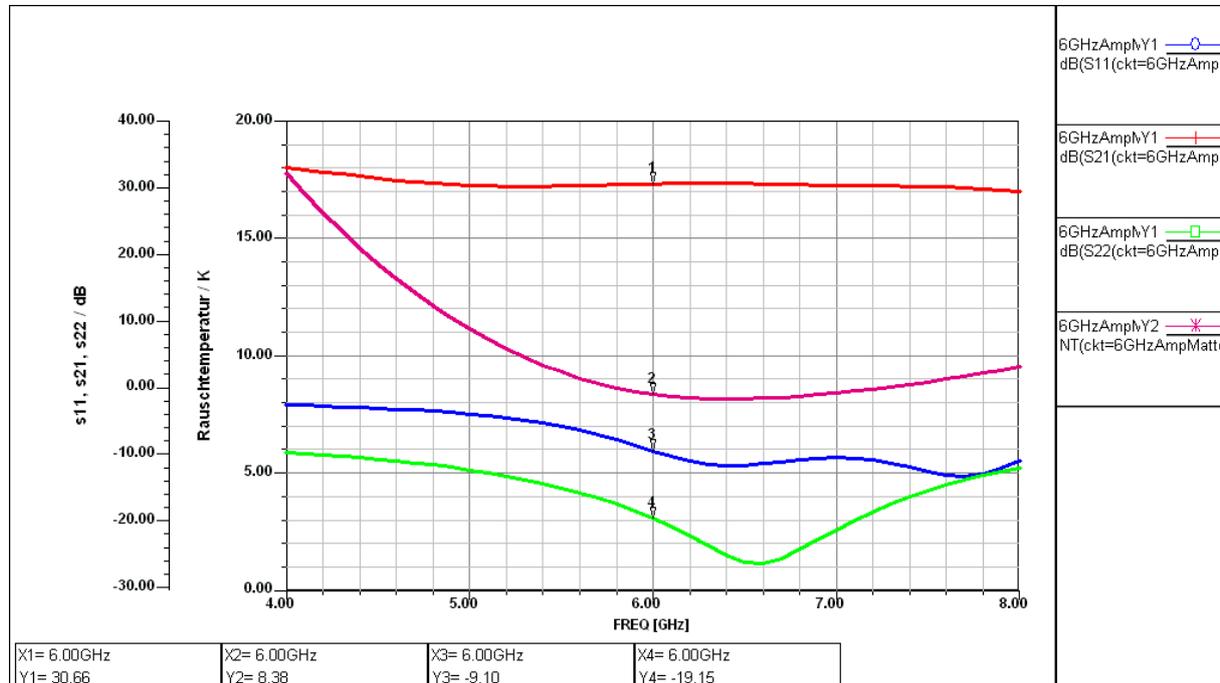


Abb. 7.3.1: Analyse des optimierten Verstärkers im Betriebsfrequenzbereich

Die Analyse des optimierten Verstärkers zeigt eine Verstärkung über den gesamten Betriebsfrequenzbereich von etwa 30.6 ± 1 dB. Die Rauschtemperatur konnte nicht wie gewünscht konstant minimiert werden. Eine Änderung der Serieninduktivitäten bewirkte eine Verschiebung der Rauschtemperaturkurve zu höheren Temperaturen.

Die Ein- und Ausgangsanpassungen sind ab etwa der Bandmittenfrequenz mit ca. -10 dB bzw. -20 dB sehr gut. Im unteren Frequenzbereich hingegen erreicht die Eingangsanpassung mit -2.2 dB einen Wert, der gerade noch akzeptabel ist (erreicht die Eingangs- bzw. Ausgangsanpassung positive Werte, wird der Verstärker instabil).

Nach der Optimierung ergaben sich folgende Werte für die Bauelemente der Anpassungs- und Bias-Netzwerke, mit denen der Verstärker anschließend realisiert wurde (Bezeichnungen der Elemente wie in Abschnitt 6.5.5 und 6.6.2):

Anpassungsnetzwerke:

TRL1: W = 0.40mm P = 2.96mm
 TRL2: W = 0.20mm P = 9.80mm
 TRL3: W = 0.45mm P = 4.49mm
 TRL4: W = 0.20mm P = 7.81mm
 TRL5: W = 0.87mm P = 0.87mm
 TRL6: W = 0.20mm P = 0.20mm
 TRL7: W = 0.45mm P = 0.45mm
 TRL8: W = 0.70mm P = 0.70mm
 TRL9: W = 0.40mm P = 0.40mm

$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 3$ pF



Gate-Bias-Netzwerk 1. Stufe:

$R_{G1} = 1\text{k}\Omega$
 $R_{G2} = 50\Omega$
 $R_{G3} = \text{entfällt}$
 $C_{G1} = 680\text{pF}$
 $C_{G2} = 16\text{pF}$
 $C_{G3} = 3\text{pF}$
 $C_{G4} = 3\text{pF}$
 $\text{Bond}_{G1} = 4.20\text{mm}$
 $\text{Bond}_{G2} = 4.20\text{mm}$

Gate-Bias-Netzwerk 2. und 3. Stufe:

$R_{G1} = 1\text{k}\Omega$
 $R_{G2} = 50\Omega$
 $R_{G3} = 50\Omega$
 $C_{G1} = 680\text{pF}$
 $C_{G2} = 16\text{pF}$
 $C_{G3} = 3\text{pF}$
 $\text{Bond}_{G1} = 4.20\text{mm}$
 $\text{Bond}_{G2} = 4.20\text{mm}$
 $\text{Bond}_{G3} = 0.30\text{mm}$

Drain-Bias-Netzwerk 1., 2. und 3. Stufe:

$R_{D1} = 100\Omega$
 $R_{D2} = 50\Omega$
 $R_{D3} = 50\Omega$
 $C_{D1} = 680\text{pF}$
 $C_{D2} = 16\text{pF}$
 $C_{D3} = 3\text{pF}$
 $\text{Bond}_{D1} = 4.20\text{mm}$
 $\text{Bond}_{D2} = 4.20\text{mm}$
 $\text{Bond}_{D3} = 0.30\text{mm}$

8 LAYOUT DER ANPASSUNGSNETZWERKE

Mit den in Abschnitt 7.3 ermittelten Breiten W und Längen P für die Microstrip-Leitungen der optimierten Anpassungsnetzwerke wird das Layout in AutoCAD gezeichnet. Für die Koppelkondensatoren wird ein Gap (Lücke) von 0.1mm Länge zwischen den Microstrip-Leitungen eingefügt. In Abbildung 8.1 ist das Layout aller Anpassungsnetzwerke auf dem Substratmaterial dargestellt. Das Layout wird in einem Labor mit Hilfe der Photoätztechnik hergestellt.

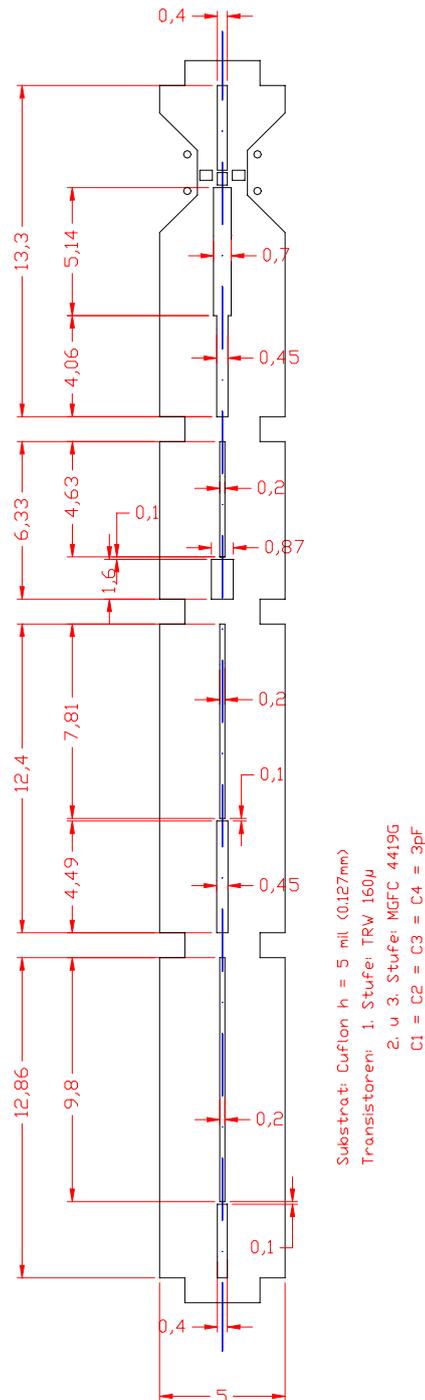


Abb. 8.1: Layout der Anpassungsnetzwerke des Verstärkers

9 GEHÄUSE-KONSTRUKTION

Für den Frequenzbereich bis 10GHz besteht bereits ein Standard-Gehäuse-Design. Für die Implementierung der Anpassungsnetzwerke müssen jedoch die Abstände der Stege, auf denen die Transistoren platziert werden, geändert werden. Die Stege haben eine Breite von 0.25mm. Die Abstände der Stege ergeben sich durch die Längen der jeweiligen Anpassungsnetzwerke unter Berücksichtigung der Gaps mit 0.1mm für die Koppelkondensatoren. Damit betragen die Abstände zwischen den Stegen:

Anpassungsnetzwerk NAIN	: 12.86mm
Anpassungsnetzwerk NA12	: 12.40mm
Anpassungsnetzwerk NA23	: 6.33mm
Anpassungsnetzwerk NAOUT	: 13.30mm

Abbildung 9.1 zeigt die Zeichnung für das Gehäuse mit den implementierten Anpassungsnetzwerken aus Abbildung 8.1. Das Gehäuse wurde in den Werkstätten des Max-Planck-Institutes für Radioastronomie aus einem Metallblock aus Elektrolyt-Kupfer mit einer CNC-Maschine gefräßt und anschließend vergoldet.

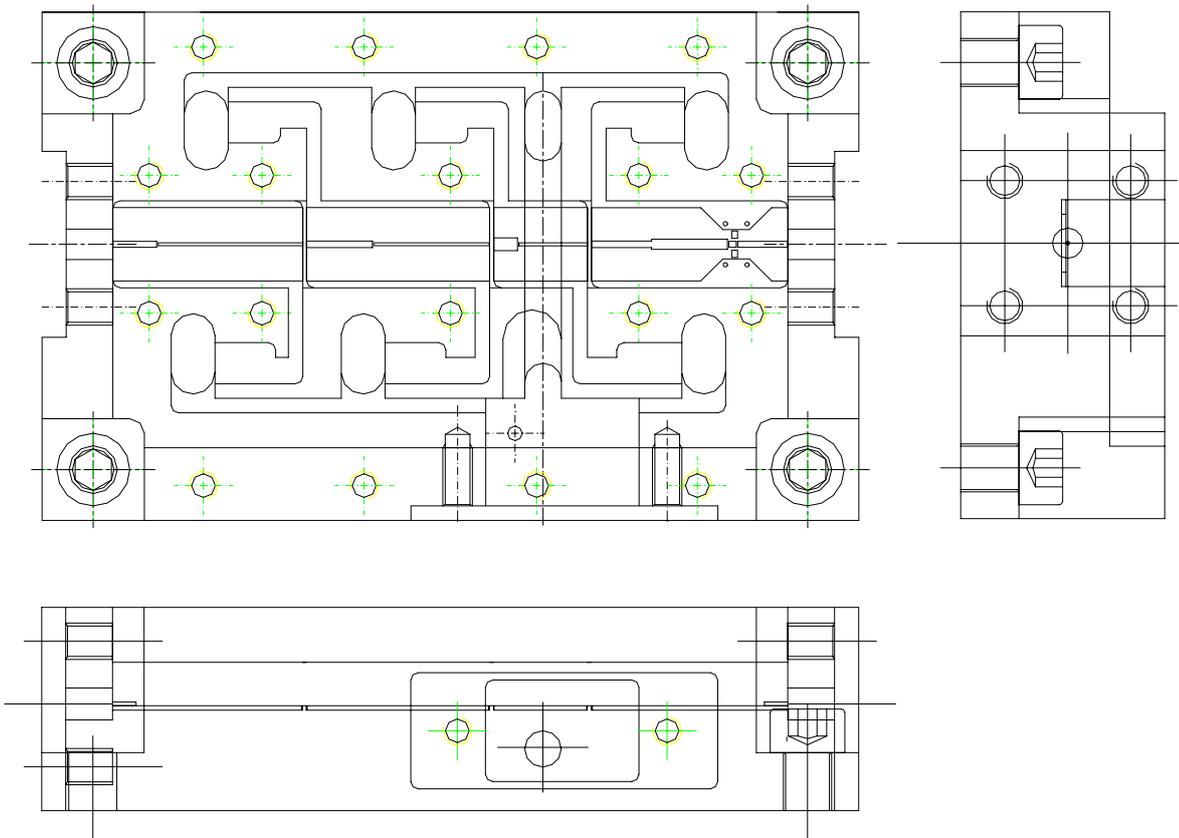


Abb. 9.1: Gehäuse des 4-8GHz Verstärkers

10 REALISIERUNG DES VERSTÄRKERS

In den folgenden Abschnitten 10.1 und 10.2 soll auf Herstellungstechniken eingegangen werden, die für die Realisierung des Verstärkers genutzt wurden.

10.1 BOND-TECHNIK

Die Montage der Bauelemente umfaßt neben anderen technologischen Prozeßschritten die elektrische Kontaktierung zwischen der strukturierten Chipanschlußfläche (Bondpad) und den Substratanschlüssen [16]. Aufgrund ihrer Größe und Empfindlichkeit können Bauelemente wie Transistoren, Widerstände und Kondensatoren für Mikrowellenanwendungen häufig nicht gelötet werden. Eine Möglichkeit, die in der Mikrowellentechnik zur Kontaktierung von Bauelementen häufig eingesetzt wird, ist die Bond-Technik.

Dabei sind die Wire-Bondverfahren (Drahtkontaktierverfahren) vorherrschend. Das Bonden erfolgt durch Aufbringen von Druck, Ultraschall und Wärme über eine bestimmte Zeit auf die zu verbindende Stelle. Das Ergebnis des Bondens ist die Bondverbindung. Unter der Voraussetzung der Bondbarkeit bestimmt die Einstellung der Bondparameter unmittelbar die Qualität der Bondverbindungen. Als Bondparameter werden die folgenden charakteristischen Prozeßvariablen bezeichnet:

- Bondkraft
- Bondzeit
- Bondtemperatur
- Ultraschall-Leistung

Für die Herstellung des Verstärkers wurde das Ultraschall-Drahtbond-Verfahren angewandt. Abbildung 10.1.1 zeigt den verwendeten Ultraschall-Drahtbonder. In Abbildung 10.1.2 ist der prinzipielle Aufbau des Ultraschall-Schwingungssystems zur Herstellung von Drahtbrücken dargestellt.



Abb. 10.1.1: Ultraschall-Drahtbonder

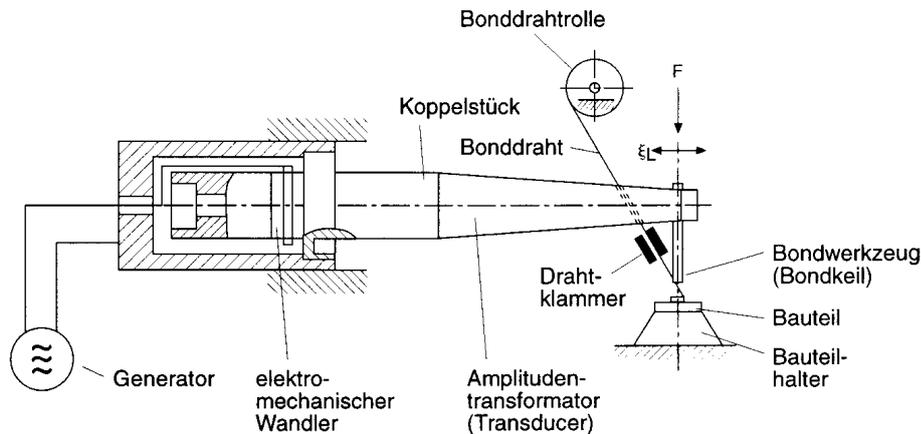


Abb. 10.1.2: Aufbau des Schwingungssystems des Ultraschall-Bonders

Da die Abmessungen der zu bondenden Bauelemente sehr klein ist, wird generell unter einem Mikroskop gearbeitet. Das Verstärker-Gehäuse wird auf einer Heizplatte auf eine Temperatur von etwa 100°C erwärmt. Im Bondwerkzeug, dem Bondkeil, wird der Bonddraht in einem Kanal geführt, der in einem bestimmten Winkel zur Werkzeugfußfläche angeordnet ist. Der verwendete Bonddraht besteht aus reinem Gold (99.99%) und hat einen Durchmesser von $17.5\mu\text{m}$. In Abbildung 10.1.3 links ist der Bondkeil vergrößert dargestellt. In der rechten Abbildung sieht man die Drahtführung im Bondkeil, sowie die Herstellung einer Drahtbrücke.

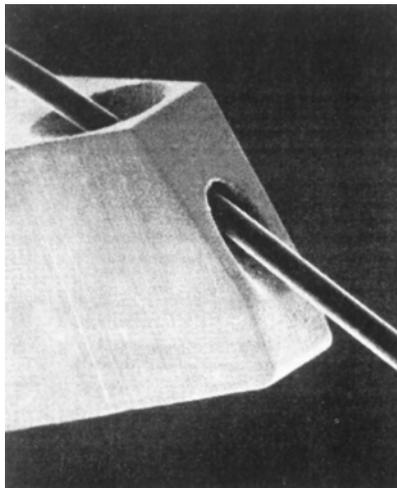


Abb. 10.1.3: Vergrößerte Aufnahme des Bondkeils (links); Drahtführung im Bondkeil (rechts)

Das Drahtende ragt so unter die Bondkeilfußfläche, daß es beim Absenken und Positionieren des Werkzeugs gegen den Bondbereich (Bauelement oder Substratanschlußfläche) gepreßt wird. Nach dem Auslösen des Ultraschalls durch einen Hebel wird der erste Kontakt der Drahtbrücke hergestellt. Anschließend wird der Bondkeil wieder nach oben geführt. Das Werkzeug bewegt sich jetzt über den zweiten Bondbereich, wird abgesenkt und positioniert. Durch ein weiteres Auslösen des Ultraschalls entsteht die Drahtbrücke, wobei die Bahn des Werkzeugs in Verbindung mit den Drahteigenschaften den Drahtbogen formt.

Nachfolgend schließt sich die hinter dem Bondkeil angeordnete Drahtklammer und reißt den Bonddraht bei noch aufsitzendem Werkzeug durch eine Kippbewegung ab. Anschließend wird der Bonddraht um eine definierte Länge unter den Bondkeilfuß geschoben. Nun kann die nächste Drahtbrücke hergestellt werden.

10.2 ELEKTRISCH LEITFÄHIGE KLEBSTOFFE

Die Montage der Bauelemente im Gehäuse bzw. auf dem Substratmaterial erfolgt durch Einkleben mit einem Leitkleber, dem sogenannten Epoxy. Dieser Leitkleber besteht aus einer Mischung aus Polymeren und feinsten Silberpartikeln (Abb. 10.2.1). Die Silberpartikel berühren sich und stellen durch metallische Kontakte Leitpfade her, über die ein elektrischer Strom fließen kann. Durch Erwärmung des Leitklebers wird dieser ausgehärtet und stellt eine feste elektrische Verbindung her.

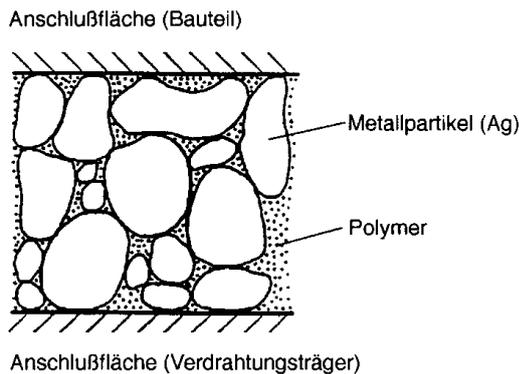


Abb. 10.2.1: Leitkleber in der Klebefuge

Auf die Unterseite des Bauelementes wird der Leitkleber aufgetragen. Das Bauelement wird ins Gehäuse eingesetzt und mechanisch fixiert. Mit einer speziellen Nadel wird das Bauteil kurzzeitig mechanisch belastet, damit der Leitkleber gleichmäßig unter dem Bauteil verteilt wird. Das bestückte Gehäuse wird auf einer Heizplatte bei 100°C etwa eine halbe Stunde erwärmt, und der Leitkleber ausgehärtet.

10.3 REALISIERUNG

Das Verstärkergehäuse wird auf eventuelle Fehler die bei der Herstellung entstanden sein könnten, überprüft. Diese können zum einen Abweichungen von den vorgegebenen Maßen oder aber galvanische Fehler wie etwa eine unvollständige bzw. schlechte Goldauflage sein.

Ebenso wird das Substratmaterial auf mögliche Fehler hin geprüft. Es wird untersucht, ob das vorgegebene Layout vollständig und scharf auf dem Substrat abgebildet wurde. Ferner könnten feine Risse oder kleine Löcher auf der leitenden Schicht während des Ätzvorganges durch Bläschenbildung entstanden sein.

Das Substratmaterial mit den Anpassungsnetzwerken wird auf der Masseseite verzinkt. Anschließend werden die Anpassungsnetzwerke mit einem scharfen Skalpell auf Maß zugeschnitten und in die im Gehäuse vorgesehenen Kammern eingepasst. Dabei ist zu beachten, daß die Schnitte mit größter Sorgfalt erfolgen. Da das Substratmaterial Teflon sehr weich ist, können an Stellen, auf die ein zu großer mechanischer Druck ausgeübt wurde, Kurzschlüsse zwischen der Massfläche und den darüberliegenden Leiterbahnen verursachen.

Im Gehäuse wird die Goldauflage in den für die Anpassungsnetzwerke vorgesehenen Kammern mit einem Werkzeug abgeschabt und das darunterliegende Kupfer aufgeraut. Das Gehäuse und die Substrate mit den Anpassungsnetzwerken werden im Ultraschallbad von Verunreinigungen befreit.

Die Kammern werden mit einem Flußmittel bestrichen. Nachdem das Flußmittel angetrocknet ist, wird das Gehäuse auf einer Heizplatte erwärmt und die Kammern verzinnt. Das Gehäuse wird abgekühlt, und die Kammern erneut mit Flußmittel bestrichen. Nach Antrocknen des Flußmittels werden die Anpassungsnetzwerke in die Kammern eingelegt. Mit einem Stempel werden die Anpassungsnetzwerke in den Kammern fixiert. Auf einer Heizplatte wird das Gehäuse langsam von Zimmertemperatur auf 220°C erwärmt. Um den Zeitpunkt zu bestimmen, wann das Lötzinn schmilzt, wird auf der Heizplatte neben dem Gehäuse auf einem Kupferstreifen ein Stück Lötzinn mit erwärmt. Bei etwa 170°C beginnt das Zinn zu schmelzen. Nachdem der Schmelzpunkt erreicht wurde, wird die Heizplatte abgeschaltet. Unter leichtem Druck auf den Stempel wird das Gehäuse wieder abgekühlt. Der Druck wird bis etwa 165°C beibehalten.

Unter dem Mikroskop wird geprüft, ob die Massefläche des Substrates fest mit dem Gehäuse verbunden ist. Eine gute Verbindung ist die Voraussetzung für die Kühlbarkeit des Verstärkers. Ist etwa eine Ecke des Substrates nicht fest mit dem Gehäuse verbunden oder befindet sich Lunker unter dem Substrat, so ist die Wahrscheinlichkeit, daß während der Kühlung sich das Substrat vom Gehäuse löst sehr wahrscheinlich. Die Ursache sind die beim Abkühlen auftretenden großen Biegekräfte der leitenden Schichten auf dem Substrat

Nun werden alle Bauelemente bis auf die Transistoren mit dem Leitkleber in das Gehäuse eingeklebt und auf der Heizplatte ausgehärtet. Anschließend werden die SMA-Stecker und die Sub-D-Buchse für die Spannungsversorgung eingebaut. Von der Sub-D-Buchse werden die Verbindungen zu den Bias-Netzwerken hergestellt. Die Bias-Netzwerke und die Kondensatoren der Anpassungsnetzwerke werden gebondet und im Anschluß auf Kurzschlüsse geprüft. Abbildung 10.3.1 zeigt ein gebondetes Bias-Netzwerk.

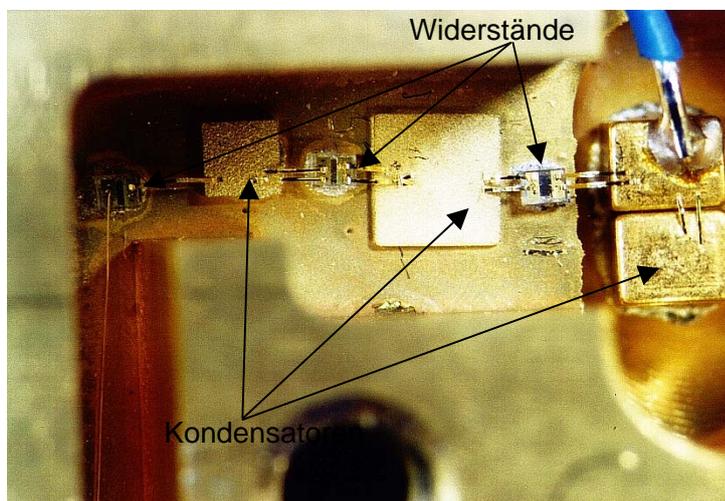


Abb. 10.3.1: Gebondetes Bias-Netzwerk

Sind alle möglichen Fehlerquellen ausgeschaltet, werden die Transistoren auf die Stege zwischen den Anpassungsnetzwerken eingeklebt. Die Gate- und Drainpads der Transistoren werden durch Bondverbindungen mit den Anpassungsnetzwerken verbunden. Im letzten Schritt werden die Serieninduktivitäten der Transistoren durch Bondverbindungen hergestellt. Abbildung 10.3.2 zeigt den gebondeten Transistor der ersten Stufe (TRW160 μ m). Abbildung 10.3.3 zeigt die Gesamtansicht des Verstärkers bei geöffneten Gehäusedeckel.

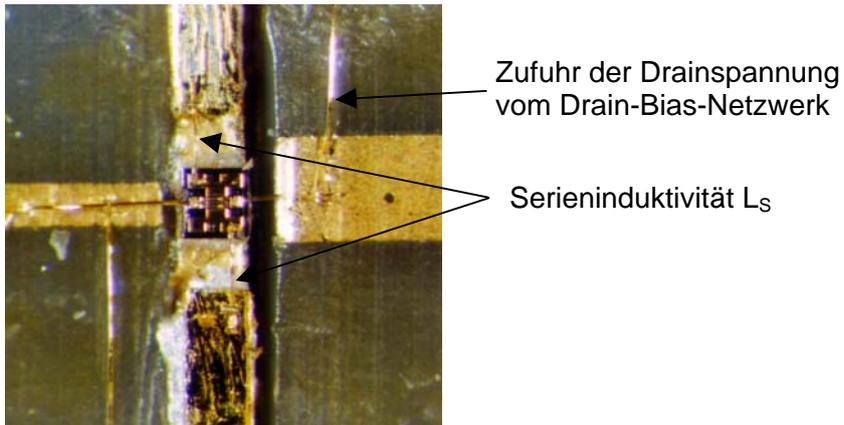


Abb. 10.3.2: Gebondeter Transistor der ersten Stufe

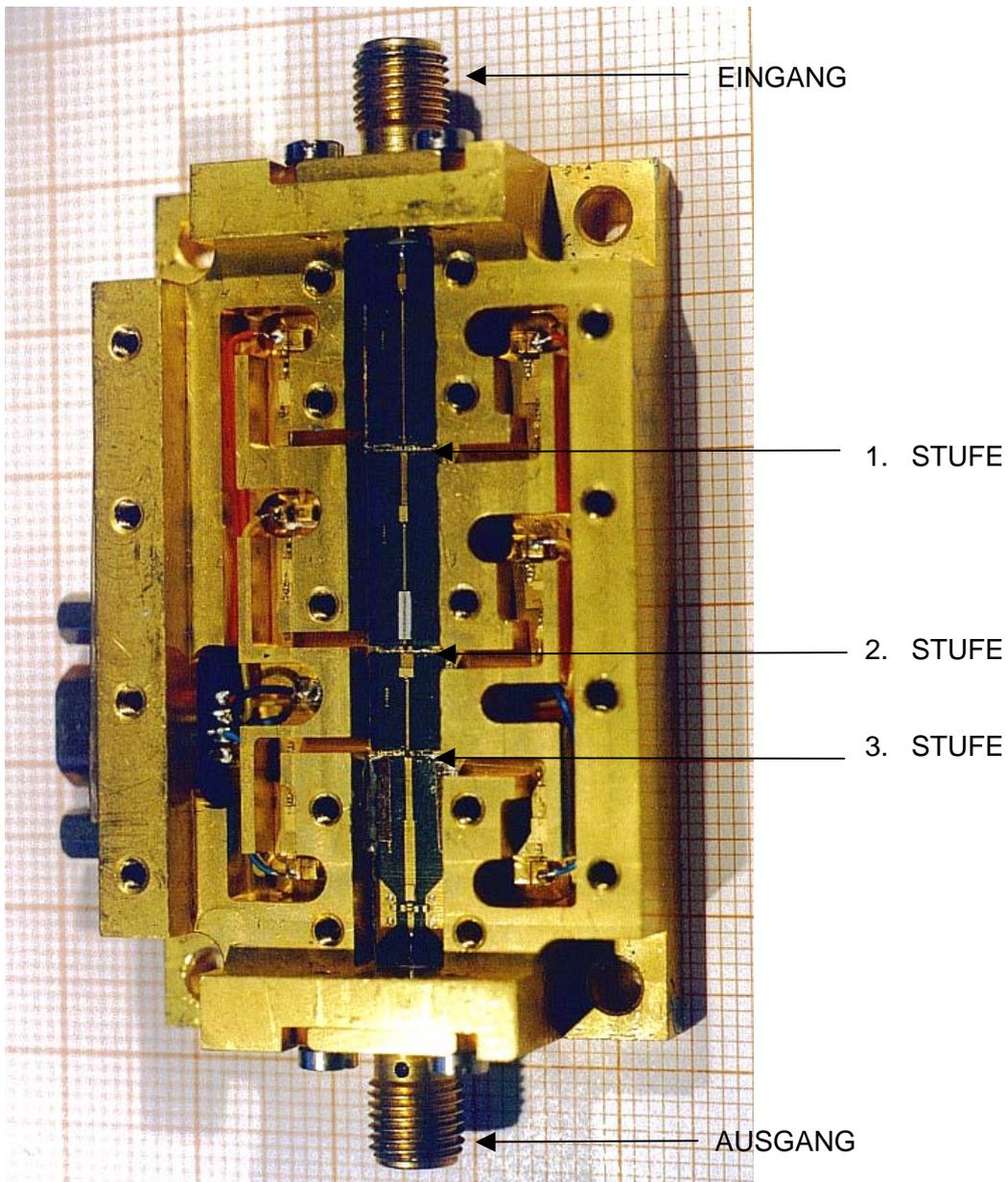




Abb. 10.3.3: Gesamtansicht des Verstärkers

11 KRYOGENISCHE KÜHLUNG

Der Verstärker wird auf einer Kupferplatte in einem thermisch isolierten Gefäß, dem Dewar, befestigt. Die Anschlüsse des Verstärkers wie Eingang, Ausgang und Spannungszufuhr werden über Vakuum-Durchführungen nach Außen geführt. Um die Temperatur im Innern des Dewars im gekühlten Zustand zu messen, werden Temperatursonden (Temperatur-Dioden) auf der Kupferplatte befestigt. Nach dem Einbau des Verstärkers wird der Dewar mit dem Gehäusedeckel verschlossen.

Um ein Kondensieren der eingeschlossenen Luft zu verhindern, wird der Dewar mit einer Vakuumpumpe evakuiert. Zur Kühlung wird ein Refrigerator mit einem geschlossenen Heliumgaskreislauf nach dem Gifford-McMahon-Prinzip verwendet. Das Helium-Gas wird mit einem Kompressor auf etwa 22bar komprimiert und über flexible Metallschläuche einem Expander-Modul zugeführt, wo das Gas entspannt wird. Hierbei kühlt sich das Gas auf etwa 15K ab, und wird anschließend zum Kompressor zurückgeleitet.

Abbildung 11.1 zeigt den Dewar bei geöffnetem Deckel.

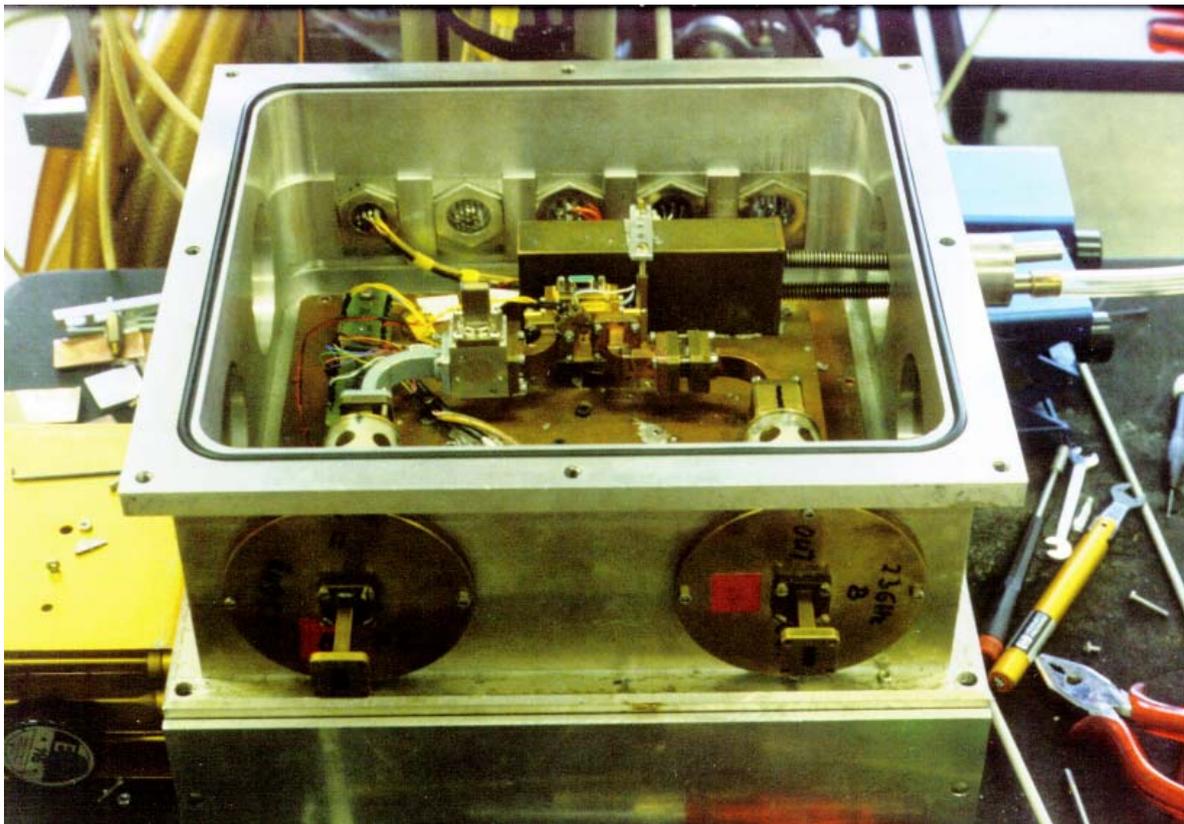


Abb. 11.1: Dewar bei geöffnetem Deckel

12 MESSUNGEN

12.1 MESSUNG DER EIN- UND AUSGANGSANPASSUNG

Ziel der Anpassungs-Messungen ist die Ermittlung der Ein- und Ausgangsanpassungsfaktoren $|S_{11}|$ und $|S_{22}|$ über den Betriebsfrequenzbereich. Für diese Messungen steht der automatische skalare Network-Analyser HP 8757D in Verbindung mit dem Sweep-Oscillator HP 8350B zur Verfügung. Der vollständige Meßaufbau ist in Abbildung 12.1.1 dargestellt. Der Network-Analyser mißt die Streuparameter eines Zweitores bzw. des Verstärkers in einem vorgegebenen Frequenzbereich. Der Sweep-Oscillator liefert dazu ein HF-Signal mit einer vom Network-Analyser vorgegebenen Frequenz und Leistung. Dieses HF-Signal stellt die für die Streuparameter-Messungen die einfallende Welle auf den Verstärker dar. Der Betrag der reflektierten und transmittierten Welle wird auf dem Bildschirm des Network-Analysers dargestellt.

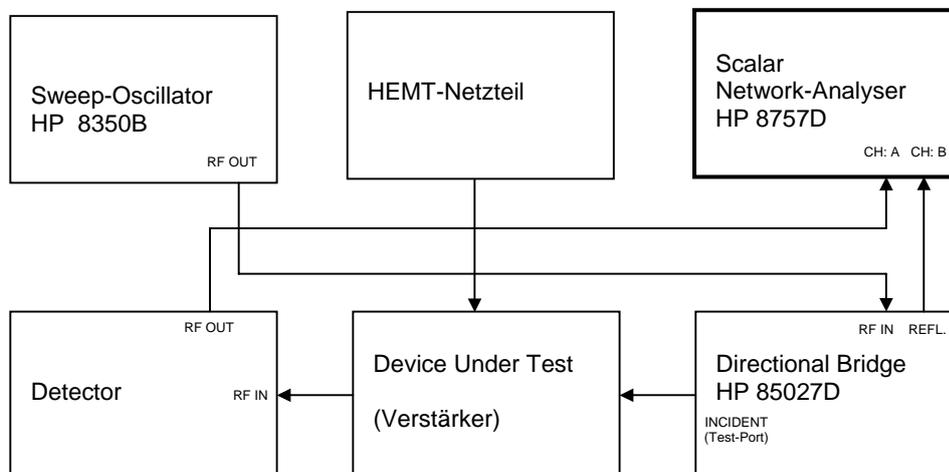


Abb. 12.1.1: Meßaufbau zur Messung der Ein- und Ausgangsanpassung des Verstärkers

Um die Durchgangsdämpfung herausrechnen zu können, wird das Open-Short-Load-Eichverfahren (OSL) verwendet. Als Eichnormal dient jeweils ein offenes Leitungsende, ein kurzgeschlossenes Leitungsende und ein angepaßter Abschluß (Calibration Kit HP 85052B). Dazu wird der Verstärker aus dem Meßaufbau entfernt. Am Test-Port des Directional Bridge wird mit den Eichnormalen nacheinander die Eichung vorgenommen. Aus technischen Gründen ist die Messung der Ein- und Ausgangsanpassung nur bei Raumtemperatur möglich. Diese gibt einen Aufschluß, wie sich die Anpassung prinzipiell verhält. Nach der Eichung wird der Verstärker in den Meßaufbau zwischen den Detektor und dem Directional Bridge eingesetzt. Die Arbeitspunkte der Transistoren werden beginnend mit der ersten Stufe nacheinander eingestellt:

1. Stufe: $U_{GS} = 0.115V$; $U_{DS} = 0.400V$; $I_D = 3.50mA$
2. Stufe: $U_{GS} = -0.255V$; $U_{DS} = 2.000V$; $I_D = 7.20mA$
3. Stufe: $U_{GS} = -0.255V$; $U_{DS} = 2.000V$; $I_D = 7.20mA$

Die gemessenen Ein- und Ausgangsanpassungen sind in Abbildung 12.1.2 und 12.1.3 dargestellt. Ein Vergleich der gemessenen mit der errechneten Eingangsanpassung zeigt im gesamten Betriebsfrequenzbereich einen ähnlichen Verlauf. Die Kurve ist jedoch um etwa +7dB nach oben verschoben. Bei der Bandmittenfrequenz besitzt der Verstärker eine Eingangsanpassung von $|S_{11}| = -1.88dB$ mit einem VSWR = 9.28.

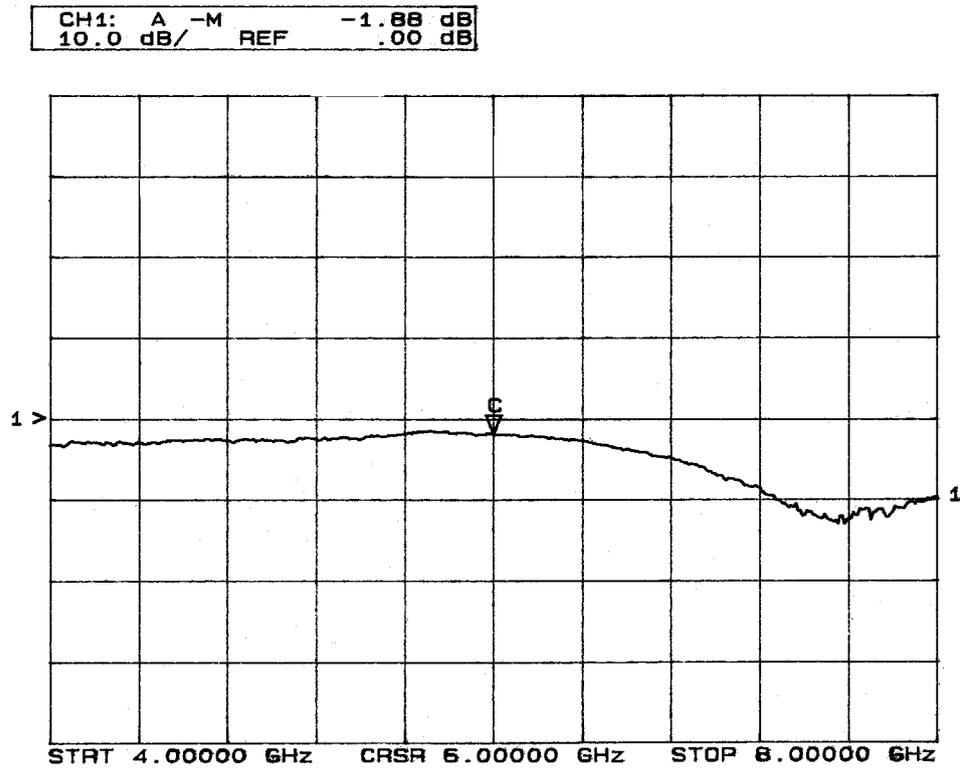


Abb. 12.1.2: Eingangsanpassung des Verstärkers $|S_{11}|$

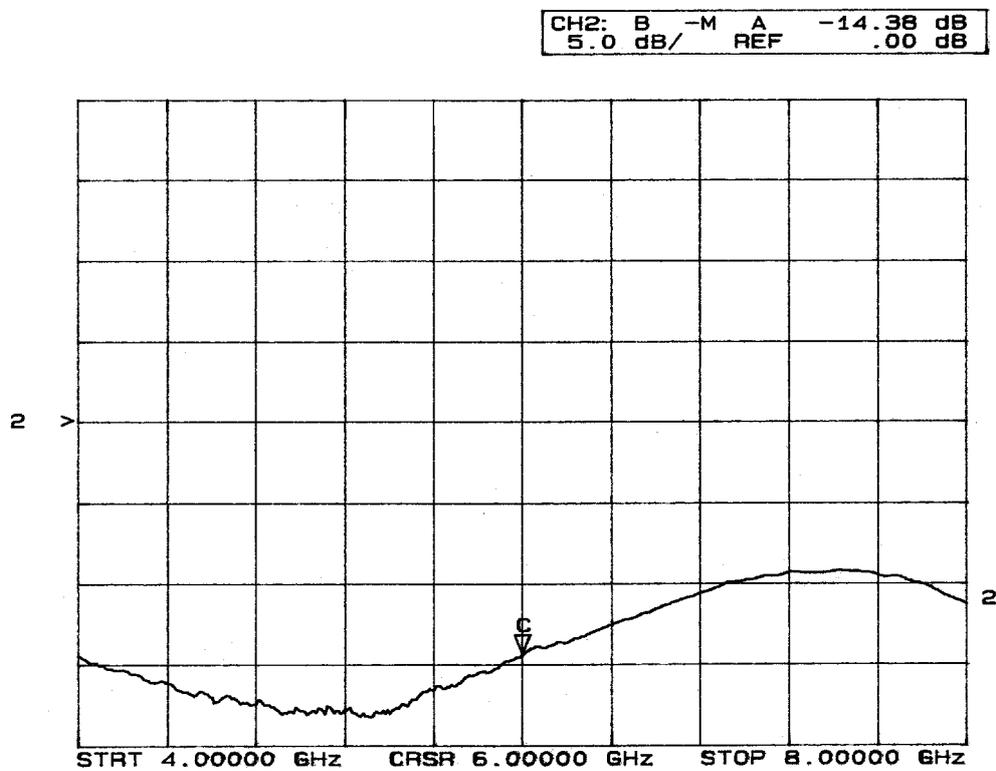


Abb. 12.1.3: Ausgangsanpassung des Verstärkers $|S_{22}|$

Die gemessene Ausgangsanpassung unterscheidet sich wesentlich von der errechneten. Bei der Bandmittenfrequenz ist die Abweichung vom errechneten Wert etwa +5dB. Dennoch ist hier mit $|S_{22}| = -14.38\text{dB}$ und einem $\text{VSWR} = 1.47$ die Ausgangsanpassung zufriedenstellend. Obwohl sich die Ein- und Ausgangsanpassungen bei den Messungen bei Raumtemperatur schlechter erwiesen als durch die Berechnung vorhergesagt wurde, nehmen sie über den gesamten Betriebsfrequenzbereich keine positiven Werte an. Dies gewährleistet einen stabilen Betrieb des Verstärkers. Die schlechte Eingangsanpassung erfordert eine Vorschaltung eines Isolators. Die Ursache für die Abweichung der gemessenen Werte von den errechneten Werten liegt in erster Linie darin, daß die Berechnung und Optimierung des Verstärkers auf einer anderen Betriebstemperatur basierte und die Transistoren rauschangepasst wurden.

12.2 MESSUNG DER VERSTÄRKUNG UND RAUSCHTEMPERATUR

Die Messung der Rauschtemperatur und der Verstärkung wurden mit dem Meßaufbau vorgenommen, der in Abbildung 12.2.1 dargestellt ist.

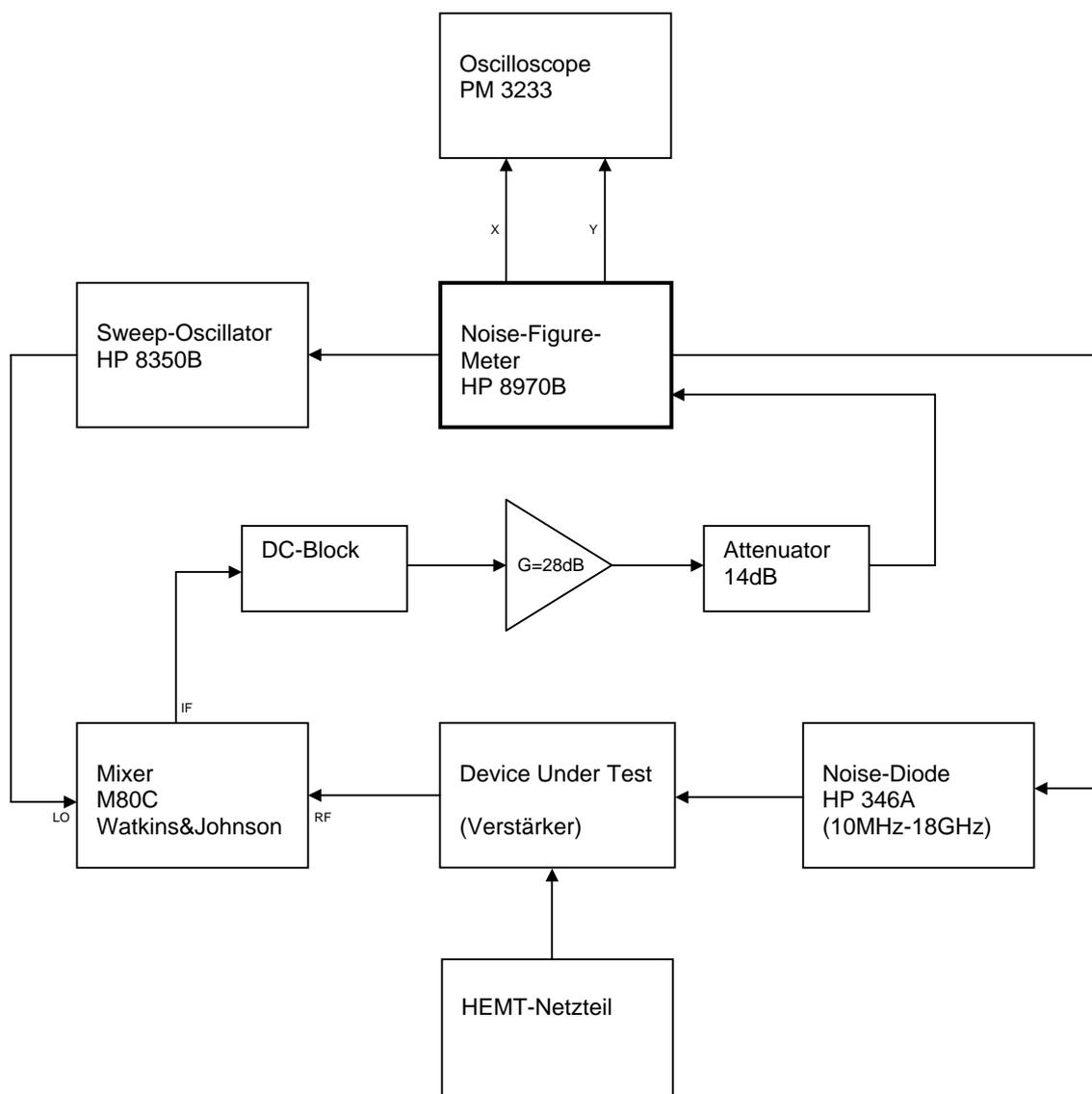


Abb. 12.2.1: Meßaufbau zur Messung der Rauschtemperatur und der Verstärkung

Die Steuerung der Messungen wird vom Mikroprozessor des Noise-Figure-Meters vorgenommen. Die Rauschdiode liefert am Eingang des zu vermessenden Verstärkers eine definierte Rauschtemperatur bzw. Rauschleistung. Das Ausgangssignal des Verstärkers wird von einem Mischer mit einer LO-Frequenz, die vom Noise-Figure-Meter gesteuert wird, auf eine ZF von 10MHz umgesetzt. Dieses Signal wird von einem rauscharmen ZF-Verstärker um 14dB verstärkt und gelangt auf den Eingang des Noise-Figure-Meters. Desweiteren ist mit dem Noise-Figure-Meter eine Messung der Verstärkung des Verstärkers möglich.

Die Rauschtemperaturmessung erfolgt nach der sogenannten Y-Faktor-Methode. Dabei werden dem Verstärker abwechselnd zwei unterschiedliche Rauschleistungen P_{NH} (Rauschleistung bei der hohen Temperatur T_H) und P_{NC} (Rauschleistung bei der tiefen Temperatur T_C) zugeführt. Aus dem Verhältnis Y der Ausgangsrauschleistung zur Eingangsrauschleistung kann die Rauschtemperatur T_e des Verstärkers bestimmt werden. Die Rauschleistung P_{NH} ergibt sich, wenn die Rauschdiode in Betrieb ist. Die Rauschleistung P_{NC} wird erreicht, wenn die Spannungsversorgung der Rauschdiode abgeschaltet wird. Damit ergibt sich für die tiefe Temperatur T_C die Umgebungstemperatur T_0 . Für das Verhältnis Y erhält man:

$$Y = \frac{P_{NH}}{P_{NC}} = \frac{k\Delta f(T_H - T_e)}{k\Delta f(T_C - T_e)}$$

bzw. mit $T_C = T_0$:

$$Y = \frac{P_{NH}}{P_{NC}} = \frac{k\Delta f(T_H - T_e)}{k\Delta f(T_0 - T_e)}$$

Eine Umformung dieser Gleichung nach der Rauschtemperatur T_e des Verstärkers ergibt:

$$T_e = \frac{T_H - YT_0}{Y - 1}$$

Das Meßprinzip besteht darin, die Dämpfung des ZF-Signals mittels eines internen Präzisionsdämpfungsgliedes im Noise-Figure-Meter so zu variieren, daß die Eingangsleistung, und damit die Leistung am internen Detektor konstant gehalten wird. Im ersten Schritt der Y-Faktor-Messung wird dem Verstärker die Rauschquelle mit der Temperatur T_C vorgeschaltet, wobei sich intern eine bestimmte Dämpfung einstellt. Anschließend wird die Rauschquelle mit der Temperatur T_H vorgeschaltet, und die Dämpfung so lange variiert, bis sich der vorige Wert wieder einstellt. Die Dämpfungsänderung zwischen diesen zwei Messungen ist gleich dem Y-Faktor.

Vor Beginn der Messungen wird eine für den Betriebsfrequenzbereich geeignete Rauschdiode und ein Mischer ausgesucht. Der Verstärker wird aus dem Meßaufbau entfernt und der Meßaufbau auf eine Rauschtemperatur von 0K und eine Verstärkung von 0dB geeicht. Anschließend wird der Verstärker in die Meßanordnung eingefügt, und die Arbeitspunkte der Transistoren eingestellt.

Die Messung der Rauschtemperatur und der Verstärkung bei Raumtemperatur wird durchgeführt, um eine schnelle Aussage über die Eigenschaften des Verstärkers machen zu können (die Kühlung des Verstärkers auf 15K dauert etwa drei Stunden). Hier wird ersichtlich, ob der Verstärker stabil arbeitet, und welchen Verlauf Verstärkung und Rauschtemperatur prinzipiell haben. Die sich für eine Betriebstemperatur von 15K ergebenden Werte unterscheiden sich erfahrungsgemäß im wesentlichen durch eine Verschiebung der gemessenen Kurven bei Raumtemperatur.

Die Messung der Rauschtemperatur und der Verstärkung bei Raumtemperatur ergab die in Abbildung 12.2.2 gezeigten Ergebnisse.

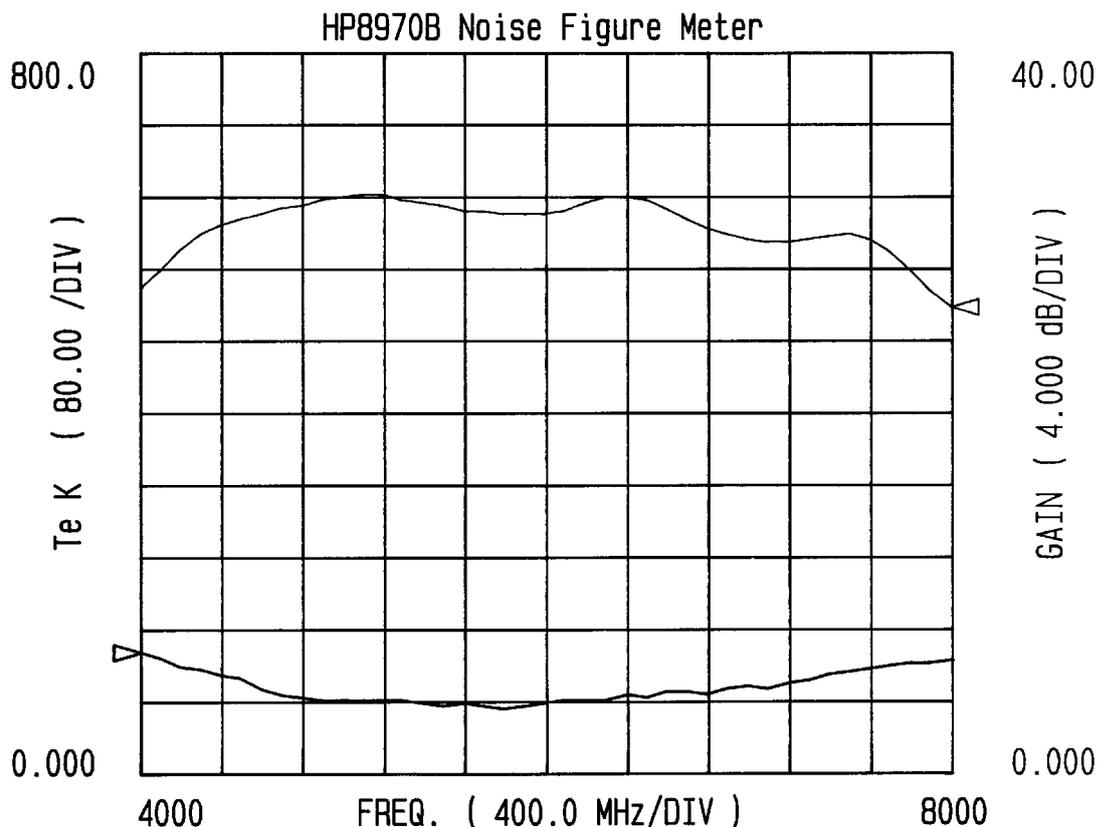


Abb. 12.2.2: Verstärkung und Rauschtemperatur des Verstärkers bei $T = 295\text{K}$

Aus dem Diagramm geht hervor, daß der Verstärker im Betriebsfrequenzbereich bei Raumtemperatur stabil arbeitet. Bei der Bandmittenfrequenz besitzt der Verstärker eine Verstärkung von 31.5dB und eine Rauschtemperatur von 78K.

Ist bei Raumtemperatur ein stabiler Betrieb des Verstärkers gewährleistet, werden die Messungen der Rauschtemperatur und Verstärkung bei der Betriebstemperatur von 15K wiederholt. Der Meßaufbau wird erneut auf eine Rauschtemperatur von 0K und eine Verstärkung von 0dB geeicht. Anschließend wird der Verstärker in den Dewar eingebaut und auf 15K gekühlt. Die Arbeitspunkte der Transistoren werden eingestellt und die Messungen durchgeführt.

Die Abbildungen 12.2.3 und 12.2.4 zeigen die Verstärkung und Rauschtemperatur des Verstärkers im Betriebsfrequenzbereich bei einer Temperatur von 15K.

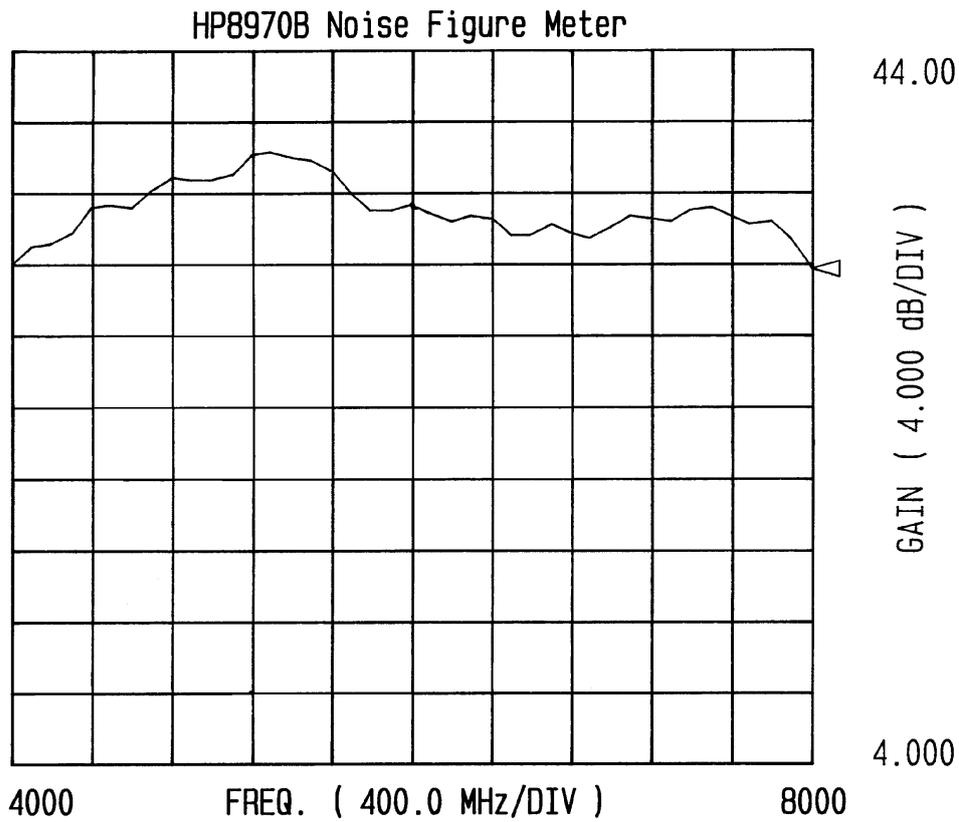


Abb. 12.2.3: Verstärkung des gekühlten Verstärkers bei $T = 15\text{K}$

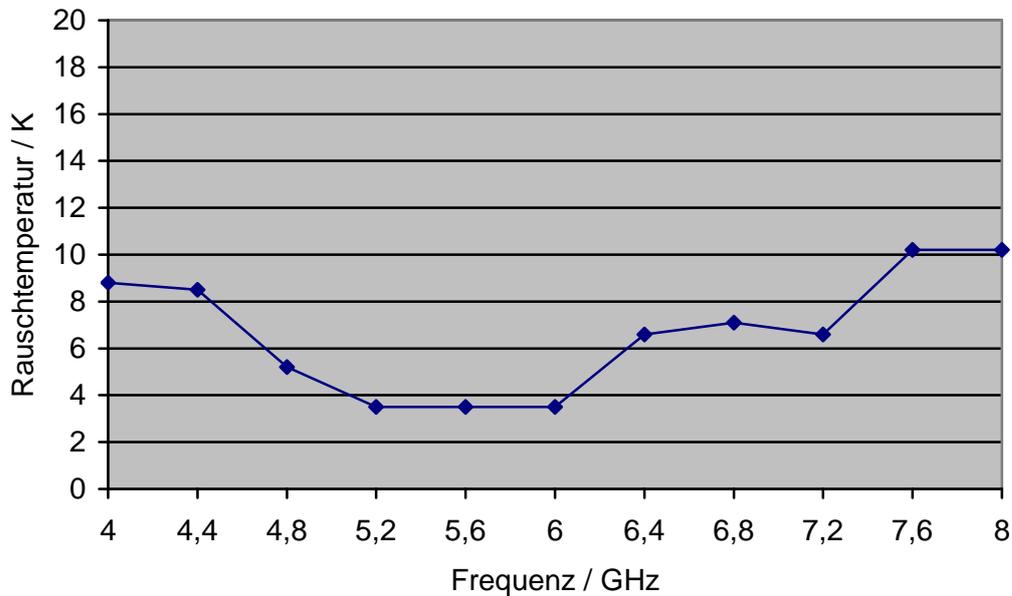


Abb. 12.2.4: Rauschtemperatur des gekühlten Verstärkers bei $T = 15\text{K}$



Aus den Diagrammen ist zu erkennen, daß der Verstärker bei der Betriebstemperatur von 15K stabil arbeitet. Ein Vergleich der Messungen mit den berechneten Verstärkungen und Rauschtemperaturen im Betriebsfrequenzbereich liefert folgende Ergebnisse:

Der Verlauf der Verstärkungskennlinie ist welliger als die errechnete. Im Betriebsfrequenzbereich liegt die gemessene Verstärkung des aufgebauten Verstärkers im Bereich zwischen 38dB und 32dB. Beim errechneten Verstärker liegt die Verstärkung im Bereich zwischen 30dB und 33dB. Bei der Bandmittenfrequenz mißt man eine Verstärkung von 35dB. Damit erzielt der aufgebaute Verstärker eine um etwa 4.5dB höhere Verstärkung als der berechnete Verstärker.

Die Rauschtemperatur des aufgebauten Verstärkers liegt im Betriebsfrequenzbereich unter der errechneten Rauschtemperatur. Die Analyse des berechneten Verstärkers liefert Rauschtemperaturen zwischen 8.3K und 18K. Bei der Bandmittenfrequenz liegt die errechnete Rauschtemperatur bei 8.38K. Gemessen wurden Rauschtemperaturen zwischen 3.3K und 10.2K. Bei der Bandmittenfrequenz erreichte der aufgebaute Verstärker eine Rauschtemperatur von 3.3K.

Der Vergleich zeigt, daß der aufgebaute Verstärker grundsätzlich eine höhere Verstärkung und eine niedrigere Rauschtemperatur aufweist. Ein linearer Verlauf der Verstärkung wie für den errechneten Verstärker wurde jedoch mit dem aufgebauten Verstärker nicht erreicht. Die Rauschtemperatur im Betriebsfrequenzbereich hingegen ist weitaus niedriger ausgefallen, als berechnet wurde.



13 ZUSAMMENFASSUNG

Die Entwicklung und Herstellung von kryogenischen rauscharmen Mikrowellenverstärkern umfaßt mehrere Schwierigkeiten.

Bei der Berechnung des Verstärkers muß oft auf Kompromisse eingegangen werden. So kann man den Verstärker nicht gleichzeitig auf minimales Rauschen und maximale Leistungsverstärkung auslegen. Hinzu kommt, daß je breitbandiger der Betriebsfrequenzbereich des Verstärkers sein soll, umso ungleichmäßiger der Verlauf mindestens einer der Systemparameter wird. Ein weiteres Problem ist, daß die Reflexionsfaktoren für minimales Rauschen und maximale Verstärkung im Smith-Chart oft in der Nähe der instabilen Bereiche liegen, was eine Rauschanpassung bzw. Leistungsanpassung nicht erlaubt.

Eine weitere Schwierigkeit besteht darin, alle physikalisch vorhandenen und meist parasitären Elemente in die Berechnung mit einzubeziehen. Viele nachgebildete Elemente basieren auf vereinfachten und idealisierten Modellen. Auch führt die Optimierung der Anpassungsnetzwerke nicht unbedingt zum bestmöglichen Ergebnis. Der Grund hierfür ist, daß bei solch komplexen Rechnungen nicht nur ein Optimum existiert. Der Optimierer arbeitet sich an ein lokales Minimum heran und bleibt dort stehen.

Die praktische Umsetzung des berechneten Verstärkers erfordert sehr viel Erfahrung im Bereich der Mikroelektronik und Mikrowellentechnik. Bei Frequenzen bis etwa 10GHz ist eine grobe Übereinstimmung der berechneten Systemparameter mit den gemessenen Systemparametern noch relativ häufig. Bei der Berechnung des Verstärkers für höhere Frequenzen können die errechneten Werte nur noch als ein grobes Ziel angesehen werden. Dennoch ist ohne die Theorie keine Entwicklung eines Verstärkers möglich.

Abweichungen vom theoretischen Verstärkerdesign können sich bei der praktischen Umsetzung durch:

- ungenaue Rausch- und s-Parameter, auf denen die Berechnung des Verstärkers basiert
- Ungenauigkeiten bei der Herstellung der Microstrip-Leitungen
- schlechte Masseverbindungen
- Abstrahlung der Microstrip-Leitungen

ergeben. Der aufgebaute Verstärker hat zufriedenstellende Ergebnisse geliefert. Im Hinblick auf die errechneten Systemparameter zeigt der aufgebaute Verstärker bessere Eigenschaften. Der Verstärker wird in einem Empfangssystem für eine Wellenlänge von 5cm im Effelsberger Radioteleskop eingesetzt.



LITERATURVERZEICHNIS

- [1] Kraus, D.: Radio Astronomy; McGraw-Hill, New York, 1966
- [2] Hachenberg, O.; Vowinkel, B.: Technische Grundlagen der Radioastronomie; B.I.-Wissenschaftsverlag, Zürich, 1982
- [3] Rohlf, K.: Tools Of Radio Astronomy; Springer-Verlag, Berlin, 1986
- [4] Verschuur, G.L.: Radioastronomie; Birkhäuser-Verlag, Basel, 1988
- [5] Sautter, H.: Astrophysik II; Gustav-Fischer-Verlag, Stuttgart, 1972
- [6] Schiek, B.; Siweris, H.-J.: Rauschen in Hochfrequenzschaltungen; Hüthig-Verlag, Heidelberg, 1990
- [7] Medley, M. W.: Microwave and RF Circuits; Artech House, Norwood, 1992
- [8] Zinke, O.; Brunswig, H.: Hochfrequenztechnik 1; Springer-Verlag, Berlin, 1995
- [9] Zinke, O.; Brunswig, H.: Hochfrequenztechnik 2; Springer-Verlag, Berlin, 1993
- [10] Meinke, H.; Gundlach, F.W.; et al.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik; Springer-Verlag, Berlin, 1992
- [11] Nibler, F.; et al.: Hochfrequenzschaltungstechnik; Expert-Verlag, 1998
- [12] Zimmer, G.: Hochfrequenztechnik; Springer-Verlag, Berlin, 2000
- [13] Schiek, B.: Grundlagen der Hochfrequenz-Meßtechnik; Springer-Verlag, Berlin, 1999
- [14] Hoffmann, R.: Integrierte Mikrowellenschaltungen; Springer-Verlag, 1983
- [15] Wadell, B. C.: Transmission Line Design Handbook; Artech House, Norwood, 1991
- [16] Scheel, W.; et. al.: Baugruppenteknologie der Elektronik; Verlag-Technik, Berlin, 1999
- [17] March, S. L.; Simple Equations Characterize Bond Wires; Microwaves & RF, November 1991, S. 105-110
- [18] Kellner, W.; Kniekamp, H.: GaAs-Feldeffekttransistoren; Springer-Verlag, Berlin, 1985
- [19] Käs, G.; Pauli, P.: Mikrowellentechnik; Franzis-Verlag, München, 1991
- [20] Dirks, C.: Hochfrequenz-CAD-Programme; Hüthig-Verlag, Heidelberg, 1989
- [21] Janssen, W.: Streifenleiter und Hohlleiter; Hüthig-Verlag, 1992
- [22] Pengelly, R. S.: Microwave Field-Effect-Transistors - Theory, Design and Applications; Research Studies Press, Letchworth, 1986



- [23] Zamanillo, J. M.; Fernandez, T.; Newport, Y.; Mediavilla, A.; Tazon, A.: Wideband Technique Models PHEMTs And GaAs MESFETs; *Microwaves & RF*, Februar 1996, S. 60-68
- [24] Henkes, D. D.: LNA Design Uses Series Feedback to Achieve Simultaneous Low Input VSWR and Low Noise; *Applied Microwave & Wireless*, Oktober 1998, S. 26-32
- [25] Hewlett Packard Application Note 967: A Low Noise 4GHz Transistor Amplifier Using the 2N6617 (HXTR-6101) Silicon Bipolar Transistor
- [26] Hewlett Packard Application Note 154: S-Parameter Design, Mai 1973
- [27] Evans, G.; McLeish, C. W.: *RF Radiometer Handbook*; Artech House, Dedham, 1977



ANHANG A

A1: Grenzempfindlichkeit des Radiometers mit gekühltem Verstärker

$$\begin{array}{llll}
 \text{TA1} := 295 & \text{LA1} := 10^{\frac{0.5}{10}} & \text{TC2} := 295 & \text{LC2} := 10^{\frac{0.1}{10}} \\
 \text{TA2} := 28 & \text{LA2} := 10^{\frac{0.12}{10}} & \text{TD1} := 295 & \text{LD1} := 10^{\frac{0.2}{10}} \\
 \text{TA3} := 28 & \text{LA3} := 10^{\frac{0.2}{10}} & \text{TD2} := 295 & \text{LD2} := 10^{\frac{0.1}{10}} \\
 \text{TB} := 28 & \text{LB} := 10^{\frac{0.5}{10}} & \text{TPREAMP} := 13 & \text{GPREAMP} := 10^{\frac{33}{10}} \\
 \text{TC1} := 127 & \text{LC1} := 10^{\frac{0.9}{10}} & \text{TMIXER} := 28 & \text{LMIXER} := 10^{\frac{6.7}{10}} \\
 \text{TRX} := 3000 & \text{TA} := 30 & \text{TIFAMP} := 90 & \text{GIFAMP} := 10^{\frac{36}{10}}
 \end{array}$$

$$\text{DG} := \left(10^{\frac{0.001}{10}} \right) - 1$$

$$\text{TRX2} := (\text{LD1} - 1) \cdot \text{TD1} + \text{LD1} \cdot [(\text{LD2} - 1) \cdot \text{TD2} + \text{LD2} \cdot \text{TRX}]$$

$$\text{TIF} := \text{TIFAMP} + \frac{\text{TRX2}}{\text{GIFAMP}}$$

$$\text{TIF2} := (\text{LC1} - 1) \cdot \text{TC1} + \text{LC1} \cdot [(\text{LC2} - 1) \cdot \text{TC2} + \text{LC2} \cdot \text{TIF}]$$

$$\text{TMIX} := (\text{LMIXER} - 1) \cdot \text{TMIXER} + \text{LMIXER} \cdot \text{TIF2}$$

$$\text{TMIX2} := (\text{LB} - 1) \cdot \text{TB} + \text{LB} \cdot \text{TMIX}$$

$$\text{TR} := \text{TPREAMP} + \frac{\text{TMIX2}}{\text{GPREAMP}}$$

$$\text{TRT} := (\text{LA1} - 1) \cdot \text{TA1} + \text{LA1} \cdot [(\text{LA2} - 1) \cdot \text{TA2} + \text{LA2} \cdot [(\text{LA3} - 1) \cdot \text{TA3} + \text{LA3} \cdot \text{TR}]]$$

$$\text{TSYS} := \text{TA} + \text{TRT}$$

$$\text{TMIN} := 1.414 \cdot \text{TSYS} \sqrt{\left(\frac{1}{2 \cdot 10^9} \right) + \text{DG}^2}$$

$$\text{TRX2} = 3.235656111 \times 10^3$$

$$\text{TIF} = 90.812760068$$

$$\text{TIF2} = 152.024334348$$

$$\text{TMIX} = 814.037074613$$

$$\text{TMIX2} = 916.781136922$$

$$\text{TR} = 13.459479002$$

$$\text{TRT} = 54.654259633$$

$$\text{TSYS} = 84.654259633$$

$$\text{TMIN} = 0.02769502$$



A2: Grenzempfindlichkeit des Radiometers mit ungekühltem Verstärker

$$\begin{array}{llll} \text{TA1} := 295 & \text{LA1} := 10^{\frac{0.5}{10}} & \text{TC2} := 295 & \text{LC2} := 10^{\frac{0.1}{10}} \\ \text{TA2} := 28 & \text{LA2} := 10^{\frac{0.12}{10}} & \text{TD1} := 295 & \text{LD1} := 10^{\frac{0.2}{10}} \\ \text{TA3} := 28 & \text{LA3} := 10^{\frac{0.2}{10}} & \text{TD2} := 295 & \text{LD2} := 10^{\frac{0.1}{10}} \\ \text{TB} := 28 & \text{LB} := 10^{\frac{0.5}{10}} & \text{TPREAMP} := 156 & \text{GPREAMP} := 10^{\frac{33}{10}} \\ \text{TC1} := 127 & \text{LC1} := 10^{\frac{0.9}{10}} & \text{TMIXER} := 28 & \text{LMIXER} := 10^{\frac{6.7}{10}} \\ \text{TRX} := 3000 & \text{TA} := 30 & \text{TIFAMP} := 90 & \text{GIFAMP} := 10^{\frac{36}{10}} \end{array}$$

$$\text{DG} := \left(10^{\frac{0.001}{10}} \right) - 1$$

$$\text{TRX2} := (\text{LD1} - 1) \text{TD1} + \text{LD1} \cdot [(\text{LD2} - 1) \text{TD2} + \text{LD2} \cdot \text{TRX}]$$

$$\text{TIF} := \text{TIFAMP} + \frac{\text{TRX2}}{\text{GIFAMP}}$$

$$\text{TIF2} := (\text{LC1} - 1) \text{TC1} + \text{LC1} \cdot [(\text{LC2} - 1) \text{TC2} + \text{LC2} \cdot \text{TIF}]$$

$$\text{TMIX} := (\text{LMIXER} - 1) \text{TMIXER} + \text{LMIXER} \cdot \text{TIF2}$$

$$\text{TMIX2} := (\text{LB} - 1) \cdot \text{TB} + \text{LB} \cdot \text{TMIX}$$

$$\text{TR} := \text{TPREAMP} + \frac{\text{TMIX2}}{\text{GPREAMP}}$$

$$\text{TRT} := (\text{LA1} - 1) \cdot \text{TA1} + \text{LA1} \cdot [(\text{LA2} - 1) \cdot \text{TA2} + \text{LA2} \cdot [(\text{LA3} - 1) \cdot \text{TA3} + \text{LA3} \cdot \text{TR}]]$$

$$\text{TSYS} := \text{TA} + \text{TRT}$$

$$\text{TMIN} := 1.414 \cdot \text{TSYS} \sqrt{\left(\frac{1}{2 \cdot 10^9} \right) + \text{DG}^2}$$

$$\text{TRX2} = 3.235656111 \times 10^3$$

$$\text{TIF} = 90.812760068$$

$$\text{TIF2} = 152.024334348$$

$$\text{TMIX} = 814.037074613$$

$$\text{TMIX2} = 916.781136922$$

$$\text{TR} = 156.459479002$$

$$\text{TRT} = 227.371638054$$

$$\text{TSYS} = 257.371638054$$

$$\text{TMIN} = 0.084200282$$



ANHANG B

Reihen-Reihen-schaltung		$(\underline{Z}) = (\underline{Z}_a) + (\underline{Z}_b)$
Parallel-Parallel-schaltung		$(\underline{Y}) = (\underline{Y}_a) + (\underline{Y}_b)$
Reihenparallel-schaltung		$(\underline{H}) = (\underline{H}_a) + (\underline{H}_b)$
Parallelreihen-schaltung		$(\underline{G}) = (\underline{G}_a) + (\underline{G}_b)$
Kettenschaltung		$(\underline{A}) = (\underline{A}_a)(\underline{A}_b)$
Kettenschaltung		$(\underline{A}) = (\underline{A}_b)(\underline{A}_a)$

Anhang B1: Zusammenschaltung von Vierpol-Matrizen

From To	Z	Y	G	H	ABCD
Z	$\frac{z_{11}}{Z_0} \quad \frac{z_{12}}{Z_0}$ $\frac{z_{21}}{Z_0} \quad \frac{z_{22}}{Z_0}$	$\frac{y_{22}}{\Delta_y} \quad -\frac{y_{12}}{\Delta_y}$ $-\frac{y_{21}}{\Delta_y} \quad \frac{y_{11}}{\Delta_y}$	$\frac{1}{g_{11}} \quad -\frac{g_{12}}{g_{11}}$ $\frac{g_{21}}{g_{11}} \quad \frac{\Delta_g}{g_{11}}$	$\frac{\Delta_h}{h_{22}} \quad \frac{h_{12}}{h_{22}}$ $-\frac{h_{21}}{h_{22}} \quad \frac{1}{h_{22}}$	$\frac{A}{C} \quad \frac{\Delta}{C}$ $\frac{1}{C} \quad \frac{D}{C}$
Y	$\frac{z_{22}}{\Delta_z} \quad -\frac{z_{12}}{\Delta_z}$ $-\frac{z_{21}}{\Delta_z} \quad \frac{z_{11}}{\Delta_z}$	$y_{11} Z_0 \quad y_{12} Z_0$ $y_{21} Z_0 \quad y_{22} Z_0$	$\frac{\Delta_g}{g_{22}} \quad \frac{g_{12}}{g_{22}}$ $-\frac{g_{21}}{g_{22}} \quad \frac{1}{g_{22}}$	$\frac{1}{h_{11}} \quad -\frac{h_{12}}{h_{11}}$ $\frac{h_{21}}{h_{11}} \quad \frac{\Delta_h}{h_{11}}$	$\frac{D}{B} \quad -\frac{\Delta}{B}$ $-\frac{1}{B} \quad \frac{A}{B}$
G	$\frac{1}{z_{11}} \quad -\frac{z_{12}}{z_{11}}$ $\frac{z_{21}}{z_{11}} \quad \frac{\Delta_z}{z_{11}}$	$\frac{\Delta_y}{y_{22}} \quad \frac{y_{12}}{y_{22}}$ $-\frac{y_{21}}{y_{22}} \quad \frac{1}{y_{22}}$	$g_{11} Z_0 \quad g_{12}$ $g_{21} \quad \frac{g_{22}}{Z_0}$	$\frac{h_{22}}{\Delta_h} \quad -\frac{h_{12}}{\Delta_h}$ $-\frac{h_{21}}{\Delta_h} \quad \frac{h_{11}}{\Delta_h}$	$\frac{C}{A} \quad -\frac{\Delta}{A}$ $\frac{1}{A} \quad \frac{B}{A}$
H	$\frac{\Delta_z}{z_{22}} \quad \frac{z_{12}}{z_{22}}$ $-\frac{z_{21}}{z_{22}} \quad \frac{1}{z_{22}}$	$\frac{1}{y_{11}} \quad -\frac{y_{12}}{y_{11}}$ $\frac{y_{21}}{y_{11}} \quad \frac{\Delta_y}{y_{11}}$	$\frac{g_{22}}{\Delta_g} \quad -\frac{g_{12}}{\Delta_g}$ $-\frac{g_{21}}{\Delta_g} \quad \frac{g_{11}}{\Delta_g}$	$\frac{h_{11}}{Z_0} \quad h_{12}$ $h_{21} \quad h_{22} Z_0$	$\frac{B}{D} \quad \frac{\Delta}{D}$ $-\frac{1}{D} \quad \frac{C}{D}$
A B C D	$\frac{z_{11}}{z_{21}} \quad \frac{\Delta_z}{z_{21}}$ $\frac{1}{z_{21}} \quad \frac{z_{22}}{z_{21}}$	$-\frac{y_{22}}{y_{21}} \quad -\frac{1}{y_{21}}$ $-\frac{\Delta_y}{y_{21}} \quad -\frac{y_{11}}{y_{21}}$	$\frac{1}{g_{21}} \quad \frac{g_{22}}{g_{21}}$ $\frac{g_{11}}{g_{21}} \quad \frac{\Delta_g}{g_{21}}$	$-\frac{\Delta_h}{h_{21}} \quad -\frac{h_{11}}{h_{21}}$ $-\frac{h_{22}}{h_{21}} \quad -\frac{1}{h_{21}}$	$A \quad \frac{B}{Z_0}$ $C Z_0 \quad D$

Anhang B2: Transformationsgleichungen für die Umrechnung von Vierpol-Matrizen



	From S Parameters				To S Parameters			
Z	$Z_{11} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12} S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}}$	$Z_{12} = \frac{2 S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}}$	$Z_{21} = \frac{2 S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}}$	$Z_{22} = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}}$	$S_{11} = \frac{(Z_{11} - 1)(1 + Z_{22}) - Z_{12} Z_{21}}{(1 + Z_{11})(1 + Z_{22}) - Z_{12} Z_{21}}$	$S_{12} = \frac{2 Z_{12}}{(1 + Z_{11})(1 + Z_{22}) - Z_{12} Z_{21}}$	$S_{21} = \frac{2 Z_{21}}{(1 + Z_{11})(1 + Z_{22}) - Z_{12} Z_{21}}$	$S_{22} = \frac{(1 + Z_{11})(Z_{22} - 1) - Z_{12} Z_{21}}{(1 + Z_{11})(1 + Z_{22}) - Z_{12} Z_{21}}$
	$Y_{11} = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}}$	$Y_{12} = \frac{-2 S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}}$	$Y_{21} = \frac{-2 S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}}$	$Y_{22} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}}$	$S_{11} = \frac{(1 - Y_{11})(1 + Y_{22}) + Y_{12} Y_{21}}{(1 + Y_{11})(1 + Y_{22}) - Y_{12} Y_{21}}$	$S_{12} = \frac{-2 Y_{12}}{(1 + Y_{11})(1 + Y_{22}) - Y_{12} Y_{21}}$	$S_{21} = \frac{-2 Y_{21}}{(1 + Y_{11})(1 + Y_{22}) - Y_{12} Y_{21}}$	$S_{22} = \frac{(1 + Y_{11})(1 - Y_{22}) + Y_{12} Y_{21}}{(1 + Y_{11})(1 + Y_{22}) - Y_{12} Y_{21}}$
G	$G_{11} = \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}}{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12} S_{21}}$	$G_{12} = \frac{-2 S_{12}}{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12} S_{21}}$	$G_{21} = \frac{2 S_{21}}{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12} S_{21}}$	$G_{22} = \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}}{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12} S_{21}}$	$S_{11} = \frac{(1 - G_{11})(1 + G_{22}) + G_{12} G_{21}}{(1 + G_{11})(1 + G_{22}) - G_{12} G_{21}}$	$S_{12} = \frac{-2 G_{12}}{(1 + G_{11})(1 + G_{22}) - G_{12} G_{21}}$	$S_{21} = \frac{2 G_{21}}{(1 + G_{11})(1 + G_{22}) - G_{12} G_{21}}$	$S_{22} = \frac{(1 + G_{11})(G_{22} - 1) - G_{12} G_{21}}{(1 + G_{11})(1 + G_{22}) - G_{12} G_{21}}$
	$H_{11} = \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}}{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}}$	$H_{12} = \frac{2 S_{12}}{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}}$	$H_{21} = \frac{-2 S_{21}}{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}}$	$H_{22} = \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}}{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}}$	$S_{11} = \frac{(H_{11} - 1)(1 + H_{22}) - H_{12} H_{21}}{(1 + H_{11})(1 + H_{22}) - H_{12} H_{21}}$	$S_{12} = \frac{2 H_{12}}{(1 + H_{11})(1 + H_{22}) - H_{12} H_{21}}$	$S_{21} = \frac{-2 H_{21}}{(1 + H_{11})(1 + H_{22}) - H_{12} H_{21}}$	$S_{22} = \frac{(1 + H_{11})(1 - H_{22}) + H_{12} H_{21}}{(1 + H_{11})(1 + H_{22}) - H_{12} H_{21}}$
A B C D	$A = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12} S_{21}}{2 S_{21}}$	$B = \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}}{2 S_{12}}$	$S_{11} = \frac{A + B - C - D}{A + B + C + D}$	$S_{12} = \frac{2(AD - BC)}{A + B + C + D}$	$S_{21} = \frac{2}{A + B + C + D}$	$S_{22} = \frac{-A + B - C + D}{A + B + C + D}$		
	$C = \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}}{2 S_{21}}$	$D = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}}{2 S_{12}}$						

Anhang B3: Transformationsgleichungen für die Umrechnung von s-Parametern

ELEMENT	Z		Y		H		S	
	Not defined		Y	-Y	Z	1	$\frac{Z}{Z + 2Z_0}$	$\frac{2Z}{Z + 2Z_0}$
	Z	Z	Not defined		0	1	$\frac{-Z_0 Y}{Z + 2Z_0}$	$\frac{2}{Z + 2Z_0}$
	Z	Z	Not defined		-1	Y	$\frac{2}{Z + 2Z_0}$	$\frac{-Z_0 Y}{Z + 2Z_0}$
	Not defined		Not defined		0	n	$\frac{n^2 - 1}{n^2 + 1}$	$\frac{2n}{n^2 + 1}$
	$Z_0 \coth(\gamma l)$	$Z_0 \operatorname{csch}(\gamma l)$	$Y_0 \coth(\gamma l)$	$-Y_0 \operatorname{csch}(\gamma l)$	$Z_0 \tanh(\gamma l)$	$\operatorname{sech}(\gamma l)$	$\frac{\Gamma(1 - e^{-2\gamma l})}{1 - \Gamma^2 e^{-2\gamma l}}$	$\frac{(1 - \Gamma^2) e^{-\gamma l}}{1 - \Gamma^2 e^{-2\gamma l}}$
	$Z_0 \operatorname{csch}(\gamma l)$	$Z_0 \coth(\gamma l)$	$-Y_0 \operatorname{csch}(\gamma l)$	$Y_0 \coth(\gamma l)$	$-\operatorname{sech}(\gamma l)$	$Y_0 \tanh(\gamma l)$	$\frac{(1 - \Gamma^2) e^{-\gamma l}}{1 - \Gamma^2 e^{-2\gamma l}}$	$\frac{\Gamma(1 - e^{-2\gamma l})}{1 - \Gamma^2 e^{-2\gamma l}}$
	$-jZ_0 \cot(\beta l)$	$-jZ_0 \operatorname{csc}(\beta l)$	$-jY_0 \cot(\beta l)$	$jY_0 \operatorname{csc}(\beta l)$	$jZ_0 \tan(\beta l)$	$\sec(\beta l)$	$\frac{\Gamma(1 - e^{-j2\beta l})}{1 - \Gamma^2 e^{-j2\beta l}}$	$\frac{(1 - \Gamma^2) e^{-j\beta l}}{1 - \Gamma^2 e^{-j2\beta l}}$
	$-jZ_0 \operatorname{csc}(\beta l)$	$-jZ_0 \cot(\beta l)$	$jY_0 \operatorname{csc}(\beta l)$	$-jY_0 \cot(\beta l)$	$-\sec(\beta l)$	$jY_0 \tan(\beta l)$	$\frac{(1 - \Gamma^2) e^{-j\beta l}}{1 - \Gamma^2 e^{-j2\beta l}}$	$\frac{\Gamma(1 - e^{-j2\beta l})}{1 - \Gamma^2 e^{-j2\beta l}}$
	0	0	Not defined		Not defined		-1	0
	α	0	Not defined		Not defined		$\frac{2\alpha}{Z_0}$	-1
	Not defined		Not defined		Not defined		1	0
	Not defined		Not defined		Not defined		2μ	-1
	Not defined		Not defined		0	0	-1	0
	Not defined		Not defined		β	0	-2β	1
	Not defined		0	0	Not defined		1	0
	Not defined		g_m	0	Not defined		$-2g_m Z_0$	1

Anhang B4: Vierpolparameter wichtiger Grundelemente



ANHANG C

C1: S-PARAMETER DES TRW160 μ m

Gemessen bei: $U_{GS} = 0.115V$, $U_{DS} = 0.400V$, $I_D = 3.50mA$, $T = 15K$

Frequenz	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}
01.000GHz	0.9998 \angle -010.1	6.4339 \angle 173.3	0.0177 \angle 84.1	0.3253 \angle -014.5
02.000GHz	0.9924 \angle -020.3	6.3775 \angle 166.6	0.0338 \angle 77.6	0.3290 \angle -026.8
03.000GHz	0.9883 \angle -030.2	6.2607 \angle 159.9	0.0546 \angle 71.9	0.3289 \angle -041.8
04.000GHz	0.9806 \angle -039.6	6.0773 \angle 153.6	0.0683 \angle 65.3	0.3429 \angle -053.9
05.000GHz	0.9786 \angle -048.2	5.8018 \angle 148.0	0.0806 \angle 60.8	0.3451 \angle -063.9
06.000GHz	0.9671 \angle -056.8	5.6779 \angle 142.3	0.0959 \angle 53.8	0.3421 \angle -075.4
07.000GHz	0.9565 \angle -065.4	5.4294 \angle 136.5	0.1047 \angle 48.9	0.3387 \angle -088.3
08.000GHz	0.9484 \angle -072.6	5.1599 \angle 131.8	0.1132 \angle 44.4	0.3564 \angle -097.5
09.000GHz	0.9343 \angle -078.3	4.9173 \angle 127.4	0.1195 \angle 38.8	0.3505 \angle -103.1
10.000GHz	0.9370 \angle -084.9	4.6909 \angle 123.0	0.1261 \angle 35.8	0.3475 \angle -111.7
11.000GHz	0.9189 \angle -092.0	4.4708 \angle 117.9	0.1332 \angle 31.2	0.3551 \angle -123.1
12.000GHz	0.9032 \angle -096.7	4.1764 \angle 114.4	0.1359 \angle 28.0	0.3636 \angle -127.7
13.000GHz	0.9042 \angle -101.0	3.9946 \angle 111.0	0.1434 \angle 25.6	0.3565 \angle -132.3
14.000GHz	0.9009 \angle -105.6	3.8097 \angle 107.4	0.1426 \angle 21.9	0.3465 \angle -140.0
15.000GHz	0.8960 \angle -109.8	3.6024 \angle 104.5	0.1476 \angle 17.5	0.3507 \angle -146.7
16.000GHz	0.8669 \angle -113.5	3.3689 \angle 101.4	0.1396 \angle 15.1	0.3577 \angle -152.7
17.000GHz	0.8766 \angle -116.9	3.2458 \angle 098.4	0.1483 \angle 12.2	0.3524 \angle -153.7
18.000GHz	0.8728 \angle -120.6	3.0528 \angle 095.2	0.1449 \angle 09.1	0.3395 \angle -162.6
19.000GHz	0.8622 \angle -124.2	2.9059 \angle 093.0	0.1497 \angle 06.4	0.3529 \angle -170.8
20.000GHz	0.8282 \angle -124.1	2.6894 \angle 092.5	0.1467 \angle 06.7	0.3315 \angle -170.2
21.000GHz	0.8270 \angle -127.9	2.6229 \angle 088.5	0.1477 \angle 05.6	0.3349 \angle -173.4
22.000GHz	0.8437 \angle -132.2	2.4819 \angle 085.5	0.1397 \angle 01.2	0.3308 \angle 155.7
23.000GHz	0.8069 \angle -134.8	2.2945 \angle 083.7	0.1351 \angle -02.2	0.3458 \angle 172.6
24.000GHz	0.8118 \angle -135.3	2.2359 \angle 082.1	0.1297 \angle -02.8	0.3217 \angle 174.9
25.000GHz	0.8002 \angle -137.1	2.1227 \angle 080.2	0.1300 \angle -04.7	0.2974 \angle 175.2
26.000GHz	0.7816 \angle -138.1	2.0125 \angle 078.5	0.1251 \angle -03.1	0.2865 \angle 162.5
27.000GHz	0.8094 \angle -140.7	1.9641 \angle 076.4	0.1292 \angle -05.5	0.2819 \angle 158.1
28.000GHz	0.7638 \angle -143.3	1.7975 \angle 075.3	0.1274 \angle -06.7	0.2883 \angle 160.1
29.000GHz	0.7737 \angle -142.2	1.7773 \angle 074.2	0.1338 \angle -08.3	0.2514 \angle 156.2
30.000GHz	0.7692 \angle -143.7	1.6613 \angle 071.7	0.1264 \angle -04.7	0.2520 \angle 156.3



C2: RAUSCHPARAMETER DES TRW160 μ m

Gemessen bei: $U_{GS} = 0.115V$, $U_{DS} = 0.400V$, $I_D = 3.50mA$, $T = 15K$

Frequenz	F_{min}/dB	Γ_{opt}	$R_n/50\Omega$
01.000GHz	0.0046	0.9646 \angle 005.3440	0.0294
02.000GHz	0.0094	0.9309 \angle 010.6754	0.0294
03.000GHz	0.0141	0.8991 \angle 015.9814	0.0294
04.000GHz	0.0190	0.8695 \angle 021.2487	0.0294
05.000GHz	0.0239	0.8422 \angle 026.4639	0.0294
06.000GHz	0.0288	0.8173 \angle 031.6129	0.0294
07.000GHz	0.0339	0.7949 \angle 036.6815	0.0294
08.000GHz	0.0389	0.7721 \angle 041.9189	0.0289
09.000GHz	0.0441	0.7540 \angle 046.8506	0.0289
10.000GHz	0.0493	0.7382 \angle 051.6666	0.0288
11.000GHz	0.0546	0.7245 \angle 056.3541	0.0287
12.000GHz	0.0600	0.7129 \angle 060.9020	0.0286
13.000GHz	0.0654	0.7032 \angle 065.3010	0.0285
14.000GHz	0.0709	0.6952 \angle 069.5439	0.0285
15.000GHz	0.0765	0.6888 \angle 073.6253	0.0284
16.000GHz	0.0821	0.6838 \angle 077.5423	0.0283
17.000GHz	0.0878	0.6800 \angle 081.2934	0.0282
18.000GHz	0.0936	0.6774 \angle 084.8795	0.0281
19.000GHz	0.0994	0.6757 \angle 088.3026	0.0280
20.000GHz	0.1054	0.6722 \angle 092.1592	0.0274
21.000GHz	0.1113	0.6722 \angle 095.3014	0.0273
22.000GHz	0.1174	0.6728 \angle 098.2920	0.0272
23.000GHz	0.1235	0.6739 \angle 101.1370	0.0271
24.000GHz	0.1297	0.6755 \angle 103.8426	0.0269
25.000GHz	0.1360	0.6775 \angle 106.4154	0.0268
26.000GHz	0.1424	0.6786 \angle 109.2489	0.0264
27.000GHz	0.1488	0.6812 \angle 111.5873	0.0262
28.000GHz	0.1553	0.6841 \angle 113.8117	0.0261
29.000GHz	0.1619	0.6871 \angle 115.9286	0.0259
30.000GHz	0.1686	0.6891 \angle 118.3751	0.0254



C3: S-PARAMETER DES MGFC4419G

Gemessen bei: $U_{GS} = -0.255V$, $U_{DS} = 2.000V$, $I_D = 7.20mA$, $T = 15K$

Frequenz	\underline{S}_{11}	\underline{S}_{21}	\underline{S}_{12}	\underline{S}_{22}
01.000GHz	0.9991 \angle -009.5	6.7599 \angle 173.6	0.0164 \angle 085.2	0.5921 \angle -008.5
02.000GHz	0.9919 \angle -018.8	6.7126 \angle 167.4	0.0293 \angle 080.3	0.5866 \angle -016.4
03.000GHz	0.9847 \angle -028.2	6.5793 \angle 161.1	0.0448 \angle 073.3	0.5758 \angle -024.2
04.000GHz	0.9718 \angle -037.3	6.3921 \angle 155.1	0.0573 \angle 067.5	0.5684 \angle -031.6
05.000GHz	0.9585 \angle -045.5	6.1994 \angle 149.6	0.0698 \angle 061.8	0.5592 \angle -038.4
06.000GHz	0.9456 \angle -053.7	5.9687 \angle 144.4	0.0812 \angle 057.9	0.5496 \angle -045.4
07.000GHz	0.9281 \angle -061.0	5.7286 \angle 139.4	0.0906 \angle 054.0	0.5381 \angle -050.8
08.000GHz	0.9097 \angle -068.5	5.4569 \angle 134.7	0.0982 \angle 049.4	0.5226 \angle -057.2
09.000GHz	0.9010 \angle -074.7	5.2615 \angle 130.5	0.1061 \angle 045.8	0.5167 \angle -061.9
10.000GHz	0.8844 \angle -080.9	5.0020 \angle 126.6	0.1107 \angle 042.5	0.5038 \angle -067.0
11.000GHz	0.8718 \angle -087.1	4.8114 \angle 122.4	0.1184 \angle 038.6	0.5005 \angle -072.2
12.000GHz	0.8544 \angle -092.8	4.5396 \angle 118.7	0.1195 \angle 035.5	0.4808 \angle -076.2
13.000GHz	0.8509 \angle -096.7	4.3450 \angle 115.7	0.1271 \angle 034.0	0.4773 \angle -079.8
14.000GHz	0.8403 \angle -101.3	4.1706 \angle 112.4	0.1312 \angle 030.7	0.4750 \angle -084.0
15.000GHz	0.8271 \angle -105.5	3.9537 \angle 109.8	0.1329 \angle 028.6	0.4660 \angle -087.0
16.000GHz	0.8243 \angle -109.8	3.7797 \angle 106.8	0.1359 \angle 025.5	0.4638 \angle -090.4
17.000GHz	0.8146 \angle -113.1	3.6099 \angle 104.4	0.1370 \angle 024.7	0.4597 \angle -093.2
18.000GHz	0.8047 \angle -115.5	3.4498 \angle 102.2	0.1396 \angle 023.4	0.4562 \angle -094.9
19.000GHz	0.8000 \angle -119.6	3.3135 \angle 099.4	0.1413 \angle 019.2	0.4490 \angle -098.7
20.000GHz	0.7944 \angle -122.8	3.1757 \angle 097.6	0.1394 \angle 018.1	0.4488 \angle -100.6
21.000GHz	0.7805 \angle -126.3	3.0207 \angle 095.2	0.1447 \angle 016.4	0.4433 \angle -103.5
22.000GHz	0.7809 \angle -128.1	2.9178 \angle 093.0	0.1431 \angle 014.5	0.4456 \angle -105.4
23.000GHz	0.7758 \angle -129.8	2.8161 \angle 091.4	0.1449 \angle 013.6	0.4436 \angle -105.9
24.000GHz	0.7596 \angle -133.1	2.6900 \angle 089.3	0.1417 \angle 012.5	0.4348 \angle -107.7
25.000GHz	0.7703 \angle -134.8	2.5792 \angle 087.9	0.1433 \angle 011.4	0.4361 \angle -107.9
26.000GHz	0.7664 \angle -136.1	2.5147 \angle 086.2	0.1394 \angle 011.0	0.4359 \angle -109.3
27.000GHz	0.7561 \angle -138.5	2.4255 \angle 084.1	0.1411 \angle 007.9	0.4472 \angle -111.3
28.000GHz	0.7576 \angle -140.8	2.3368 \angle 081.9	0.1406 \angle 005.8	0.4435 \angle -113.6
29.000GHz	0.7580 \angle -141.7	2.2634 \angle 081.2	0.1399 \angle 004.8	0.4435 \angle -114.2
30.000GHz	0.7654 \angle -143.0	2.2052 \angle 079.8	0.1487 \angle 004.8	0.4348 \angle -113.8



C4: RAUSCHPARAMETER DES MGFC4419G

Gemessen bei: $U_{GS} = -0.255V$, $U_{DS} = 2.000V$, $I_D = 7.20mA$, $T = 15K$

Frequenz	F_{min}/dB	Γ_{opt}	$R_n/50\Omega$
01.000GHz	0.0042	0.9684 \angle 005.0826	0.0302
02.000GHz	0.0085	0.9381 \angle 010.1558	0.0302
03.000GHz	0.0129	0.9092 \angle 015.2104	0.0301
04.000GHz	0.0173	0.8821 \angle 020.2368	0.0301
05.000GHz	0.0217	0.8568 \angle 025.2250	0.0300
06.000GHz	0.0262	0.8333 \angle 030.1650	0.0299
07.000GHz	0.0307	0.8118 \angle 035.0466	0.0298
08.000GHz	0.0353	0.7922 \angle 039.8594	0.0297
09.000GHz	0.0399	0.7746 \angle 044.5934	0.0295
10.000GHz	0.0446	0.7588 \angle 049.2387	0.0294
11.000GHz	0.0493	0.7449 \angle 053.7862	0.0292
12.000GHz	0.0541	0.7326 \angle 058.2274	0.0291
13.000GHz	0.0589	0.7220 \angle 062.5550	0.0289
14.000GHz	0.0638	0.7130 \angle 066.7627	0.0287
15.000GHz	0.0687	0.7053 \angle 070.8456	0.0284
16.000GHz	0.0736	0.6989 \angle 074.7999	0.0282
17.000GHz	0.0786	0.6937 \angle 078.6233	0.0279
18.000GHz	0.0837	0.6895 \angle 082.3146	0.0277
19.000GHz	0.0887	0.6863 \angle 085.8740	0.0274
20.000GHz	0.0939	0.6839 \angle 089.3023	0.0271
21.000GHz	0.0990	0.6823 \angle 092.6015	0.0268
22.000GHz	0.1042	0.6814 \angle 095.7744	0.0265
23.000GHz	0.1095	0.6811 \angle 098.8242	0.0262
24.000GHz	0.1148	0.6813 \angle 101.7548	0.0258
25.000GHz	0.1201	0.6819 \angle 104.5703	0.0255
26.000GHz	0.1255	0.6829 \angle 107.2750	0.0251
27.000GHz	0.1309	0.6843 \angle 109.8737	0.0248
28.000GHz	0.1364	0.6859 \angle 112.3708	0.0244
29.000GHz	0.1418	0.6878 \angle 114.7711	0.0240
30.000GHz	0.1474	0.6898 \angle 117.0791	0.0236



C5: DATENBLATT – MGFC4419G – SEITE 1

PRELIMINARY

Notice : This is not a final specification
Some parametric limits are subject to change.

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <GaAs FET>

MGFC4419G

InGaAs HEMT Chip

DESCRIPTION

The MGFC4419G low-noise HEMT(High electron Mobility Transistor) is designed for use in X to K band amplifiers.

FEATURES (TARGET)

- Low noise figure
NFmin=0.5 dB (MAX.) @ f=12GHz
- High associated gain
Gs=12.0 dB (MIN.) @ f=12GHz

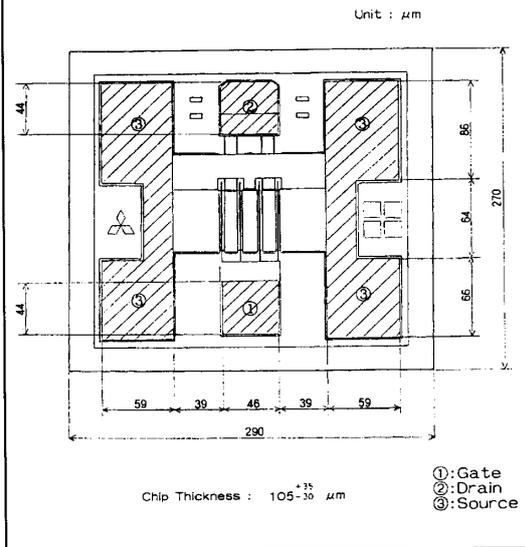
APPLICATION

X to K band amplifiers.

RECOMMENDED BIAS CONDITIONS

- Vds=2V , Id=10mA
Refer to Bias Procedure

OUTLINE DRAWING



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta=25°C)

Symbol	Parameter	Ratings	Unit
V _{GDO}	Gate to drain voltage	-4	V
V _{GSO}	Gate to source voltage	-4	V
I _D	Drain current	60	mA
P _T	Total power dissipation	50	mW
T _{ch}	Channel temperature	125	°C
T _{stg}	Storage temperature	-65 ~ +125	°C

< Keep safety first in your circuit designs! >

Mitsubishi Electric Corporation puts the maximum effort into making semiconductor products better and more reliable, but there is always the possibility that trouble may occur with them. Trouble with semiconductors may lead to personal injury, fire or property damage. Remember to give due consideration to safety when making your circuit designs, with appropriate measures such as (i) placement of substitutive, auxiliary circuits, (ii) use of non-flammable material or (iii) prevention against any malfunction or mishap.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta=25°C)

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit
			Min.	Typ.	Max	
V _{(BR)GDO}	Gate to drain breakdown voltage	I _G = -10 μ A	-3	—	—	V
I _{GSS}	Gate to source leakage current	V _{GS} =2V, V _{DS} =0V	—	—	50	μ A
I _{DSS}	Saturated drain current	V _{DS} =2V, V _{GS} =0V	—	—	60	mA
V _{GS (off)}	Gate to Source cut-off voltage	V _{DS} =2V, I _D =500 μ A	-0.1	—	-1.5	V
g _m	Transconductance	V _{DS} =2V, I _D =10mA	—	75	—	mS
G _s	Associated gain	V _{DS} =2V, I _D =10mA	12	13.5	—	dB
N _{Fmin}	Minimum noise figure	f=12GHz	—	—	0.5	dB



C5: DATENBLATT – MGFC4419G – SEITE 2

PRELIMINARY

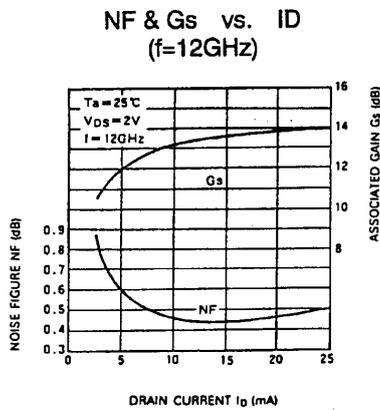
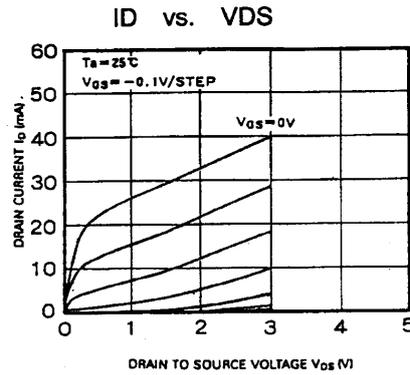
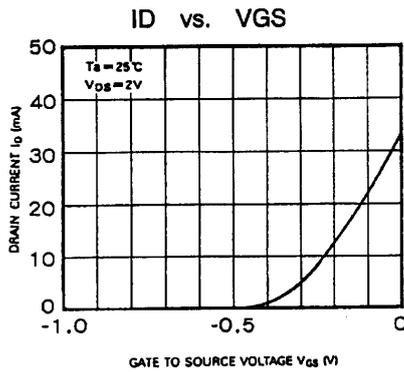
Notice : This is not a final specification
Some parametric limits are subject to change.

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <GaAs FET>

MGFC4419G

InGaAs HEMT Chip

Typical Characteristics





C5: DATENBLATT – MGFC4419G – SEITE 3

<p>PRELIMINARY</p> <p><small>Notice : This is not a final specification Some parametric limits are subject to change.</small></p>	<p>MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <GaAs FET></p> <p>MGFC4419G</p> <p>InGaAs HEMT Chip</p>
--	--

Typical Characteristics

S Parameters (Ta=25 deg.C , VDS=2V , ID=10mA)

f (GHz)	S11		S21		S12		S22		MSG/MAG (dB)	K
	Magn.	Angle	Magn.	Angle	Magn.	Angle	Magn.	Angle		
1	0.994	-12.2	5.908	169.6	0.019	82.3	0.660	-8.9	24.9	0.017
2	0.976	-24.3	5.790	159.4	0.037	74.9	0.645	-17.6	21.9	0.038
3	0.950	-36.0	5.608	149.5	0.054	67.7	0.623	-26.0	20.1	0.065
4	0.917	-47.3	5.380	140.0	0.069	61.1	0.595	-34.0	18.9	0.100
5	0.880	-58.1	5.123	131.1	0.083	54.9	0.564	-41.6	17.9	0.143
6	0.842	-68.4	4.854	122.7	0.094	49.3	0.531	-48.7	17.1	0.192
7	0.805	-78.2	4.585	114.8	0.103	44.2	0.498	-55.5	16.5	0.246
8	0.771	-87.6	4.324	107.3	0.111	39.6	0.466	-61.9	15.9	0.304
9	0.739	-96.5	4.076	100.3	0.117	35.4	0.436	-68.1	15.4	0.364
10	0.711	-104.9	3.843	93.7	0.122	31.7	0.407	-74.1	15.0	0.425
11	0.687	-113.1	3.626	87.4	0.127	28.3	0.381	-79.9	14.6	0.486
12	0.666	-120.9	3.426	81.4	0.130	25.3	0.357	-85.6	14.2	0.546
13	0.648	-128.3	3.241	75.7	0.133	22.5	0.335	-91.4	13.9	0.604
14	0.634	-135.5	3.071	70.2	0.136	20.0	0.316	-97.2	13.6	0.660
15	0.622	-142.3	2.914	64.9	0.138	17.7	0.298	-103.0	13.3	0.713
16	0.613	-148.9	2.770	59.8	0.139	15.6	0.283	-109.0	13.0	0.763
17	0.607	-155.2	2.636	54.8	0.141	13.8	0.270	-115.1	12.7	0.810
18	0.603	-161.3	2.513	50.0	0.143	12.0	0.259	-121.4	12.5	0.853
19	0.600	-167.0	2.398	45.3	0.144	10.5	0.250	-127.8	12.2	0.892
20	0.600	-172.6	2.292	40.7	0.145	9.0	0.243	-134.3	12.0	0.927
21	0.601	-177.9	2.193	36.3	0.146	7.7	0.238	-140.9	11.8	0.958
22	0.603	177.0	2.100	31.9	0.148	6.4	0.235	-147.5	11.5	0.984
23	0.606	172.2	2.013	27.7	0.149	5.3	0.234	-154.1	10.8	1.006
24	0.610	167.5	1.931	23.5	0.151	4.2	0.235	-160.6	10.1	1.024
25	0.616	163.0	1.855	19.4	0.152	3.1	0.238	-166.9	9.7	1.037
26	0.621	158.7	1.782	15.4	0.154	2.1	0.242	-173.0	9.3	1.045

Noise Parameters (Ta=25 deg.C , VDS=2V , ID=10mA)

f (GHz)	Gopt.		Rn (W)	NFmin. (dB)	Gs (dB)
	Magn.	Angle			
4	0.71	33.0	18.0	0.24	18.3
8	0.62	61.1	14.6	0.35	15.9
12	0.55	87.0	12.2	0.45	13.5
18	0.48	123.8	10.3	0.63	9.9
22	0.45	148.1	11.0	0.78	7.5
26	0.45	173.2	12.4	0.98	5.1



C5: DATENBLATT – MGFC4419G – SEITE 4

<p>PRELIMINARY</p> <p><small>Notice : This is not a final specification Some parametric limits are subject to change.</small></p>	<p>MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <GaAs FET></p> <p>MGFC4419G</p> <p>InGaAs HEMT Chip</p>
--	--

TECHNICAL NOTE

1. Characteristics and quality assurance

1.1 Electrical characteristics

- a. DC characteristics on spec. sheet show the test conditions and values using wafer-prober. DC characteristics are tested 100% devices.
- b. RF characteristics are tested using the corresponding packaged FET. When more than 80% Of the samples satisfy the value of RF characteristics on spec. sheet , that wafer is accepted for shipment.

1.2 Quality assurance and reliability

- a. Mechanical characteristics are tested using corresponding package with sampling test.
- b. Visual inspection is complied with MITSUBISHI's technical note.
- c. The electrical characteristics and the quality assurance test are sampling test. And so the shipped chips are contained some sub-standard articles.
- d. After opening the packing , the quality of chips are influenced with storage conditions. Our recommended storage conditions and period is as follows:

Ta=25±3 deg.C

MITSUBISHI's packing + Desiccator 6 months

Opened packing + Desiccator 2 months

In the desiccator , leave the chips in the pack keeping up-side-up and store in a clean and dry enviroment , preferable dry N2.

e. Packing quantity

Standard : 400 pcs. or 50 pcs. / each waffle pack

Custom order : 25~400 pcs. / each waffle pack by 25 pcs. step

In case of long storage exceeding 2 months at customer after opening the packing , total quantity of order shall be separated and small unit quantity of each orders shall be custome ordered. In this case , we may prepare special spec. No. for each customer. (ex . -21,-22)

1.3 Others

The device shall not be returned in the following case.

- a. Inadequate storage
- b. Mishandling
- c. Incorrect die/wire bonding
- d. RF characteristics failure rate less than 30%.

2. Ordering information

The classification with Visual grade & packing quantity is listed in Table.1.

Table.1. Standard specifications

Spec.No.	Visual Grade	Unit quantity for each waffle packe
-A01	A	400 pcs
-A02	B	
-A03	C	
-A11	A	25 pcs
-A12	B	
-A13	C	



C5: DATENBLATT – MGFC4419G – SEITE 5

<p>PRELIMINARY</p> <p><small>Notice : This is not a final specification Some parametric limits are subject to change.</small></p>	<p>MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <GaAs FET></p> <p>MGFC4419G</p> <p>InGaAs HEMT Chip</p>
--	--

S Parameters for MGFC4419G (Simulated Value)

(Conditions:VDS=2V,IDS=10mA,Ta=25C)

f (GHz)	S11		S21		S12		S22		K	GMAX (dB)
	Magn.	Angle	Magn.	Angle	Mag.	Angle	Mag.	Angle		
1	0.994	-12.1	5.823	169.7	0.019	82.3	0.666	-8.8	0.05	24.8
2	0.977	-24.1	5.709	159.5	0.037	74.8	0.652	-17.4	0.10	21.8
3	0.951	-35.8	5.534	149.6	0.054	67.5	0.630	-25.7	0.16	20.1
4	0.918	-47.0	5.314	140.2	0.070	60.8	0.602	-33.7	0.21	18.8
5	0.882	-57.8	5.066	131.3	0.083	54.5	0.570	-41.2	0.26	17.9
6	0.844	-68.1	4.804	122.9	0.094	48.8	0.536	-48.3	0.31	17.1
7	0.808	-77.9	4.542	114.9	0.103	43.5	0.502	-55.1	0.36	16.4
8	0.773	-87.2	4.286	107.4	0.111	38.8	0.469	-61.6	0.41	15.9
9	0.742	-96.2	4.043	100.4	0.117	34.5	0.438	-67.7	0.46	15.4
10	0.713	-104.7	3.813	93.7	0.123	30.6	0.408	-73.7	0.51	14.9
11	0.688	-112.9	3.599	87.4	0.127	27.0	0.380	-79.6	0.56	14.5
12	0.667	-120.7	3.401	81.3	0.130	23.8	0.355	-85.5	0.61	14.2
13	0.649	-128.2	3.218	75.6	0.133	20.9	0.332	-91.3	0.66	13.8
14	0.634	-135.4	3.049	70.0	0.135	18.2	0.311	-97.3	0.71	13.5
15	0.623	-142.4	2.893	64.7	0.137	15.8	0.293	-103.4	0.75	13.2
16	0.614	-149.0	2.750	59.5	0.139	13.5	0.277	-109.6	0.80	13.0
17	0.607	-155.4	2.616	54.5	0.140	11.5	0.263	-116.0	0.84	12.7
18	0.603	-161.5	2.493	49.6	0.141	9.6	0.251	-122.6	0.88	12.5
19	0.600	-167.3	2.379	44.9	0.142	7.9	0.242	-129.4	0.92	12.2
20	0.599	-172.9	2.272	40.3	0.143	6.3	0.235	-136.3	0.95	12.0
21	0.600	-178.3	2.173	35.8	0.144	4.9	0.230	-143.3	0.99	11.8
22	0.602	176.6	2.080	31.4	0.145	3.5	0.227	-150.4	1.02	10.8
23	0.606	171.7	1.993	27.1	0.146	2.2	0.227	-157.3	1.04	10.1
24	0.610	167.0	1.911	22.8	0.147	1.1	0.228	-164.2	1.07	9.5
25	0.615	162.5	1.833	18.7	0.148	-0.1	0.232	-170.8	1.09	9.1
26	0.621	158.2	1.760	14.6	0.150	-1.1	0.237	-177.2	1.11	8.7
27	0.627	154.0	1.691	10.7	0.151	-2.1	0.243	176.8	1.13	8.3
28	0.634	150.1	1.626	6.8	0.152	-3.1	0.251	171.0	1.14	8.0
29	0.641	146.3	1.564	3.0	0.154	-4.1	0.261	165.6	1.15	7.7
30	0.649	142.6	1.504	-0.8	0.155	-5.1	0.271	160.5	1.15	7.5
31	0.657	139.1	1.448	-4.5	0.157	-6.0	0.281	155.7	1.16	7.2
32	0.664	135.8	1.394	-8.1	0.159	-7.0	0.293	151.1	1.16	7.0
33	0.672	132.5	1.343	-11.6	0.161	-8.0	0.305	146.9	1.16	6.8
34	0.680	129.4	1.293	-15.0	0.163	-9.0	0.317	142.8	1.15	6.6
35	0.688	126.4	1.246	-18.4	0.166	-10.0	0.330	139.0	1.15	6.4
36	0.696	123.4	1.201	-21.7	0.168	-11.0	0.343	135.4	1.14	6.3
37	0.703	120.6	1.158	-24.9	0.170	-12.1	0.356	132.0	1.13	6.1
38	0.710	117.9	1.117	-28.1	0.173	-13.2	0.369	128.7	1.12	6.0
39	0.717	115.3	1.078	-31.2	0.175	-14.3	0.382	125.6	1.11	5.8
40	0.724	112.8	1.040	-34.2	0.178	-15.4	0.394	122.6	1.10	5.7



C6: APPROXIMATION DES WELLENWIDERSTANDES EINER MICROSTRIP-LEITUNG

nach M. Kirschning und R. H. Jansen

Der Fehler bei der Bestimmung des frequenzabhängigen Wellenwiderstandes $z_0(f)$ nach M. Kirschning und R. H. Jansen liegt für:

$$0.1 \leq (W/h) \leq 10 \quad ; \quad 1 \leq \epsilon_r \leq 18 \quad ; \quad 0 \leq h \cdot f \leq 30 \text{GHz} \cdot \text{mm}$$

bei unter 1%.

Mit der frequenzabhängigen effektiven Permittivität $\epsilon_{r,\text{eff}}$:

(Substratdicke h in cm und Frequenz f in GHz)

$$\epsilon_{r,\text{eff}} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{r,\text{eff,stat}}}{1 + P}$$

$$\epsilon_{r,\text{eff,stat}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10 \cdot h}{W}\right)^{-a \cdot b}$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \cdot \ln \left[\frac{(W/h)^4 + \{W/(52 \cdot h)\}^2}{(W/h)^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \cdot \ln \left\{ 1 + \left(\frac{W}{18.1 \cdot h} \right)^3 \right\}$$

$$b = 0.564 \{ (\epsilon_r - 0.9) / (\epsilon_r + 3) \}^{0.053}$$

$$P = P_1 \cdot P_2 \cdot \{ (0.1844 + P_3 \cdot P_4) \cdot 10 \cdot f \cdot h \}^{1.5763}$$

$$P_1 = 0.27488 + (W/h) \cdot [0.6315 + \{0.525 / (1 + 0.157 \cdot f \cdot h)^{20}\}] - 0.065683 \cdot \exp(-8.7513 \cdot W/h)$$

$$P_2 = 0.33622 \{ 1 - \exp(-0.03442 \cdot \epsilon_r) \}$$

$$P_3 = 0.0363 \cdot \exp(-4.6 \cdot W/h) [1 - \exp\{-(f \cdot h / 3.87)^{4.97}\}]$$

$$P_4 = 1 + 2.751 \cdot [1 - \exp\{-(\epsilon_r / 15.916)^8\}]$$



Ergibt sich der frequenzabhängige Wellenwiderstand $z_0(f)$ der Microstrip-Leitung:

(Substratdicke h in mm und Frequenz f in GHz)

$$z_0(f) = z_{0,\text{stat}} \cdot (R_{13} / R_{14})^{R_{17}}$$

$$z_{0,\text{stat}} = \frac{120\pi\Omega}{2\pi} \cdot \ln \left\{ \frac{F_1 \cdot h}{W} + \sqrt{1 + (2 \cdot h / W)^2} \right\}$$

$$F_1 = 6 + (2\pi - 6) \cdot \exp\{-(30.666 \cdot h / W)^{0.7528}\}$$

$$R_1 = 0.03891 \cdot \varepsilon_r^{1.4}$$

$$R_2 = 0.267 \cdot (W / h)^{7.0}$$

$$R_3 = 4.766 \cdot \exp\{-3.228 \cdot (W / h)^{0.641}\}$$

$$R_4 = 0.016 + (0.0514 \cdot \varepsilon_r)^{4.524}$$

$$R_5 = (h \cdot f / 28.843)^{12.0}$$

$$R_6 = 22.2 \cdot (W / h)^{1.92}$$

$$R_7 = 1.206 - 0.3144 \cdot \exp(-R_1) \cdot \{1 - \exp(-R_2)\}$$

$$R_8 = 1 + 1.275 \cdot [1 - \exp\{-0.004625 \cdot R_3 \cdot \varepsilon_r^{1.674} (h \cdot f / 18.365)^{2.745}\}]$$

$$R_9 = 5.086 \cdot R_4 \cdot \frac{R_5}{0.3838 + 0.386 \cdot R_4} \cdot \frac{\exp(-R_6)}{1 + 1.2992 \cdot R_5} \cdot \frac{(\varepsilon_r - 1)^6}{1 + 10 \cdot (\varepsilon_r - 1)^6}$$

$$R_{10} = 0.00044 \cdot \varepsilon_r^{2.136} + 0.0184$$

$$R_{11} = \frac{(h \cdot f / 19.47)^6}{1 + 0.0963 \cdot (h \cdot f / 19.47)^6}$$

$$R_{12} = 1 / \{1 + 0.00245 \cdot (W / h)^2\}$$

$$R_{13} = 0.9408 \cdot \varepsilon_{r,\text{eff}}^{R_8} - 0.9603$$

$$R_{14} = (0.9408 - R_9) \cdot \varepsilon_{r,\text{eff},\text{stat}}^{R_8} - 0.9603$$

$$R_{15} = 0.707 \cdot R_{10} \cdot (h \cdot f / 12.3)^{1.097}$$

$$R_{16} = 1 + 0.0503 \cdot \varepsilon_r^2 \cdot R_{11} \cdot [1 - \exp\{-((W / h) / 15)^6\}]$$

$$R_{17} = R_7 \cdot [1 - 1.1241 \cdot (R_{12} / R_{16}) \cdot \exp\{-0.026 \cdot (h \cdot f)^{1.1565} - R_{15}\}]$$



ANHANG D

D1: Berechnung des Stabilitätsfaktors K und der Stabilitätskreise der 1. Stufe

s-Parameter des TRW160 μ m:

$$\begin{array}{lll}
 s_{11} := 0.5295 - 0.8092i & |s_{11}| = 0.967 & \arg(s_{11}) \cdot \frac{180}{\pi} = -56.801 \\
 s_{12} := 0.0566 + 0.07739i & |s_{12}| = 0.096 & \arg(s_{12}) \cdot \frac{180}{\pi} = 53.82 \\
 s_{21} := -4.4925 + 3.4722i & |s_{21}| = 5.678 & \arg(s_{21}) \cdot \frac{180}{\pi} = 142.3 \\
 s_{22} := 0.0862 - 0.3311i & |s_{22}| = 0.342 & \arg(s_{22}) \cdot \frac{180}{\pi} = -75.407 \\
 \Delta := s_{11} \cdot s_{22} - s_{12} \cdot s_{21} & &
 \end{array}$$

Stabilitätsfaktor K:

$$K := \frac{1 + (|\Delta|)^2 - (|s_{11}|)^2 - (|s_{22}|)^2}{2 \cdot |s_{12} \cdot s_{21}|} \qquad K = 0.043$$

Eingangsstabilitätskreis:

$$\text{Mittelpunkt: MESK} := \frac{\overline{(s_{11} - \Delta \cdot s_{22})}}{(|s_{11}|)^2 - (|\Delta|)^2}$$

$$\text{Radius: RESK} := \left| \frac{s_{12} \cdot s_{21}}{(|s_{11}|)^2 - (|\Delta|)^2} \right|$$

Ausgangsstabilitätskreis:

$$\text{Mittelpunkt: MASK} := \frac{\overline{(s_{22} - \Delta \cdot s_{11})}}{(|s_{22}|)^2 - (|\Delta|)^2}$$

$$\text{Radius: RASK} := \left| \frac{s_{12} \cdot s_{21}}{(|s_{22}|)^2 - (|\Delta|)^2} \right|$$

$$\text{MESK} = 0.565 + 1.077i \quad |\text{MESK}| = 1.217 \quad \arg(\text{MESK}) \cdot \frac{180}{\pi} = 62.319 \quad \text{RESK} = 0.651$$

$$\text{MASK} = -8.366 + 29.457i \quad |\text{MASK}| = 30.622 \quad \arg(\text{MASK}) \cdot \frac{180}{\pi} = 105.856 \quad \text{RASK} = 30.563$$



D2: Berechnung des Stabilitätsfaktors K und der Stabilitätskreise der 2. und 3. Stufe

s-Parameter des MGFC4419G:

$$\begin{array}{lll}
 s_{11} := 0.5598 - 0.762i & |s_{11}| = 0.946 & \arg(s_{11}) \cdot \frac{180}{\pi} = -53.697 \\
 s_{12} := 0.0431 + 0.0688i & |s_{12}| = 0.081 & \arg(s_{12}) \cdot \frac{180}{\pi} = 57.935 \\
 s_{21} := -4.8532 + 3.4745i & |s_{21}| = 5.969 & \arg(s_{21}) \cdot \frac{180}{\pi} = 144.4 \\
 s_{22} := 0.3859 - 0.3913i & |s_{22}| = 0.55 & \arg(s_{22}) \cdot \frac{180}{\pi} = -45.398 \\
 \Delta := s_{11} \cdot s_{22} - s_{12} \cdot s_{21} & &
 \end{array}$$

Stabilitätsfaktor K:

$$K := \frac{1 + (|\Delta|)^2 - (|s_{11}|)^2 - (|s_{22}|)^2}{2 \cdot |s_{12} \cdot s_{21}|} \qquad K = 0.048$$

Eingangsstabilitätskreis:

$$\begin{array}{l}
 \text{Mittelpunkt: } \text{MESK} := \frac{\overline{(s_{11} - \Delta \cdot s_{22})}}{(|s_{11}|)^2 - (|\Delta|)^2} \\
 \text{Radius: } \text{RESK} := \left| \frac{s_{12} \cdot s_{21}}{(|s_{11}|)^2 - (|\Delta|)^2} \right|
 \end{array}$$

Ausgangsstabilitätskreis:

$$\begin{array}{l}
 \text{Mittelpunkt: } \text{MASK} := \frac{\overline{(s_{22} - \Delta \cdot s_{11})}}{(|s_{22}|)^2 - (|\Delta|)^2} \\
 \text{Radius: } \text{RASK} := \left| \frac{s_{12} \cdot s_{21}}{(|s_{22}|)^2 - (|\Delta|)^2} \right|
 \end{array}$$

$$\begin{array}{llll}
 \text{MESK} = 0.445 + 1.194i & |\text{MESK}| = 1.274 & \arg(\text{MESK}) \cdot \frac{180}{\pi} = 69.576 & \text{RESK} = 0.743 \\
 \text{MASK} = -1.165 + 8.127i & |\text{MASK}| = 8.21 & \arg(\text{MASK}) \cdot \frac{180}{\pi} = 98.159 & \text{RASK} = 8.102
 \end{array}$$



D3: Berechnung der Induktivität eines Bonddrahtes in Abhängigkeit von der Länge

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$$

Magnetische Feldkonstante [H/m]

$$\mu_r := 1$$

Permeabilität von Gold [H/m]

$$L := 0.01 \times 10^{-3}, 0.02 \cdot 10^{-3} \dots 4 \cdot 10^{-3}$$

Länge des Bonddrahtes [m]

$$d := 0.0175 \cdot 10^{-3}$$

Durchmesser des Bonddrahtes [m]

$$h := 0.23 \cdot 10^{-3}$$

Durchschnittliche Höhe des Bonddrahtes [m]

$$f := 0.1 \cdot 10^9$$

Frequenz [Hz]

$$\rho := 2.44 \cdot 10^{-8}$$

Spezifischer Widerstand von Gold [Ωm]

$$ds := \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}}$$

$$\delta := \left(\frac{1}{4}\right) \cdot \tanh\left(4 \cdot \frac{ds}{d}\right)$$

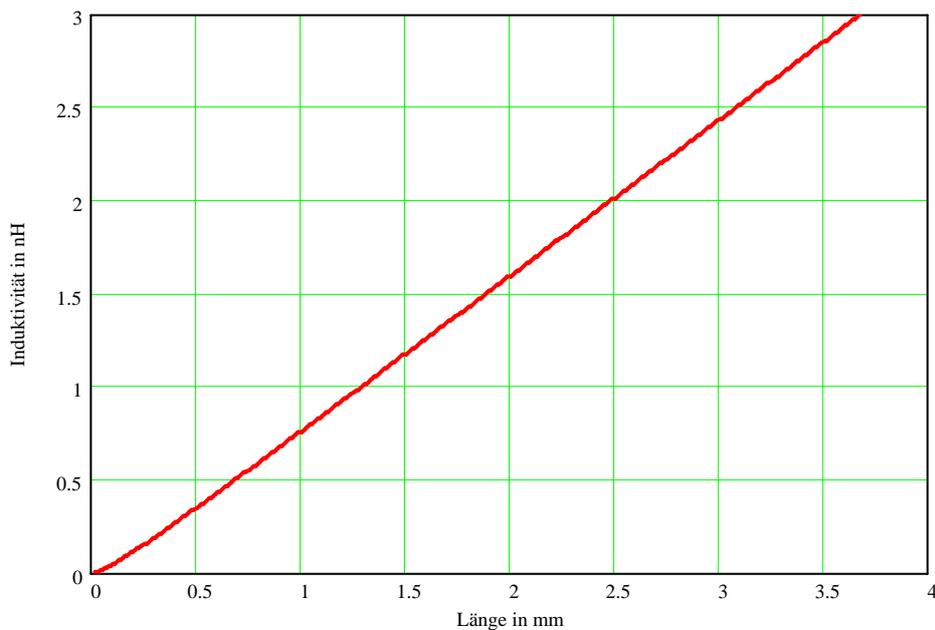
$$LQ(L) := \left(\mu_0 \cdot \frac{L}{2 \cdot \pi}\right) \cdot \left[\ln\left[\left(2 \cdot \frac{L}{d}\right) + \sqrt{1 + \left(2 \cdot \frac{L}{d}\right)^2}\right] + \left(\frac{d}{2 \cdot L}\right) - \sqrt{1 + \left(\frac{d}{2 \cdot L}\right)^2} + \mu_r \cdot \delta \right]$$

$$Mg(L) := \left(\mu_0 \cdot \frac{L}{2 \cdot \pi}\right) \cdot \left[\ln\left[\left(\frac{L}{2 \cdot h}\right) + \sqrt{1 + \left(\frac{L}{2 \cdot h}\right)^2}\right] + \left(\frac{2 \cdot h}{L}\right) - \sqrt{1 + \left(\frac{2 \cdot h}{L}\right)^2} \right]$$

$$Lnet(L) := LQ(L) - Mg(L)$$

$$Lnet2(L) := Lnet(L) \cdot 10^9$$

$$L2(L) := L \cdot 10^3$$





D4: Berechnung der Serieninduktivität L_S für die 1. Stufe

s-Parameter des TRW160 μ m:

$$\begin{aligned} sa_{11} &:= 0.5295 - 0.8092i & |sa_{11}| &= 0.97 & \arg(sa_{11}) \cdot \frac{180}{\pi} &= -56.80 \\ sa_{12} &:= 0.0566 + 0.07739i & |sa_{12}| &= 0.10 & \arg(sa_{12}) \cdot \frac{180}{\pi} &= 53.82 \\ sa_{21} &:= -4.4925 + 3.4722i & |sa_{21}| &= 5.68 & \arg(sa_{21}) \cdot \frac{180}{\pi} &= 142.30 \\ sa_{22} &:= 0.0862 - 0.3311i & |sa_{22}| &= 0.34 & \arg(sa_{22}) \cdot \frac{180}{\pi} &= -75.41 \end{aligned}$$

Umwandlung der s-Parameter in z-Parameter:

$$\begin{aligned} za_{11} &:= \left[\frac{(1 + sa_{11}) \cdot (1 - sa_{22}) + (sa_{12} \cdot sa_{21})}{(1 - sa_{11}) \cdot (1 - sa_{22}) - (sa_{12} \cdot sa_{21})} \right] \cdot 50 \\ za_{12} &:= \left[\frac{2 \cdot sa_{12}}{(1 - sa_{11}) \cdot (1 - sa_{22}) - (sa_{12} \cdot sa_{21})} \right] \cdot 50 \\ za_{21} &:= \left[\frac{2 \cdot sa_{21}}{(1 - sa_{11}) \cdot (1 - sa_{22}) - (sa_{12} \cdot sa_{21})} \right] \cdot 50 \\ za_{22} &:= \left[\frac{(1 - sa_{11}) \cdot (1 + sa_{22}) + (sa_{12} \cdot sa_{21})}{(1 - sa_{11}) \cdot (1 - sa_{22}) - (sa_{12} \cdot sa_{21})} \right] \cdot 50 \end{aligned}$$

z-Parameter der Induktivität:

$$f := 6 \cdot 10^9 \quad \omega := 2 \cdot \pi \cdot f \quad L := 0.00 \cdot 10^{-9}, 0.1 \cdot 10^{-9} \dots 2 \cdot 10^{-9}$$

$$zb_{11}(L) := \omega \cdot L \cdot i$$

$$zb_{12}(L) := \omega \cdot L \cdot i$$

$$zb_{21}(L) := \omega \cdot L \cdot i$$

$$zb_{22}(L) := \omega \cdot L \cdot i$$

Addition der z-Matrizen:

$$z_{11}(L) := \frac{(za_{11} + zb_{11}(L))}{50} \quad z_{12}(L) := \frac{(za_{12} + zb_{12}(L))}{50}$$

$$z_{21}(L) := \frac{(za_{21} + zb_{21}(L))}{50} \quad z_{22}(L) := \frac{(za_{22} + zb_{22}(L))}{50}$$



Umwandlung der z-Parameter in s-Parameter:

$$s_{11}(L) := \frac{(z_{11}(L) - 1) \cdot (1 + z_{22}(L)) - (z_{12}(L) \cdot z_{21}(L))}{(1 + z_{11}(L)) \cdot (1 + z_{22}(L)) - (z_{12}(L) \cdot z_{21}(L))}$$

$$s_{12}(L) := \frac{2 \cdot z_{12}(L)}{(1 + z_{11}(L)) \cdot (1 + z_{22}(L)) - (z_{12}(L) \cdot z_{21}(L))}$$

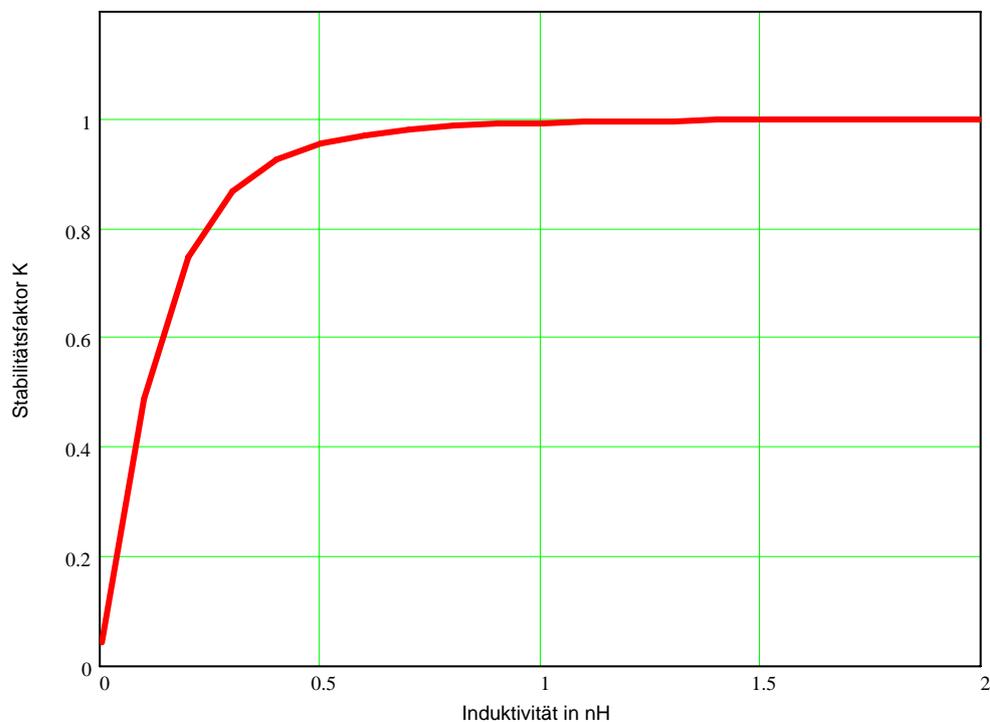
$$s_{21}(L) := \frac{2 \cdot z_{21}(L)}{(1 + z_{11}(L)) \cdot (1 + z_{22}(L)) - (z_{12}(L) \cdot z_{21}(L))}$$

$$s_{22}(L) := \frac{(1 + z_{11}(L)) \cdot (z_{22}(L) - 1) - (z_{12}(L) \cdot z_{21}(L))}{(1 + z_{11}(L)) \cdot (1 + z_{22}(L)) - (z_{12}(L) \cdot z_{21}(L))}$$

Berechnung des Stabilitätsfaktors K:

$$\Delta(L) := s_{11}(L) \cdot s_{22}(L) - s_{12}(L) \cdot s_{21}(L)$$

$$K(L) := \frac{1 - (|s_{11}(L)|)^2 - (|s_{22}(L)|)^2 + (|\Delta(L)|)^2}{2 \cdot |s_{12}(L) \cdot s_{21}(L)|} \quad L2(L) := L \cdot 10^9$$





$$\begin{aligned} Ms_{11}(L) &:= |s_{11}(L)| & As_{11}(L) &:= \arg(s_{11}(L)) \cdot \frac{180}{\pi} \\ Ms_{12}(L) &:= |s_{12}(L)| & As_{12}(L) &:= \arg(s_{12}(L)) \cdot \frac{180}{\pi} \\ Ms_{21}(L) &:= |s_{21}(L)| & As_{21}(L) &:= \arg(s_{21}(L)) \cdot \frac{180}{\pi} \\ Ms_{22}(L) &:= |s_{22}(L)| & As_{22}(L) &:= \arg(s_{22}(L)) \cdot \frac{180}{\pi} \end{aligned}$$

Die neuen s-Parameter in Abhängigkeit von der Serieninduktivität Ls:

L K <----- s11 -----> <----- s12 -----> <----- s21 -----> <----- s22 ----->

L2(L) = K(L) = Ms11(L) = As11(L) = Ms12(L) = As12(L) = Ms21(L) = As21(L) = Ms22(L) = As22(L) =

0.00	0.04	0.97	-56.80	0.10	53.82	5.68	142.30	0.34	-75.41
0.10	0.49	0.81	-54.39	0.09	69.19	5.15	130.96	0.23	-43.80
0.20	0.75	0.71	-48.48	0.10	79.43	4.58	122.00	0.28	-11.19
0.30	0.87	0.66	-41.29	0.12	84.38	4.06	115.06	0.38	0.28
0.40	0.93	0.65	-34.67	0.13	86.48	3.62	109.67	0.46	3.35
0.50	0.96	0.65	-29.38	0.14	87.22	3.25	105.45	0.53	3.78
0.60	0.97	0.67	-25.39	0.14	87.34	2.94	102.08	0.59	3.30
0.70	0.98	0.69	-22.45	0.15	87.18	2.68	99.35	0.64	2.54
0.80	0.99	0.71	-20.27	0.16	86.89	2.46	97.11	0.67	1.71
0.90	0.99	0.72	-18.64	0.16	86.55	2.27	95.24	0.70	0.89
1.00	0.99	0.74	-17.40	0.16	86.20	2.11	93.66	0.73	0.14
1.10	1.00	0.75	-16.43	0.17	85.86	1.98	92.31	0.75	-0.56
1.20	1.00	0.77	-15.68	0.17	85.54	1.86	91.15	0.77	-1.19
1.30	1.00	0.78	-15.07	0.17	85.24	1.75	90.14	0.79	-1.76
1.40	1.00	0.79	-14.59	0.17	84.96	1.66	89.25	0.80	-2.28
1.50	1.00	0.80	-14.19	0.17	84.70	1.58	88.47	0.81	-2.75
1.60	1.00	0.81	-13.85	0.18	84.45	1.50	87.77	0.82	-3.17
1.70	1.00	0.82	-13.58	0.18	84.23	1.43	87.15	0.83	-3.56
1.80	1.00	0.83	-13.34	0.18	84.02	1.37	86.59	0.84	-3.92
1.90	1.00	0.83	-13.15	0.18	83.83	1.32	86.09	0.85	-4.25
2.00	1.00	0.84	-12.98	0.18	83.65	1.27	85.63	0.85	-4.55



D5: Berechnung der Serieninduktivität L_S für die 2. und 3. Stufe

s-Parameter des MGFC4419G:

$$\begin{aligned} sa_{11} &:= 0.5598 - 0.762i & |sa_{11}| &= 0.95 & \arg(sa_{11}) \cdot \frac{180}{\pi} &= -53.7 \\ sa_{12} &:= 0.0431 + 0.0688i & |sa_{12}| &= 0.08 & \arg(sa_{12}) \cdot \frac{180}{\pi} &= 57.93 \\ sa_{21} &:= -4.8532 + 3.4745i & |sa_{21}| &= 5.97 & \arg(sa_{21}) \cdot \frac{180}{\pi} &= 144.4 \\ sa_{22} &:= 0.3859 - 0.3913i & |sa_{22}| &= 0.55 & \arg(sa_{22}) \cdot \frac{180}{\pi} &= -45.4 \end{aligned}$$

Umwandlung der s-Parameter in z-Parameter:

$$\begin{aligned} za_{11} &:= \left[\frac{(1 + sa_{11}) \cdot (1 - sa_{22}) + (sa_{12} \cdot sa_{21})}{(1 - sa_{11}) \cdot (1 - sa_{22}) - (sa_{12} \cdot sa_{21})} \right] \cdot 50 \\ za_{12} &:= \left[\frac{2 \cdot sa_{12}}{(1 - sa_{11}) \cdot (1 - sa_{22}) - (sa_{12} \cdot sa_{21})} \right] \cdot 50 \\ za_{21} &:= \left[\frac{2 \cdot sa_{21}}{(1 - sa_{11}) \cdot (1 - sa_{22}) - (sa_{12} \cdot sa_{21})} \right] \cdot 50 \\ za_{22} &:= \left[\frac{(1 - sa_{11}) \cdot (1 + sa_{22}) + (sa_{12} \cdot sa_{21})}{(1 - sa_{11}) \cdot (1 - sa_{22}) - (sa_{12} \cdot sa_{21})} \right] \cdot 50 \end{aligned}$$

z-Parameter der Induktivität:

$$f := 6 \cdot 10^9 \quad \omega := 2 \cdot \pi \cdot f \quad L := 0.00 \cdot 10^{-9}, 0.1 \cdot 10^{-9} \dots 2 \cdot 10^{-9}$$

$$zb_{11}(L) := \omega \cdot L \cdot i$$

$$zb_{12}(L) := \omega \cdot L \cdot i$$

$$zb_{21}(L) := \omega \cdot L \cdot i$$

$$zb_{22}(L) := \omega \cdot L \cdot i$$

Addition der z-Matrizen:

$$z_{11}(L) := \frac{(za_{11} + zb_{11}(L))}{50} \quad z_{12}(L) := \frac{(za_{12} + zb_{12}(L))}{50}$$

$$z_{21}(L) := \frac{(za_{21} + zb_{21}(L))}{50} \quad z_{22}(L) := \frac{(za_{22} + zb_{22}(L))}{50}$$

Umwandlung der z-Parameter in s-Parameter:

$$s_{11}(L) := \frac{(z_{11}(L) - 1) \cdot (1 + z_{22}(L)) - (z_{12}(L) \cdot z_{21}(L))}{(1 + z_{11}(L)) \cdot (1 + z_{22}(L)) - (z_{12}(L) \cdot z_{21}(L))}$$

$$s_{12}(L) := \frac{2 \cdot z_{12}(L)}{(1 + z_{11}(L)) \cdot (1 + z_{22}(L)) - (z_{12}(L) \cdot z_{21}(L))}$$

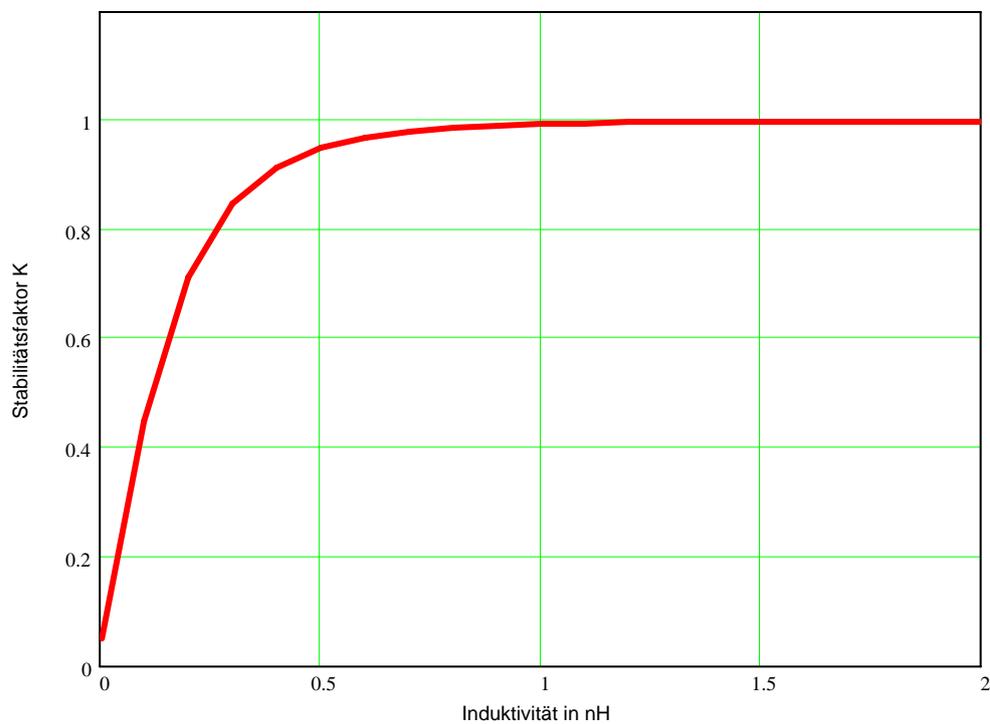
$$s_{21}(L) := \frac{2 \cdot z_{21}(L)}{(1 + z_{11}(L)) \cdot (1 + z_{22}(L)) - (z_{12}(L) \cdot z_{21}(L))}$$

$$s_{22}(L) := \frac{(1 + z_{11}(L)) \cdot (z_{22}(L) - 1) - (z_{12}(L) \cdot z_{21}(L))}{(1 + z_{11}(L)) \cdot (1 + z_{22}(L)) - (z_{12}(L) \cdot z_{21}(L))}$$

Berechnung des Stabilitätsfaktors K:

$$\Delta(L) := s_{11}(L) \cdot s_{22}(L) - s_{12}(L) \cdot s_{21}(L)$$

$$K(L) := \frac{1 - (|s_{11}(L)|)^2 - (|s_{22}(L)|)^2 + (|\Delta(L)|)^2}{2 \cdot |s_{12}(L) \cdot s_{21}(L)|} \quad L2(L) := L \cdot 10^9$$





$$\begin{aligned}
 Ms_{11}(L) &:= |s_{11}(L)| & As_{11}(L) &:= \arg(s_{11}(L)) \cdot \frac{180}{\pi} \\
 Ms_{12}(L) &:= |s_{12}(L)| & As_{12}(L) &:= \arg(s_{12}(L)) \cdot \frac{180}{\pi} \\
 Ms_{21}(L) &:= |s_{21}(L)| & As_{21}(L) &:= \arg(s_{21}(L)) \cdot \frac{180}{\pi} \\
 Ms_{22}(L) &:= |s_{22}(L)| & As_{22}(L) &:= \arg(s_{22}(L)) \cdot \frac{180}{\pi}
 \end{aligned}$$

Die neuen s-Parameter in Abhängigkeit von der Serieninduktivität Ls:

L K <----- s11 -----> <----- s12 -----> <----- s21 -----> <----- s22 ----->

$L_2(L) = K(L) = Ms_{11}(L) = As_{11}(L) = Ms_{12}(L) = As_{12}(L) = Ms_{21}(L) = As_{21}(L) = Ms_{22}(L) = As_{22}(L) =$

0	0.05	0.95	-53.7	0.08	57.93	5.97	144.4	0.55	-45.4
0.1	0.45	0.79	-50.73	0.08	70.45	5.4	132.99	0.49	-31.61
0.2	0.71	0.69	-44.2	0.08	80.2	4.79	123.96	0.5	-18.79
0.3	0.85	0.65	-36.57	0.09	85.74	4.24	116.98	0.55	-10.9
0.4	0.91	0.64	-29.8	0.1	88.54	3.76	111.57	0.6	-6.76
0.5	0.95	0.66	-24.54	0.1	89.87	3.37	107.33	0.65	-4.69
0.6	0.97	0.67	-20.69	0.11	90.45	3.04	103.96	0.69	-3.68
0.7	0.98	0.69	-17.9	0.11	90.64	2.76	101.23	0.72	-3.24
0.8	0.99	0.71	-15.87	0.11	90.63	2.53	99	0.75	-3.09
0.9	0.99	0.73	-14.37	0.12	90.52	2.33	97.13	0.77	-3.1
1	0.99	0.75	-13.24	0.12	90.36	2.17	95.56	0.79	-3.19
1.1	0.99	0.77	-12.38	0.12	90.17	2.02	94.23	0.81	-3.34
1.2	1	0.78	-11.7	0.12	89.97	1.89	93.07	0.82	-3.5
1.3	1	0.79	-11.17	0.13	89.78	1.78	92.07	0.83	-3.67
1.4	1	0.81	-10.75	0.13	89.59	1.68	91.2	0.85	-3.84
1.5	1	0.82	-10.4	0.13	89.42	1.6	90.43	0.85	-4.01
1.6	1	0.83	-10.12	0.13	89.25	1.52	89.75	0.86	-4.17
1.7	1	0.83	-9.89	0.13	89.09	1.45	89.14	0.87	-4.33
1.8	1	0.84	-9.69	0.13	88.94	1.38	88.59	0.88	-4.48
1.9	1	0.85	-9.53	0.13	88.8	1.32	88.1	0.88	-4.62
2	1	0.86	-9.39	0.13	88.66	1.27	87.66	0.89	-4.75



D6: Berechnung der Stabilitätskreise der 1. Stufe mit Serieninduktivität L_s

s-Parameter des TRW160 μ m mit Serieninduktivität L_s :

$$s_{11} := 0.719 - 0.212i \quad |s_{11}| = 0.75 \quad \arg(s_{11}) \cdot \frac{180}{\pi} = -16.428$$

$$s_{12} := 0.0123 + 0.1695i \quad |s_{12}| = 0.17 \quad \arg(s_{12}) \cdot \frac{180}{\pi} = 85.85$$

$$s_{21} := -0.0798 + 1.978i \quad |s_{21}| = 1.98 \quad \arg(s_{21}) \cdot \frac{180}{\pi} = 92.31$$

$$s_{22} := 0.7499 - 0.00733i \quad |s_{22}| = 0.75 \quad \arg(s_{22}) \cdot \frac{180}{\pi} = -0.56$$

$$\Delta := s_{11} \cdot s_{22} - s_{12} \cdot s_{21}$$

Eingangsstabilitätskreis:

$$\text{Mittelpunkt: } \text{MESK} := \frac{\overline{(s_{11} - \Delta \cdot s_{22})}}{(|s_{11}|)^2 - (|\Delta|)^2}$$

$$\text{Radius: } \text{RESK} := \left| \frac{s_{12} \cdot s_{21}}{(|s_{11}|)^2 - (|\Delta|)^2} \right|$$

Ausgangsstabilitätskreis:

$$\text{Mittelpunkt: } \text{MASK} := \frac{\overline{(s_{22} - \Delta \cdot s_{11})}}{(|s_{22}|)^2 - (|\Delta|)^2}$$

$$\text{Radius: } \text{RASK} := \left| \frac{s_{12} \cdot s_{21}}{(|s_{22}|)^2 - (|\Delta|)^2} \right|$$

$$\text{MESK} = -0.268 - 0.375i \quad |\text{MESK}| = 0.461 \quad \arg(\text{MESK}) \cdot \frac{180}{\pi} = -125.607 \quad \text{RESK} = 1.448$$

$$\text{MASK} = -0.364 - 0.288i \quad |\text{MASK}| = 0.464 \quad \arg(\text{MASK}) \cdot \frac{180}{\pi} = -141.693 \quad \text{RASK} = 1.451$$



D7: Berechnung der Stabilitätskreise der 2. und 3. Stufe mit Serieninduktivität L_s

s-Parameter des MGFC4419G mit Serieninduktivität L_s :

$$s_{11} := 0.7638 - 0.1582i \quad |s_{11}| = 0.78 \quad \arg(s_{11}) \cdot \frac{180}{\pi} = -11.702$$

$$s_{12} := 6.28 \cdot 10^{-5} + 0.11999i \quad |s_{12}| = 0.12 \quad \arg(s_{12}) \cdot \frac{180}{\pi} = 89.97$$

$$s_{21} := -0.10122 + 1.8873i \quad |s_{21}| = 1.89 \quad \arg(s_{21}) \cdot \frac{180}{\pi} = 93.07$$

$$s_{22} := 0.8185 - 0.05006i \quad |s_{22}| = 0.82 \quad \arg(s_{22}) \cdot \frac{180}{\pi} = -3.5$$

$$\Delta := s_{11} \cdot s_{22} - s_{12} \cdot s_{21}$$

Eingangsstabilitätskreis:

$$\text{Mittelpunkt: MESK} := \frac{\overline{(s_{11} - \Delta \cdot \overline{s_{22}})}}{(|s_{11}|)^2 - (|\Delta|)^2}$$

$$\text{Radius: RESK} := \left| \frac{s_{12} \cdot s_{21}}{(|s_{11}|)^2 - (|\Delta|)^2} \right|$$

Ausgangsstabilitätskreis:

$$\text{Mittelpunkt: MASK} := \frac{\overline{(s_{22} - \Delta \cdot \overline{s_{11}})}}{(|s_{22}|)^2 - (|\Delta|)^2}$$

$$\text{Radius: RASK} := \left| \frac{s_{12} \cdot s_{21}}{(|s_{22}|)^2 - (|\Delta|)^2} \right|$$

$$\text{MESK} = -0.512 - 0.572i \quad |\text{MESK}| = 0.768 \quad \arg(\text{MESK}) \cdot \frac{180}{\pi} = -131.868 \quad \text{RESK} = 1.776$$

$$\text{MASK} = -2.348 - 1.015i \quad |\text{MASK}| = 2.558 \quad \arg(\text{MASK}) \cdot \frac{180}{\pi} = -156.617 \quad \text{RASK} = 3.563$$



D8: Berechnung der Verstärkung der 1. Stufe bei Rauschanpassung

s-Parameter des TRW160 μ m mit Serieninduktivität Ls

$$\begin{array}{lll} s_{11} := 0.719 - 0.212i & |s_{11}| = 0.75 & \arg(s_{11}) \cdot \frac{180}{\pi} = -16.428 \\ s_{12} := 0.0123 + 0.1695i & |s_{12}| = 0.17 & \arg(s_{12}) \cdot \frac{180}{\pi} = 85.85 \\ s_{21} := -0.0798 + 1.978i & |s_{21}| = 1.98 & \arg(s_{21}) \cdot \frac{180}{\pi} = 92.31 \\ s_{22} := 0.7499 - 0.00733i & |s_{22}| = 0.75 & \arg(s_{22}) \cdot \frac{180}{\pi} = -0.56 \end{array}$$

Reflexionsfaktor der 1. Stufe für optimale Rauschanpassung:

$$\Gamma_{\text{opt}} := 0.69602 + 0.42841i \quad |\Gamma_{\text{opt}}| = 0.817 \quad \arg(\Gamma_{\text{opt}}) \cdot \frac{180}{\pi} = 31.613$$

Berechnung der Verstärkung:

$$\Delta := s_{11} \cdot s_{22} - s_{12} \cdot s_{21}$$

$$G_a := \frac{[(|s_{21}|)^2 [1 - (|\Gamma_{\text{opt}}|)^2]]}{[1 - (|s_{22}|)^2] + (|\Gamma_{\text{opt}}|)^2 [(|s_{11}|)^2 - (|\Delta|)^2] - 2 \operatorname{Re} [\Gamma_{\text{opt}} \cdot [s_{11} - \Delta \cdot (\overline{s_{22}})]]}$$

$$G_a = 10.391 \quad G_{\text{alog}} := 10 \cdot \log(G_a) \quad G_{\text{alog}} = 10.166$$



D9: Berechnung der Verstärkung der 2. und 3. Stufe bei Rauschanpassung

s-Parameter des MGFC4419G mit Serieninduktivität Ls:

$$\begin{aligned} s_{11} &:= 0.7638 - 0.1582i & |s_{11}| &= 0.78 & \arg(s_{11}) \cdot \frac{180}{\pi} &= -11.702 \\ s_{12} &:= 6.28 \cdot 10^{-5} + 0.11999i & |s_{12}| &= 0.12 & \arg(s_{12}) \cdot \frac{180}{\pi} &= 89.97 \\ s_{21} &:= -0.10122 + 1.8873i & |s_{21}| &= 1.89 & \arg(s_{21}) \cdot \frac{180}{\pi} &= 93.07 \\ s_{22} &:= 0.8185 - 0.05006i & |s_{22}| &= 0.82 & \arg(s_{22}) \cdot \frac{180}{\pi} &= -3.5 \end{aligned}$$

Reflexionsfaktor der 2. und 3. Stufe für optimale Rauschanpassung:

$$\Gamma_{\text{opt}} := 0.72045 + 0.41873i \quad |\Gamma_{\text{opt}}| = 0.833 \quad \arg(\Gamma_{\text{opt}}) \cdot \frac{180}{\pi} = 30.165$$

Berechnung der Verstärkung:

$$\Delta := s_{11} \cdot s_{22} - s_{12} \cdot s_{21}$$

$$G_a := \frac{[(|s_{21}|)^2 [1 - (|\Gamma_{\text{opt}}|)^2]]}{[1 - (|s_{22}|)^2] + (|\Gamma_{\text{opt}}|)^2 [(|s_{11}|)^2 - (|\Delta|)^2] - 2 \operatorname{Re} [\Gamma_{\text{opt}} \cdot [s_{11} - \Delta \cdot (\overline{s_{22}})]] }$$

$$G_a = 10.382 \quad G_{\text{alog}} := 10 \cdot \log(G_a) \quad G_{\text{alog}} = 10.163$$



D10: Berechnung von s_{22} und z_{22} der 1. Stufe bei Rauschanpassung

s-Parameter der 1. Stufe (TRW160):

$$\begin{array}{lll} s_{11} := 0.719 - 0.212i & |s_{11}| = 0.75 & \arg(s_{11}) \cdot \frac{180}{\pi} = -16.428 \\ s_{12} := 0.0123 + 0.1695i & |s_{12}| = 0.17 & \arg(s_{12}) \cdot \frac{180}{\pi} = 85.85 \\ s_{21} := -0.0798 + 1.978i & |s_{21}| = 1.98 & \arg(s_{21}) \cdot \frac{180}{\pi} = 92.31 \\ s_{22} := 0.7499 - 0.00733i & |s_{22}| = 0.75 & \arg(s_{22}) \cdot \frac{180}{\pi} = -0.56 \end{array}$$

Reflexionsfaktor der 1. Stufe für optimale Rauschanpassung:

$$\Gamma_{\text{opt}} := 0.69602 + 0.42841i \quad |\Gamma_{\text{opt}}| = 0.817 \quad \arg(\Gamma_{\text{opt}}) \cdot \frac{180}{\pi} = 31.613$$

Transformation des Reflexionsfaktors Γ_{opt} in die Impedanz z_{opt} :

$$z_{\text{opt}} := \left[\frac{[1 - (|\Gamma_{\text{opt}}|)^2] + (2 \cdot |\Gamma_{\text{opt}}| \cdot \sin(\arg(\Gamma_{\text{opt}}))) \cdot i}{1 + (|\Gamma_{\text{opt}}|)^2 - 2 \cdot |\Gamma_{\text{opt}}| \cdot \cos(\arg(\Gamma_{\text{opt}}))} \right] \cdot 50$$

$$z_{\text{opt}} = 60.162 + 155.255i$$

Ausgangsreflexionsfaktor $s_{22\text{Strich}}$:

$$s_{22\text{Strich}} := \left(s_{22} + \frac{s_{12} \cdot s_{21} \cdot \Gamma_{\text{opt}}}{1 - s_{11} \cdot \Gamma_{\text{opt}}} \right)$$

$$s_{22\text{Strich}} = 0.358 - 0.495i \quad |s_{22\text{Strich}}| = 0.611 \quad \arg(s_{22\text{Strich}}) \cdot \frac{180}{\pi} = -54.176$$

Transformation von $s_{22\text{Strich}}$ in $z_{22\text{Strich}}$:

$$z_{22\text{Strich}} := \left[\frac{[1 - (|s_{22\text{Strich}}|)^2] + (2 \cdot |s_{22\text{Strich}}| \cdot \sin(\arg(s_{22\text{Strich}}))) \cdot i}{1 + (|s_{22\text{Strich}}|)^2 - 2 \cdot |s_{22\text{Strich}}| \cdot \cos(\arg(s_{22\text{Strich}}))} \right] \cdot 50$$

$$z_{22\text{Strich}} = 47.617 - 75.277i$$



D11: Berechnung von s_{22}' und z_{22}' der 2. und 3. Stufe bei Rauschanpassung

s-Parameter der 2. und 3. Stufe (MGFC4419G):

$$\begin{array}{lll}
 s_{11} := 0.7638 - 0.1582i & |s_{11}| = 0.78 & \arg(s_{11}) \cdot \frac{180}{\pi} = -11.702 \\
 s_{12} := 6.28 \cdot 10^{-5} + 0.119999i & |s_{12}| = 0.12 & \arg(s_{12}) \cdot \frac{180}{\pi} = 89.97 \\
 s_{21} := -0.10122 + 1.8873i & |s_{21}| = 1.89 & \arg(s_{21}) \cdot \frac{180}{\pi} = 93.07 \\
 s_{22} := 0.8185 - 0.05006i & |s_{22}| = 0.82 & \arg(s_{22}) \cdot \frac{180}{\pi} = -3.5
 \end{array}$$

Reflexionsfaktor der 2. und 3. Stufe für optimale Rauschanpassung:

$$\Gamma_{\text{opt}} := 0.72045 + 0.41873i \quad |\Gamma_{\text{opt}}| = 0.833 \quad \arg(\Gamma_{\text{opt}}) \cdot \frac{180}{\pi} = 30.165$$

Transformation des Reflexionsfaktors Γ_{opt} in die Impedanz z_{opt} :

$$z_{\text{opt}} := \left[\frac{[1 - (|\Gamma_{\text{opt}}|)^2] + (2 \cdot |\Gamma_{\text{opt}}| \cdot \sin(\arg(\Gamma_{\text{opt}}))) \cdot i}{1 + (|\Gamma_{\text{opt}}|)^2 - 2 \cdot |\Gamma_{\text{opt}}| \cdot \cos(\arg(\Gamma_{\text{opt}}))} \right] \cdot 50$$

$$z_{\text{opt}} = 60.284 + 165.191i$$

Ausgangsreflexionsfaktor $s_{22}\text{Strich}$:

$$s_{22}\text{Strich} := \left(s_{22} + \frac{s_{12} \cdot s_{21} \cdot \Gamma_{\text{opt}}}{1 - s_{11} \cdot \Gamma_{\text{opt}}} \right)$$

$$s_{22}\text{Strich} = 0.611 - 0.431i \quad |s_{22}\text{Strich}| = 0.748 \quad \arg(s_{22}\text{Strich}) \cdot \frac{180}{\pi} = -35.23$$

Transformation von $s_{22}\text{Strich}$ in $z_{22}\text{Strich}$:

$$z_{22}\text{Strich} := \left[\frac{[1 - (|s_{22}\text{Strich}|)^2] + (2 \cdot |s_{22}\text{Strich}| \cdot \sin(\arg(s_{22}\text{Strich}))) \cdot i}{1 + (|s_{22}\text{Strich}|)^2 - 2 \cdot |s_{22}\text{Strich}| \cdot \cos(\arg(s_{22}\text{Strich}))} \right] \cdot 50$$

$$z_{22}\text{Strich} = 65.29 - 127.811i$$



ANHANG E



ERKLÄRUNG ZUR URHEBERSCHAFT

Hiermit erkläre ich, daß ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfaßt, und keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel verwendet habe.

Bonn, den 18.12.2001



DANKSAGUNG

Ich danke allen, die mir bei der Erstellung dieser Diplomarbeit geholfen haben.

Herrn Prof. Dr. H.-D. Reidenbach und Herrn Prof. Dr. G. Wencker danke ich für die freundliche Betreuung und Unterstützung vor und während der Diplomarbeit.

Herrn Prof. Dr. H. Dederichs danke ich für die Beratung und Hilfe in allen studienbezogenen sowie prüfungsrechtlichen Angelegenheiten.

Mein ganz besonderer Dank gilt Herrn Dr. H. Mattes für die ausgezeichnete Betreuung in jeder Hinsicht während der Durchführung dieser Arbeit.

Ebenso danke ich Herrn M. Pilz (Master of the cryogenic amplifiers) für die unersetzliche Hilfe und die Bereitstellung seines „Knoff-Hoff´s“, ohne die ich heute noch am Verstärker herum tüfteln würde.

Für die Erstellung und Bereitstellung der Radiokarten in den Abbildungen 3.9.2 und 3.9.3 danke ich Herrn E. Middelberg.

Dem Team des Mikrowellenlabors danke ich für das sehr angenehme Arbeitsklima.

Ich danke Herrn K.-H. Hösgen für Unterstützung und Beratung bei den Messungen am „Topf“ und drumherum.

Herrn W. Meiers danke ich für die Beschaffung der Bauteile sowie die Beratung bei der Erstellung der technischen Zeichnungen.

Herrn P. Lambertz danke ich für die guten Scans und Tips zum Institutsalltag.

Dem Team des Hochfrequenzlabors insbesondere Herrn Dr. R. Keller, Herrn K. Müller und Herrn M. Nalbach danke ich für die wertvollen Anregungen bezüglich des Vortrags.

Dem Mensa-Team danke ich dafür, daß sie täglich unermüdlich meinen großen Durst nach Kaffee, insbesondere in den letzten Tagen nach den langen Nächten, gestillt haben.

Dem BAFöG-Amt und meinen Eltern danke ich für die finanzielle Unterstützung während meines Studiums (meinen Eltern verdanke ich noch viel mehr...).

Meiner Freundin Sylvia und meinem Sohn Aaron danke ich für alles.