Mikrowellenlabor

Diplomarbeit Frank Pacek

Sept 2002

Referent: Prof. Dr. U. Gärtner Fachhochschule Koblenz

Inhaltsverzeichnis

1. Aufgabe	enstellung und Motivation	3
1.1 Auf	gabenstellung	3
1.2 Mo	tivation	4
2. Grundla	agen	5
2.1 Vie	rpol	5
2.1.1	Z-Parameter	5
2.1.2	Y-Parameter	6
2.1.3	H-Parameter	6
2.1.4	G-Parameter	7
2.1.5	S-Parameter	7
2.2 Rau	uschen	9
2.2.1	Rauschen und Rauschquellen	9
2.2.2	Rauschzahl und Rauschtemperatur	10
2.3 Sys	stemtemperatur und Grenzempfindlichkeit	11
2.4 Sta	bilität	14
2.4.1	Absolute Stabilität	14
2.4.2	Bedingte Stabilität	15
2.4.3	Induktive Stromgegenkopplung	16
2.5 Sm	ith-Diagramm	17
3 HEMT	-	19
3.1 Fur	nktionsweise eines HEMT	20
3.2 Ers	atzschaltbilder	21
3.2.1	Kleinsignalersatzschaltbild	21
3.2.2	Rauschsignalersatzschaltbild	23
4. Messun	gen	25
4.1 Kalibr	ieren mit WinCal	26
4.2 Me	ssaufbau	28
4.3 DC	-Messungen	29
4.3.1	Eingangskennlinien der Transistoren	29
4.3.2	Steilheitskennlinien der Transistoren	30
4.3.3	Ausgangskennlinien der Transistoren	32
4.3.4	Abschätzen von R_q und L_q	34
4.3.5	Bestimmung von R_G , R_D und R_S	36
5. Bestimr	nung der Ersatzschaltbild-Elemente	38
5.1 Ers	atzschaltbild-Elemente des GaAs-HEMTs	39
5.1.1 E	rsatzschaltbild-Elemente bei T = 295 K	39
5.1.2 E	rsatzschaltbild-Elemente bei T = 15 K	41
5.2 Ers	atzschaltbild-Elemente des InP-HEMTs	43
5.2.1 E	rsatzschaltbild-Elemente bei T = 295 K	43
5.2.2 E	rsatzschaltbild-Elemente bei T = 15 K	45
5.3 CO	LD-Messungen	47
5.3.1	COLD-Messungen am GaAs-HEMT	47
5.3.2	COLD-Messungen am InP-HEMT	49
5.3.3	Zusammenfassung der COLD-Messungen	51
5.4 Zus	sammenfassung	52
6. Verstär	kerentwurf	54
6.1 Vor	gabe des Verstärkers	54
6.2 Ent	wicklung und Optimierung mit SERENADE	56
6.3 Erg	ebnis der Optimierung mit SERENADE	58
6.4 Dei	r Verstärkerentwurf mit SERENADE	60

Max-Planck-Institut für Radioastronomie	
6.5 Das Gehäuse- und Platinen-Layout	66
6.5.1 Das Gehäuse-Layout	66
6.5.2 Das Platinen-Layout	66
7. Anfertigung des Verstärkers	67
7.1 Bonden	67
7.2 Kleben	68
7.3 Loten	69
8. Messungen am Verstarker	70
8.1 Kryogenische Kunlung	70
9 Zusammenfassung	71 74
literaturverzeichnis	75
Anhang A: Tabellen zur Umrechnung der S-Parameter	76
Anhang B 1: Mathcad-Berechnungen zur Bonddrahtlänge	77
Anhang B 2: Mathcad-Berechnungen zur T_{sys} und ΔT_{min}	78
Anhang B 3: Mathcad-Berechnungen von ΔT_{min}	79
Anhang B 4: Mathcad-Berechnungen für die Abschätzungen von R _q und L _q .	80
Anhang C: Datenblatt des MGFC 4419 G	82
Anhang D: Geräteliste des Messaufbaus	87
Anhang E 1: Arbeitspunkt des InP-HEMT HCA 4200p	88
Anhang E 2: Arbeitspunkt des GaAs-HEMT MGFC 4419 G	91
Anhang F 1: CAD-Zeichnungen des Verstärkergehäuses	94
Anhang F 2: CAD-Zeichnungen der Verstärkerplatinen	98
Anhang G: CD	.00
Annang H: Bilder des angefertigten Verstarkers	.01
Danksagungen	.02
	.03

1. AUFGABENSTELLUNG UND MOTIVATION

1.1 Aufgabenstellung

Das Thema dieser Diplomarbeit ist die Entwicklung eines kryogenisch gekühlten Verstärkers nach vorheriger Charakterisierung der Bauelemente bei kryogenischen Temperaturen und bei Raumtemperatur.

Der entwickelte zweistufige Verstärker soll als ZF-Verstärker in einem mehrkanal 460 GHz SIS-Empfänger für das neue 12m Sub*mm*-Teleskop in Chile (APEX-Projekt) Verwendung finden. Die Entwicklung des Verstärkers erfolgt für den Frequenzbereich von 4 - 8 GHz. Hier soll eine Verstärkung von über 20 dB und eine Rauschtemperatur von etwa 6 K erreicht werden.

Als Vorgabe für das Layout dient ein Verstärker der *CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY*; allerdings wird ein dünneres Substrat und in der ersten Stufe ein anderer HEMT verwendet.

Zunächst werden Kleinsignal-Ersatzschaltbilder der eingesetzten Transistoren erstellt. Ihre Parameter werden durch S-Parameter-Messung bestimmt, die im Mikrowellen-Labor durchgeführt worden sind. Die Messungen erfolgten im gekühlten Zustand bei 15 K und im warmen Zustand bei Raumtemperatur.

Für den Entwurf des eigentlichen Verstärkers wurde die Software ANSOFT SERENADE eingesetzt.

Durch Optimierung des ersten Schaltungsentwurfes erhält man Anpassnetzwerke, die dem Verstärker die geforderte Bandbreite geben. Da die Anpassnetzwerke in Mikrostrip-Technik ausgeführt werden, ist ein nachträgliches Abstimmen nicht mehr möglich. Bei der Fertigung dieser Netzwerke muss also mit höchster Präzision gearbeitet werden.

Außerdem werden für die Gleichstromversorgung der Transistoren Gate- und Drain-Bias-Netzwerke entwickelt.

Das Verstärker-Gehäuse wird mit der CAD-Software *Auto CAD* entworfen und in der hauseigenen Werkstatt gefertigt.

1.2 Motivation

der Neben optischen Astronomie, die im Teil elektromagnetischen sichtbaren des Spektrums arbeitet, gibt es noch den Zweig der Radioastronomie. Die Radioastronomie nutzt den Vorteil, dass Radiostrahlung auch aus Regionen des Himmels Daten empfangen und auswerten kann, wo das sichtbare Licht aufgrund von Staubteilchen vollständig absorbiert wird.

In der Radioastronomie werden Bereiche des Himmels abgetastet und anschließend zu einer Intensitätskarte verarbeitet. So entsteht ein Radiobild für eine bestimmte Frequenz bzw. Wellenlänge. Ein solches Radiobild, im gezeigten Beispiel aufgenommen bei 6 cm Wellenlänge mit dem Radioteleskop Effelsberg, ist in der Abbildung 1.1 zu sehen.

Da der Pegel der von Radioteleskopen empfangenen Signale sehr gering ist, wird ein besonders hoher Anspruch an die Empfindlichkeit der Empfangssysteme gestellt.

Um das Eigenrauschen der Bauteile im Verstärker zu minimieren, werden die Eingangsverstärker in radioastronomischen Empfangssystemen üblicherweise gekühlt, denn bei zu hohem Rauschen des Verstärkers würde das Nutzsignal im Rauschen untergehen. Das Signal-Rausch-Verhältnis ist bei einem Vierpol am Ausgang immer kleiner als am Eingang, da der Vierpol durch seine Rauschquellen weitere Rauschanteile



Abb. 1.1: Galaxie M 51 *oben:* Im optischen Bereich *unten:* Radiobild bei λ =6cm. Aufgenommen vom 100m-Radiotelekop in Effelsberg

hinzufügt. Insbesondere sollte also die Eingangsstufe eines Verstärkers sehr rauscharm sein.

Das vorherige Vermessen der Transistoren ist notwendig, da die Hersteller in ihren Datenblättern keine Angaben zu den Transistoreigenschaften bei kryogenischen Temperaturen von 10...20 K machen. Außerdem wird für den InP-HEMT in der ersten Stufe des Verstärkers kein kommerzieller Transistor benutzt; es existieren von diesem HEMT also keine Datenblätter.

2. GRUNDLAGEN

2.1 Vierpol

Als Vierpole werden nach der üblichen Definition grundsätzlich Bauteile bezeichnet, die 4 Klemmen (Pole) haben [1] Seite 161 [2]. In der Nachrichtentechnik werden zwei Klemmen zu einem Tor zusammengefasst. Durch das Zusammenfassen von **zwei** Klemmen zu **einem** Tor, wird äquivalent zum Begriff "Vierpol", häufig

der Begriff "Zweitor" verwendet.

Ein Satz von Parametern beschreibt ein solches Zweitor. Alle Parametersätze (Kap. 2.1.1 – Kap. 2.1.5) enthalten Informationen, die die Eigenschaften des Zweitors vollständig beschreiben.

Der einzige Unterschied der Parametersätze ist die Wahl der abhängigen bzw. unabhängigen



Abb. 2.1: Unbeschaltetes Zweitor mit symmetrischen Bezugspfeilen

Variablen. Die einzelnen Parameter können ineinander überführt und umgerechnet werden. Eine Umrechnungstabelle für die Parameter ist dem Anhang A zu entnehmen.

Ein Transistor gilt, unabhängig von der obigen Definition, auch als Vierpol bzw. Zweitor, da das negative Klemmenpaar auf beiden Seiten des Vierpols herausgeführt wird. Um einen Transistor vollständig zu beschreiben ist somit ein Parametersatz mit 4 unterschiedlichen Parametern notwendig.

2.1.1 Z-Parameter

Bei den Z-Parametern sind die abhängigen Variablen die Tor-Spannungen. Die komplexen Amplituden der Klemmenspannungen werden über die Z-Parameter mit den komplexen Klemmenströmen miteinander verknüpft:

$$U_{1} = Z_{11}I_{1} + Z_{12}I_{2}$$

$$U_{2} = Z_{21}I_{1} + Z_{22}I_{2}$$
(Gl. 2.1.1)

oder in Matrix-Schreibweise:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}Z_{12} \\ Z_{21}Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$
(Gl. 2.1.2)

Um die Z-Parameter ermitteln zu können, muss eine Seite des Vierpols im Leerlauf betrieben werden, um somit I_1 oder I_2 zu Null werden zu lassen. Wenn I_2 zu Null wird, können Z_{11} und Z_{21} ermittelt werden:

$$Z_{11} = \frac{U_1}{I_1} \Big|_{I_2=0} \qquad \qquad Z_{21} = \frac{U_2}{I_1} \Big|_{I_2=0} \qquad (Gl. 2.1.3)$$

Wird $I_1 \mbox{ zu Null können die beiden fehlenden Parameter <math display="inline">Z_{12} \mbox{ und } Z_{22} \mbox{ bestimmt werden:}$

$$Z_{12} = \frac{U_1}{I_2} \Big|_{I_1=0} \qquad \qquad Z_{22} = \frac{U_2}{I_2} \Big|_{I_1=0} \qquad (Gl. 2.1.4)$$

Die Z-Parameter werden auch als *impedance-* oder *open circuit parameters* bezeichnet [3] Seite 3.

Das Netzwerk ist symmetrisch bei $Z_{11}=Z_{22}$ und reziprok wenn $Z_{12}=Z_{21}$ gilt.

2.1.2 Y-Parameter

Bei den Y-Parametern ist der Strom die abhängige Größe. Um die Spannungen U_1 oder U_2 zu Null werden zu lassen, wird das jeweilige Tor kurzgeschlossen. Die Y-Parameter werden auch als *admittance-* oder *short circuit parameters* bezeichnet [3] Seite 4.

Die Definition der Y-Parameter in der Matrix-Schreibweise lautet:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}Y_{12} \\ Y_{21}Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$
(Gl. 2.1.5)

Wird U_2 zu Null können die Parameter Y_{11} und Y_{21} ermittelt werden:

$$Y_{11} = \frac{I_1}{U_1} \Big|_{U_2=0}$$
 $Y_{21} = \frac{I_2}{U_1} \Big|_{U_2=0}$ (Gl. 2.1.6)

Bei $I_1 = 0$ werden dann entsprechend Y_{12} und Y_{22} ermittelt.

$$Y_{12} = \frac{I_1}{U_2} \mid_{U_1=0} \qquad Y_{22} = \frac{I_2}{U_2} \mid_{U_1=0}$$
 (Gl. 2.1.7)

Das Netzwerk ist symmetrisch bei $Y_{11} = Y_{22}$ und *reziprok*, wenn $Y_{12} = Y_{21}$ gilt. Durch Invertieren der Y-Parameter erhält man die Z-Parameter und umgekehrt: $Y = Z^{-1}$

2.1.3 H-Parameter

Die H-Parameter nutzen die Spannung am Eingangstor und den Strom am Ausgangstor als abhängige Größe. Die Definition der H-Parameter in Matrix-Schreibweise zeigt die Gl. 2.1.8:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11}H_{12} \\ H_{21}H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$
(Gl. 2.1.8)

Wird U_2 zu Null können die Parameter H_{11} und H_{21} ermittelt werden:

$$H_{11} = \frac{U_1}{I_1} \mid_{U_2=0} \qquad \qquad H_{21} = \frac{I_2}{I_1} \mid_{U_2=0} \qquad (Gl. 2.1.9)$$

Bei $U_1 = 0$ werden dann entsprechend H_{12} und H_{22} ermittelt.

$$H_{12} = \frac{U_1}{U_2} |_{I_1=0} \qquad \qquad H_{22} = \frac{I_2}{U_2} |_{I_1=0} \qquad (Gl. 2.1.10)$$

Das Netzwerk ist reziprok wenn $H_{21} = -H_{12}$ ist und symmetrisch wenn $\Delta H = 1$, wobei ΔH die Determinante der H-Matrix ist. Also $\Delta H = H_{11}H_{22} - H_{12}H_{21}$.

2.1.4 G-Parameter

Der Vollständigkeit halber werden an dieser Stelle die G-Parameter erwählt, obwohl sie in der Praxis kaum Verwendung finden.

Die G-Parameter nutzen den Strom am Eingangstor und die Spannung am Ausgangstor als abhängige Größe. Die Matrix-Schreibweise lautet:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}G_{12} \\ G_{21}G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$
(Gl. 2.1.11)

Wird I_2 zu Null können die Parameter G_{11} und G_{21} ermittelt werden:

$$G_{11} = \frac{I_1}{U_1} \Big|_{I_2=0} \qquad G_{21} = \frac{U_2}{U_1} \Big|_{I_2=0}$$
 (Gl. 2.1.12)

Bei $U_1 = 0$ können die beiden fehlenden Parameter G_{12} und G_{22} ermittelt werden.

$$G_{12} = \frac{I_1}{I_2} |_{U_1=0}$$
 $G_{22} = \frac{U_2}{I_2} |_{U_1=0}$ (Gl. 2.1.13)

Das Netzwerk ist reziprok, wenn $G_{21} = -G_{12}$ ist und symmetrisch wenn $\Delta G=1$, wobei ΔG die Determinante der G-Matrix ist. Durch Invertieren der G-Parameter erhält man die H-Parameter und umgekehrt: $\mathbf{G} = \mathbf{H}^{-1}$

2.1.5 S-Parameter

Bei den Parametersätzen die in 2.1.1 bis 2.1.13 aufgeführt sind, werden die Parameter entweder bei einen Leerlauf oder Kurzschluss an einem der Tore ermittelt, um so entweder den Strom oder die Spannung zu

Null werden zu lassen. Jedoch ist ein



Abb. 2.2: Ungeschalteter Vierpol mit hin- und rücklaufenden Wellen

Kurzschluss oder Leerlauf bei hohen Frequenzen praktisch nur schwer realisierbar. Je höher die Frequenz wird, desto schwieriger werden solche Messungen. Es treten Probleme auf wie:

- Das Mess-Equipment ist nicht in der Lage den Strom oder die Spannung an den Toren des Vierpols zu messen.
- Ein Leerlauf oder Kurzschluss lässt sich im Hochfrequenzbereich nur schwer realisieren, da Reflexionen oder Abstrahlungen auftreten.
- Aktive Elemente wie Transistoren oder Tunneldioden können bei offenem oder kurzgeschlossenem Abschluss instabil werden.

Um diese Probleme zu vermeiden und um den Aufwand für eine Parameterbestimmung bei hohen Frequenzen möglichst gering zu halten, werden in der Praxis die Streu- oder S-Parameter eingesetzt. Der größte Vorteil der S-Parameter, im Gegensatz zu den anderen Parametern, ist die Leichtigkeit und Genauigkeit, mit der bei hohen Frequenzen gemessen werden kann. Während die anderen Parametersätze mit Spannungen bzw. Strömen arbeiten, werden zur Bestimmung der S-Parameter hin- und rücklaufende Wellen betrachtet. $^{ar{b}}$ Max-Planck-Institut für Radioastronomie

Die Streugleichungen können in Matrix-Schreibweise wie untenstehend dargestellt werden:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}S_{12} \\ S_{21}S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$
(Gl. 2.1.14)

 S_{11} ist der Eingangsreflexionsfaktor, da dieser Parameter das Verhältnis zwischen hinlaufender und rücklaufender Welle an Tor 1 (für $a_2 = 0$) beschreibt.

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0}$$
 (GI. 2.1.15)

Damit $a_2 = 0$ wird, muss das Ausgangstor mit dem Bezugswiderstand Z_0 abgeschlossen werden.

 $S_{\rm 12}$ ist der Rückwärtsübertragungsfaktor [4] Seite 102. Die Definition von $S_{\rm 12}$ lautet:

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0}$$
 (Gl. 2.1.16)

S₂₁ ist der Vorwärtsübertragungsfaktor:

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0}$$
 (Gl. 2.1.17)

S₂₂ ist der Reflexionsfaktor an Tor 2:

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \mid_{a_1=0}$$
 (Gl. 2.1.18)

Ein idealer Z_0 -Abschluss absorbiert die ankommende Welle vollständig und setzt diese im Abschluss in thermische Leistung um. Es treten folglich keine Reflexionen auf. So ist es möglich die Welle a_1 oder a_2 zu Null werden zu lassen.

Als symmetrisches Netzwerk wird bezeichnet, wenn die innere Struktur eine Symmetrie aufweist. Es gilt dann:

$$S_{ii} = S_{jj}$$

Ein reziprokes Netzwerk lässt sich beschreiben als:

$$\mathbf{S}_{ij} = \mathbf{S}_{ji}$$
 $i \neq j$

Ein solches Netzwerk gilt als reziprok, wenn es keine:

- gesteuerten Quellen
- magnetischen Ferrite
- magnetischen Plasmen

enthält.

Da ein Transistor eine gesteuerte Quelle ist, sind die Parameter eines Transistors nicht reziprok. Außerdem ist der innere Aufbau eines Transistors unsymmetrisch. Daher gilt: $S_{11} \neq S_{22}$.

2.2 Rauschen

2.2.1 Rauschen und Rauschquellen

Unter Rauschen versteht man regellose und zufällige Abweichungen physikalischer Größen von ihrem Mittelwert. So treten z.B. als extrinsische Rauschquellen beim Transistor die parasitären Widerstände R_S , R_G und R_D in Erscheinung, die aufgrund der Umgebungstemperatur $T_0 > 0K$, ihre Ursache in der ungeordneten Bewegung der Ladungsträger in Folge thermischer Energie haben. Die Ladungsträger werden durch das Vibrieren der Atomgitter abgelenkt. Steigt die Temperatur, so steigt auch die Vibration des Atomgitters. Die frei beweglichen Ladungsträger werden in Folge dessen stärker abgelenkt, womit das thermische Eigenrauschen des Bauteils steigt.

Diese willkürlichen Bewegungen führen zwischen den Enden des leitenden Materials zu einer stochastischen Spannung, die als *thermische Rauschspannung* bezeichnet wird.

Quadrat des Effektivwerts der thermischen Rauschspannung:

$$\overline{u_{th}^2(t)} = 4kT_0R \cdot \Delta f \tag{GI. 2.2.1}$$

Quadrat des Effektivwerts der thermischen Rauschstrom:

$$\overline{i_{th}^{2}(t)} = \frac{4kT_{0}}{R}\Delta f$$
 (Gl. 2.2.2)

Ist die Rauschleistungsdichte normalverteilt (nach der Gaußschen Normalverteilung) ergibt sich für einen rauschenden Widerstand folgende effektive Rauschleistung P_R [1] Seite 375:

$$P_R = \frac{U^2}{R} = 4kTB$$
 (Gl. 2.2.4)

wobei $k = 1,38*10^{-23}$ Ws/K (Boltzmann-Konstante), T die absolute Temperatur in Kelvin und B die Übertragungsbandbreite darstellt. Da die Boltzmann-Konstante und die Übertragungsbandbreite gegebene bzw. geforderte Größen sind, kann die Rauschleistung nur noch über die Temperatur minimiert werden.

Neben dem thermischen Rauschen, gibt es noch eine Vielzahl von weiteren Rauschquellen, wie z.B. Schrotrauschen, Generations- und Rekombinations-Rauschen, Influenzrauschen u.a.m. [4] Kapitel 8.1.

Es besteht keine determinierte Zeitfunktion, mit der ein Rauschvorgang beschrieben werden könnte. Ein solcher, von der Zeit abhängiger und regelloser Vorgang, wird als stochastischer Prozess bezeichnet.

Dieses Eigenrauschen der Bauteile ist dann besonders störend, wenn der Pegel der Signale, die gemessen werden sollen, sehr gering ist. Die zu messenden Signale gehen im Rauschen unter. Außerdem wird das Rauschen bei der weiteren Verarbeitung der Signale mit verarbeitet und ist zu einem späteren Zeitpunkt nur schwer oder gar nicht mehr vom eigentlichen Nutzsignal zu trennen.

2.2.2 Rauschzahl und Rauschtemperatur

Durch das Eigenrauschen der Bauteile wird der Signal-Rausch-Abstand eines Signals verschlechtert, wenn das Signal durch das Bauteil übertragen wird. Die Rauschzahl *F* wird ermittelt, indem man den Quotienten des Signal-Rauschverhältnisses vor und nach dem Bauteil bildet.

$$F = \frac{S_1/N_1}{S_2/N_2}$$
 (Gl. 2.2.5)

Für die Rauschzahl F in dB gilt nach [3]Seite 136:

$$F_{dB} = 10\log\left\{\frac{S_1/N_1}{S_2/N_2}\right\} dB$$
 (GI. 2.2.6)

Neben der Rauschzahl wird bei Zweitoren häufig die effektive Rauschtemperatur T_e angegeben. Sie ist definiert als die Temperatur, auf der sich die Eingangsbeschaltung des als rauschfrei idealisierten Zweitors befinden muss, damit seinem an Ausgang die Rauschleistung wie bei rauschfreier Beschaltung zur Verfügung steht.

Zwischen der Rauschtemperatur T_e , die als reine Rechengröße aufzufassen ist, und der Rauschzahl F besteht der Zusammenhang:







Abb.2.4: Diagramm zur Umrechnung zwischen Rauschzahl und Rauschtemperatur

2.3 Systemtemperatur und Grenzempfindlichkeit

Ein Empfangssystem, mit dem eine Rauschleistung innerhalb eines bestimmten Frequenzbereiches gemessen werden kann, nennt man Radiometer.

Das verstärkte Signal wird mittels eines Detektors gleichgerichtet. Am Ausgang des Detektors, der hinter dem Verstärker angeschlossen ist, entsteht ein Gleichspannungsanteil mit einer überlagerten Rauschspannung. Der nachfolgende Tiefpassfilter integriert die empfangene Signalleistung über eine bestimmte Zeit. Am Ausgang dieses Integrators entsteht eine Gleichspannung, die proportional zur Rauschleistung am Detektor ist. Die Rauschleistung vor dem Verstärker errechnet sich wie folgt:

$$P_{sys} = k \cdot B \cdot T_{sys} \tag{Gl. 2.3.1}$$

wobei k die Boltzmann-Konstante (1,3807*10⁻²³ J/K), B die Bandbreite in Hz und T_{sys} die Systemtemperatur in K ist.

Die Systemtemperatur T_{sys} ist die Summe aus Antennentemperatur T_a und Empfängerrauschtemperatur T_R .

$$T_{sys} = T_a + T_R$$
 (Gl. 2.3.2)

Unter der Grenzempfindlichkeit ΔT_{min} versteht man die kleinste erfassbare Differenz der Antennentemperatur. Sie wird durch das Eigenrauschen des Empfängers begrenzt.



Abb. 2.5: Die Grenzempfindlichkeit ΔT_{min} des Empfängers

 ΔT_{min} errechnet sich aus der Radiometer-Formel [13]:

$$\Delta T_{\min} = K_s \cdot T_{sys} \sqrt{\frac{1}{B \cdot \tau} + \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2}$$
(Gl. 2.3.3)

wobei τ die Integrationszeit des Tiefpassfilters in s, G die durchschnittliche Leistungsverstärkung, ΔG die effektive Schwankung der Leistungsverstärkung und K_s eine systemabhängige Konstante darstellt.



Beispiel:

Anhand des Beispiels soll zunächst die Systemtemperatur ermittelt werden. Aus der errechneten Systemtemperatur kann dann über die Gleichung 2.3.3 die Grenzempfindlichkeit ermittelt werden. Außerdem soll der Einfluss dargestellt werden, den das Kühlen des Vorverstärkers auf die Empfindlichkeit hat.

Als Beispiel soll der unten dargestellte Empfänger dienen:



Abb. 2.6: Blockschaltbild des Empfängers

<mark>Antenne:</mark> T _a /K	30	Leitung ZF: L _{1_zf} /dB T _{zf} /K	0,2 290
$\begin{array}{c} \underline{\text{Leitung A:}}\\ \text{(bestehend aus 2 Leitungsabschnitten)}\\ L_1/dB\\ T_1/K\\ L_2/dB\\ \hline \end{array}$	0,5 295 0,12 28	<u>ZF-Verstärker:</u> T _{amp2} /K G _{amp2} /dB	90 36
T ₂ /K <u>Vorverstärker:</u> G _{amp1} /dB T _{amp1} /K	33 4-20	<u>Empfänger am Ausgang:</u> T _{RX} /K <u>Systemparameter:</u> B/GHz	3000
Mischer: L _{c_mix} /dB T _{mix} /K	6,7 28	τ/s ΔG G K _s	1 0,001 1 1,414

 Tab. 2.1: Parameter der Empfänger-Komponenten [16]

Bei verlustbehafteten Leitungen kann die Rauschtemperatur direkt aus der physikalischen Temperatur ermittelt werden, wobei L = 1/G die Dämpfung ist.

$$T_L = (L-1)T_{phy}$$
 (Gl. 2.3.4)

Bei rauschenden Vierpolen wird die Gesamtrauschtemperatur wie in Gleichung 2.3.5 ermittelt. Aus der Gleichung geht hervor, dass die Gesamtrauschtemperatur im Wesentlichen von der ersten Stufe des Systems bestimmt wird. Dies ist der Grund, warum insbesondere beim Vorverstärker darauf zu achten ist, dass dieser rauscharm ist.

$$T_{e,ges} = T_{e,1} + \frac{T_{e,2}}{G_{A1}} + \frac{T_{e,3}}{G_{A1} \cdot G_{A2}} + \dots + \frac{T_{e,n}}{G_{A1} \cdot G_{A2} \cdot \dots \cdot G_{A(n-1)}}$$
(Gl. 2.3.5)

Die Berechnungen wurden mit Mathcad durchgeführt und sind im Anhang B 2 zu finden. Aus der Abbildung ist zu erkennen, dass der Wert der Grenzempfindlichkeit mit der Systemtemperatur linear ansteigt, die Empfindlichkeit also abnimmt.



Abb. 2.7: Grenzempfindlichkeit und Systemtemperatur in Abhängigkeit von der Temperatur des Vorverstärkers

Im Folgenden soll der Einfluss des Kühlens des Vorverstärkers auf die Empfindlichkeit untersucht werden. Dazu wird angenommen, dass im ungekühlten Zustand die Rauschtemperatur des Vorverstärkers etwa 12 mal so hoch ist, wie im gekühlten Zustand. Dies ist ein Erfahrungswert [16], der bis zu einer Frequenz von 10 GHz angenommen wird.

Es wird angenommen, dass ein gekühlter Verstärker eine Rauschtemperatur von 10 K hat. Folglich hat derselbe Verstärker ungekühlt eine Rauschtemperatur von 10 K *12 = 120 K. Anhand der Berechnungen, die dem Anhang B 3 zu entnehmen sind, ergeben sich folgende Werte für die Grenzempfindlichkeit:

 $\Delta T_{min, gekühlt} = 0,109 \text{ K}$

 $\Delta T_{\min, ungekühlt} = 0,269 \text{ K}$

Allein durch das Kühlen würde sich die Grenzempfindlichkeit also um den Faktor \approx 2,5 verbessern.

2.4 Stabilität

Die Schwingungsneigung eines Transistors wird durch die interne Rückwirkung S_{12} hervorgerufen. Dabei gelangt ein Teil des verstärkten Signals auf den Eingang. Dies kann zur Instabilität führen.

Bei einem stabilen Vierpol ruft eine Änderung des Eingangssignals eine Änderung des Ausgangssignals hervor. Ändert sich das Ausgangssignal ohne eine Änderung des Eingangssignals, so ist der Vierpol instabil. Dies gilt auch, wenn der Ausgang ein Signal liefert, obwohl kein Eingangssignal angelegt wird. Ein Maß für die Stabilität ist der *K*-Faktor [4] Seite 271.

$$K = \frac{1 + |\underline{\Delta}|^2 - |\underline{S}_{11}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2}{2 \cdot |\underline{S}_{21}\underline{S}_{12}|}$$
(Gl. 2.4.1)

mit

$$\underline{\Delta} = \underline{S_{11}} \cdot \underline{S_{22}} - \underline{S_{12}} \cdot \underline{S_{21}}$$

Der *K*-Faktor ist eine Kombination der S-Parameter eines Mehrtores. Die obige Gleichung 2.4.1 bezieht sich auf ein Zweitor, da lediglich vier S-Parameter in der Gleichung berücksichtigt werden. Der *K*-Faktor spielt bei der Verstärkerentwicklung und Optimierung eine sehr entscheidende Rolle. In der Praxis kann ein Vergleich des direkt gemessenen *K*-Faktors mit dem, aus den gemessenen S-Parametern, gerechneten *K*-Faktor als eine Art Güte oder Qualität der Messung herangezogen werden, da sich Messfehler stark auf den *K*-Faktor auswirken und der gemessene *K*-Faktor vom gerechneten Modell stark abweichen würde.

2.4.1 Absolute Stabilität

Ein Zweitor ist *absolut stabil*, wenn das Zweitor mit beliebigen passiven Abschlüssen am Eingang und Ausgang beschaltet werden kann und dabei stabil bleibt. Bei K > 1,

sowie $|S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{11}|^2$ und $|S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{22}|^2$ (Gl. 2.4.2) ist ein Zweitor stabil.

K hängt nicht von Quellen- bzw. Lasteigenschaften ab, sondern lediglich vom Zweitor. Bei *absoluter Stabilität* ist eine gleichzeitige Leistungsanpassung von Eingang und Ausgang möglich, ohne das eine Selbsterregung des Zweitores auftritt.



Abb. 2.8: Verstärker als lineares, aktives Zweitor

Für beliebige $\underline{\Gamma}_{L}$ und $\underline{\Gamma}_{Q}$ mit Γ_{L} [1 und Γ_{Q} [1 muss gelten [14]:

$$\left|\underline{\Gamma}_{1}\right| = \left|\underline{S}_{11} + \frac{\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}\underline{\Gamma}_{L}}{1 - \underline{S}_{22}\underline{\Gamma}_{L}}\right| < 1 \quad \text{und} \quad \left|\underline{\Gamma}_{2}\right| = \left|\underline{S}_{22} + \frac{\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}\underline{\Gamma}_{Q}}{1 - \underline{S}_{22}\underline{\Gamma}_{Q}}\right| < 1 \quad (Gl. 2.4.3)$$

Die beiden Gleichungen 2.4.3 zeigen die mathematische Formulierung für die Notwendige Bedingung für absolute Stabilität.

2.4.2 Bedingte Stabilität

Die *bedingte Stabilität* ist gegeben, wenn es für ein Zweitor passive Abschlusswiderstände gibt, bei denen die Schaltung stabil ist und solche bei denen die Schaltung schwingt, also instabil ist. Bei bedingter Stabilität ist *K* < 1. Den obigen Gleichungen ist zu entnehmen, dass die Gefahr der Instabilität wächst, wenn der Betrag vom Produkt der Rückwirkung und Vorwärtsübertragung wächst ($|S_{12}S_{21}|$).

Um bei *bedingter Stabilität* eine Selbsterregung zu vermeiden, gibt es drei Möglichkeiten:

- Zweitor und Quelle bzw. Last werden fehlangepasst.
- Das Zweitor wird am Eingang und/oder Ausgang mit verlustbehafteten Widerständen beschaltet, bis K > 1 wird.
- Die interne Rückwirkung (z.B. des Transistors) wird durch ein externes Rückkopplungsnetzwerk neutralisiert, so dass das neu entstandene Zweitor K > 1 hat.

Das erste Verfahren führt dazu, dass der Verstärker nicht mehr rauschangepasst ist. Da das Rauschen aber eine entscheidende Rolle bei der Entwicklung des Verstärkers spielt, kann auf diese Möglichkeit zur Stabilisierung nicht zurückgegriffen werden.

Auch die zweite Möglichkeit zur Stabilisierung bei *bedingter Stabilität* ist bei der Entwicklung von Low-Noise-Verstärkern nicht zu berücksichtigen, da durch verlustbehaftete Widerstände zusätzliches Rauschen entsteht.

Der aus diesen beiden ersten Methoden höchste erreichbare Gewinn wird als MSG (maximum stable gain) bezeichnet. Er berechnet sich aus dem Betrag des Quotienten der ursprünglichen Vorwärts- und Rückwärtsparameter.

$$MSG = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right|$$
 (Gl. 2.4.4)

Das dritte Verfahren eine Selbsterregung bei bedingter Stabilität zu vermeiden, führt zu einem absolut stabilen Zweitor. Nachteil ist allerdings, dass die Neutralisation der Rückwirkung, also die Ursache für eine mögliche Selbsterregung, nur für schmale Frequenzbereiche möglich ist. Theoretisch würde bei exakter Neutralisation das neuentstandene Zweitor rückwirkungsfrei ($|S_{12neu}|=0$).

2.4.3 Induktive Stromgegenkopplung

Die obige, dritte Möglichkeit zur Vermeidung der Selbsterregung, ein externes Rückkopplungsnetzwerk, bei wird der Verstärkerentwicklung mit einer induktiven Stromgegenkopplung realisiert. Da die Induktivitäten im Bereich von wenigen nH liegen, werden die Induktivitäten durch Bonddrähte realisiert, die zwischen dem Source-Anschluss des Transistors und Masse liegen. Die Induktivität, die durch Bonddrähte die



realisiert wird, steigt mit der Länge der Bonddrähte an. Der Zusammenhang zwischen Länge und Induktivität ist der Abb. 2.9 zu entnehmen. Die Berechungen für diesen Zusammenhang sind im Anhang B1 zu finden [5].

Da der Transistor zwei gegenüberliegende Source-Pads hat, muss die Serieninduktivität auf zwei Bonddrähte umgerechnet werden.

Der große Vorteil dieser Methode zur Stabilisierung ist, dass keine resistiven und damit verlustbehafteten Elemente verwendet werden müssen, die das Rauschen in der Schaltung erhöhen würden.

Abb. 2.10: Transistor mit Gegenkopplung

Durch das Einfügen der Serieninduktivität L_s wird $R_a+j.L_s = g_m.L_s/C_{gs}+(j.\varpi.L_s)$ zur Eingangsimpedanz des Transistors hinzuaddiert [15] Seite 26-32. Der Realteil der Eingangsimpedanz wird dadurch erhöht, während der Imaginärteil nahezu unbeeinflusst bleibt.

2.5 Smith-Diagramm

Das Smith-Diagramm ist ein Hilfsmittel der Hochfrequenztechnik um z.B. den Reflexionsfaktor Γ einer Last zu bestimmen, um Leitungstransformationen zu konstruieren, Anpassnetzwerke zu entwerfen o.ä.

Das Smith-Diagramm stellt die komplexe Zahlenebene im und auf dem Einheitskreis dar. Um im Smith-Diagramm zu arbeiten, werden die komplexen Impedanzen auf den Wellenwiderstand Z_w normiert. Dieser Wellenwiderstand ist ein reeller Wert; meistens wird für $Z_w = 50\Omega$ angenommen.





Die Länge des komplexen Zeigers Γ ist ein Maß für die Reflexion, d.h. je länger der Zeiger, desto größer die Reflexion. Zeigt der Reflexionsfaktor Γ auf den Kurzschluss- oder den Leerlaufpunkt, oder auf einen anderen Punkt des Einheitskreises, so ist die Länge des Zeigers gleich Eins. Es liegt dann eine Totalreflexion vor.

Der Anpasspunkt ist der Punkt im Smith-Diagramm, bei dem keine Reflexionen auftreten.

Auf dem äußeren Kreis des Smith-Diagramms sind alle reinen Reaktanzen zu finden, wobei die obere Hälfte den induktiven und die untere Hälfte den kapazitiven Teil repräsentiert.

In der Regel sind die numerischen Angaben im Smith-Diagramm für die Z-Darstellung angegeben. Eine Überführung in die Y-Darstellung erfolgt durch eine Drehung um 180°. Die Umrechnung der numerischen Werte erfolgt mit: y = 1/z.



Abb. 2.12: Widerstands- und Leitwert-Darstellung des Smith-Diagramms

3 HEMT

HEMTs (*high electron mobility transistor*) sind eine Weiterentwicklung der GaAs-MESFETs. Der hauptsächliche Anwendungsbereich der HEMTs liegt in der Hochfrequenz- und Mikrowellen-Technik. Im Rahmen dieser Diplomarbeit sind alle eingesetzten Transistoren HEMTs. Ihr großer Vorteil gegenüber gewöhnlichen FETs sind die höhere Transitfrequenz f_T und die niedrigeren Rauschzahlen.

HEMTs sind. wie auch FETs, unipolare Transistoren. Folglich sind sie nur aus Halbleitermaterial eines Dotierungstyps aufgebaut.

Unipolare Transistoren sind spannungsgesteuerte Bauelemente. Der Stromfluss erfolgt über einen Kanal zwischen der Source- und Drain-Elektrode. Die Dicke des Kanals wird durch ein elektrisches Feld gesteuert, welches mit Hilfe einer an Gate und Source angelegten Spannung gesteuert werden kann. Wird der Kanal mit Hilfe der Gate-Spannung so weit zugeschnürt, dass





Abb. 3.1: Größenvergleich eines HEMT (MGFC 4419 G) und einer Ameise

das Strom $I_{DS} = 0$ wird, ist die sogenannte "Pinch Off-Spannung" erreicht. Eine wichtige Kenngröße des Transistors ist die (intrinsische) Steilheit. Die Steilheit ist ein Maß für die Änderung der Gate-Source-Spannung bei sich änderndem Drain-Source-Strom.

$$g_m = \frac{\partial I_{DS}}{\partial U_{GS}} \tag{GI. 3.1}$$

Wünschenswert ist eine möglichst hohe Steilheit und ein möglichst steiler Anstieg der Steilheitskurve. Je steiler der Anstieg der Steilheitskurve, umso niedriger die Rauschzahl.



Abb. 3.2: InP-HEMT, Typ: HCA 4200p von TRW

Der InP-HEMT, der in der ersten Stufe des zu entwickelnden Verstärkers betrieben wird, hat geometrisch noch kleinere Abmaße als der GaAs-HEMT vom Typ MGFC 4419 G von Mitsubishi. Die Bauweise, dass die Source-Pads doppelt ausgeführt und über eine Luftbrücke verbunden sind, ist jedoch gleich.

3.1 Funktionsweise eines HEMT

Um die Funktionsweise eines HEMTs zu erklären, wird als Beispiel ein GaAs/AlGaAs-HEMT herangezogen, wie er in der zweiten Stufe des Verstärkers eingesetzt wird (MGFC 4419 G).



Ladungsträgerverteilung

Durch Molekularstrahl-Epitaxie wird auf das undotierte GaAs das n-dotierte AlGaAs aufgebracht. Die Schreibweise "AlGaAs" verdeutlicht, das teilweise Al anstatt Ga in das Kristallgitter eingesetzt wird. Das Einsetzen von Al dient zur Erhöhung der Energiebarriere.

Da das Energieniveau von GaAs niedriger ist als von AlGaAs, können Elektronen vom n-dotierten AlGaAs in das undotierte GaAs diffundieren. An der GaAs/AlGaAs-Grenzschicht wandern die Elektronen lediglich etwa 100 Å in die GaAs-Schicht. Die zurückbleibenden Donatoren verhindern durch ihre Anziehungskraft, dass die Elektronen von der Übergangsstelle wegdriften.

Durch das Verdichten der Elektronen bildet sich dort ein sehr schmaler Kanal mit sehr hoher Elektronenbeweglichkeit. Da die räumliche Ausdehnung dieser Schicht extrem gering ist, spricht man vom "zweidimensionalen Elektronengas (2DEG)".

Innerhalb dieser 2DEG-Schicht besteht eine hohe Elektronenbeweglichkeit, da wenig Störung durch die Dotierungsatome besteht und die Elektronen in einer GaAs-Schicht mit hoher Reinheit eingeschlossen sind. Es ergibt sich somit eine räumliche Trennung zwischen Donator-Ionen und freien Elektronen. Es besteht für die Elektronen keine Möglichkeit, außer durch elektrische oder optische Anregung, über die Energiebarriere zurück in die AlGaAs-Schicht zu gelangen.

Die 2DEG-Konzentration ist steuerbar durch die Gate-Raumladungszone, die durch eine angelegte Gate-Source-Spannung geregelt werden kann.

Durch hinzufügen einer zusätzlichen undotierten AlGaAs-Schicht (spacer) kann der räumliche Abstand zwischen Elektronen und Donatorrümpfen noch vergrößert werden, was zu einer höheren Beweglichkeit der Elektronen führt. Allerdings ist damit eine Reduktion der Ladungsträgerkonzentration im 2DEG verbunden.

3.2 Ersatzschaltbilder

3.2.1 Kleinsignalersatzschaltbild

Ersatzschaltbilder haben die Aufgabe ein Bauteil mit dessen Eingangs- und Ausgangsverhalten so zu beschreiben, dass es mit einfachsten diskreten Bauelementen nachgebildet werden kann. Ein solches Ersatzschaltbild kann jedoch keine allgemeine Aussage über ein Bauteil, wie z.B. einen HEMT treffen, da die Bauelemente im Ersatzschaltbild abhängig sind von Parametern wie Frequenz, Umgebungstemperatur u.s.w. Erschwerend kommt bei den intrinsischen Bauelementen eine Bias-Abhängigkeit dazu.

Bei einem Ersatzschaltbild handelt es sich also lediglich um ein Modell, mit dem nicht alle physikalischen Eigenschaften erklärt werden können. Ein Modell ist eine Vereinfachung des wirklichen Originals, um Vorhersagen über das Verhalten des Bauteils treffen zu können.



Abb. 3.4: Kleinsignal-Ersatzschaltbildelemente eines FET und deren physikalische Lage

Die obige Abbildung 3.4 zeigt die physikalische Struktur eines FET mit dem entsprechenden Kleinsignal-Ersatzschaltbild.

Das Ersatzschaltbild eines FETs entspricht dem des HEMTs. Man unterscheidet im Ersatzschaltbild zwischen intrinsischen (inneren) und extrinsischen (parasitären) Bauelementen.

Die extrinsischen Bauelemente sind auf Einflüsse von Zuleitungen und Anschlusspads zurückzuführen. Im Einzelnen sind dies die ohmschen Widerstände R_G , R_D und R_S , die über den Kontakt der Zuleitungen und den Widerstand des Substrats bis zum Kanal hin wirken.

Die Induktivitäten L_G , L_D und L_S repräsentieren die Zuleitungen zum Kanal.

 C_{pg} und C_{pd} stellen die Kapazität des Gate- bzw. Drain-Pads zum Source-Pad dar. Die Kapazität zwischen dem Gate- und Drain-Pad wird in der Regel vernachlässigt, da diese verschwindend gering ist.

Im intrinsischen Teil des Ersatzschaltbildes stellen die Kapazitäten C_{gs} und C_{gd} die Kapazität der Gate-Elektrode zum Kanal dar, die durch die Isolationsschicht unter der Gate-Elektrode hervorgerufen wird.

 R_{gs} ist der ohmsche Widerstand im Kanal während C_{ds} die Kapazität der Drain-Elektrode zum Substrat bezeichnet. Die spannungsgesteuerte Stromquelle wird durch g_m und u_{gs} repräsentiert, bei der G_{ds} aus einer idealen eine reelle Quelle macht.



Abb. 3.5: Kleinsignalersatzschaltbild eines FET/HEMT

Die obige Abbildung 3.5 zeigt das in der Literatur gebräuchliche Ersatzschaltbild eines FET. Der intrinsische Teil des Ersatzschaltbildes ist mit der grün gestrichelten Linie umrahmt. Die einzelnen Elemente wurden durch Messungen und eine anschließende Optimierung eines Modells an die gemessenen Werte bestimmt, wobei auf den *K*-Faktor und die maximale verfügbare Leistungsverstärkung G_{max} besonderes Augenmerk gerichtet wird, weil sie als Kombinationen der S-Parameter besonders empfindlich auf Abweichungen von gemessenen und modellierten Werten reagieren.

Die maximal verfügbare Leistungsverstärkung G_{max} errechnet sich aus [9] Seite 215:

$$G_{\max} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \right|_{K>1}$$
(Gl. 3.2)

Da allerdings der K-Faktor im gemessenen Frequenzbereich < 1 ist, ist G_{max} = MSG (siehe Gleichung 2.4.5).

Der K-Faktor und die Gleichung für den K-Faktor ist in Kapitel 2.4 näher beschrieben.

Die Bestimmung der Ersatzschaltbildelemente erfolgt also über das Optimieren eines Modells an die gemessenen Parameter (insbesondere *K*-Faktor und G_{max}), bis $K_{mess} = K_{modelliert}$ und $G_{max,mess} = G_{max,modelliert}$.

Die Bestimmung der Ersatzschaltbildelemente wurde nicht nur bei verschiedenen Temperaturen und Arbeitspunkten durchgeführt, sondern auch an zwei verschiedenen Transistortypen. Zunächst an einem konventionellen GaAs-HEMT und anschließend an einem InP-HEMT, der neben den physikalisch abweichenden Werten gegenüber dem GaAs-HEMT auch noch geometrisch kleinere Abmaße besitzt, was neben weiteren Parametern ebenfalls Einfluss auf die Ersatzschaltbildelemente hat.

3.2.2 Rauschsignalersatzschaltbild

Die Rauscheigenschaften eines FETs sind eine Funktion der Ladungsträgerbeweglichkeit im Kanal. Beim InP-HEMT ist der Indiumanteil im GaInAs höher als beim GaAs-HEMT. Je höher der Indiumanteil, desto höher die Ladungsträgerbeweglichkeit. Da GaAs-HEMTs (d.h. HEMTs auf GaAs-Substrat) einen geringeren Indium-Anteil im Kanal haben als InP-HEMTs sind ihre Rauscheigenschaften grundsätzlich schlechter.

InP-HEMT heißt:	GaInAs HEMT auf InP-Substrat
GaAs-HEMT heißt:	GaInAs HEMT auf GaAs-Substrat

Beträgt der Indiumanteil z.B. 53% und ist die GaInAs-Schicht auf InP-Substrat aufgedampft (z.B. durch Molekularstrahl-Epitaxie) gibt es keine Unterschiede in der Gitterkonstante, dies ist der gitterangepasste Fall (*lattice matched*).

Im Gegensatz dazu würde GaInAs mit 53% Indium, wegen des Unterschieds in der Gitterkonstante nicht auf dem GaAs-Substrat halten.

Der TRW-HEMT, der in der ersten Stufe des Verstärkers eingesetzt wird, hat einen Indiumanteil von 60-65% im Kanal. Der hohe Indiumanteil ist notwendig, um gute Rauscheigenschaften zu erzielen. Dies macht auch auf InP-Substrat eine pseudomorphe Bauweise notwendig, damit der Transistor, aufgrund von Gitterverspannungen nicht vom Substrat abreißt.

Die untenstehende Abbildung 3.6 zeigt das intrinsische Rauschsignalersatzschaltbild eines FET/HEMT.



Abb. 3.6: Das Rauschsignalersatzschaltbild

Da bei Mikrowellenfrequenzen nur weiße Rauschquellen beteiligt ist, werden die Rauschquellen als thermische Rausch-Quellen modelliert.

$$\overline{i_g i_g^*} = 4kT_g \frac{1}{R_{gs}}\Delta f \qquad \overline{i_d i_d^*} = 4kT_d \frac{1}{R_{ds}}\Delta f \qquad (Gl. 3.3)$$

Die Parameter des Rauschsignalersatzschaltbildes werden mit Hilfe der Fortran-Routine "hemte" [16] ermittelt. Die Parameter der Rauschsignalersatzschaltbildelemente sind der Tabelle 5.3 im Kapitel 5.4 zu entnehmen.

Die Einbettung des intrinsischen Rauschsignalersatzschaltbildes in die restlichen Ersatzschaltbildelemente erfolgt mittels des Fortran-Programms "hemte". Die dabei angewendete Rauschkorrelation ist nicht Thema dieser Diplomarbeit. Durch die Einbettung erhält man die Rauschparameter F_{min} , Γ_{opt} und R_n an den Eingangsklemmen des Transistors.

4. Messungen

Die S-Parameter-Messungen werden über einen Frequenzbereich von 1 - 50 GHz, mit 201 Messpunkten aufgenommen. Mit Hilfe einer Fortran-Routine werden die Datensätze eingelesen und so bearbeitet, dass aus den 201 Messpunkten ein Datensatz entsteht, der in 1 GHz-Schritten die S-Parameter mit Betrag und Phase ausgibt. Zusätzlich wird für jede Frequenz der *K*-Faktor und G_{max} errechnet. Außerdem wird durch die Fortran-Routine eine Datei namens "compact.out" erzeugt, die mit *SereNADE* als Circuit File direkt weiterverarbeitet werden kann.

Vor Beginn der Messungen wird am Networkanalyzer eine Einstellung vorgenommen, die das Signal um 0,12 dB/GHz anhebt, da das Signal mit zunehmender Frequenz an Pegel verliert. Zunächst werden die Messungen im warmen Zustand, d.h. bei Raumtemperatur (T = 295 K) aufgenommen und anschließend im gekühlten Zustand bei T = 15 K. Vor der eigentlichen Streuparameter-Messung werden DC-Messungen vorgenommen, aus denen im Vorfeld schon verschiedene Parameter, wie z.B. die Steilheit, ermittelt werden können.

Grundlage für eine aussagekräftige Messung ist das Kalibrieren der Koplanar-Probes. Das Ergebnis der Kalibration wird dann als Referenz in den Networkanalyzer übernommen. Damit wird der Einfluss der Anschlussleitungen und der Probes auf die Messung herausgeeicht.

Als "Probes" werden die Messspitzen bezeichnet. Gegeben durch den koplanaren Aufbau des Transistors besitzt jede Probe drei Anschlüsse. Der Abstand zwischen den einzelnen Spitzen ist abhängig von der Größe des Transistors und wird als "Pitch" bezeichnet. Im Falle des Mitsubishi MGFC 4419 G beträgt der Pitch 100 µm.



Für die Vermessung des InP-HEMTs werden Probes benötigt, die einen Pitch von 50 μ m haben.

Bei den Kalt-Messungen ist darauf zu achten, dass der Dewar (siehe 8.1) abgedunkelt wird, weil besonders die Steilheit sich bei Beleuchtung ändern und die Messung somit verfälscht würde. Der Grund für die Lichtsensitivität der Transistoren im kalten Zustand ist die Anregung der Gitteratome durch Photonen.

Außerdem ist die Wärmeausdehnung der Messapparatur beim Herunterkühlen bzw. beim anschließenden Erwärmen zu beachten, um Beschädigungen des Aufbaus zu vermeiden.

Vor dem Herunterkühlen ist der Dewar zu evakuieren, da die Wärmeleitung der Umgebungsatmosphäre eine Kühlung verhindern würde.

Gekühlt wird mit Hilfe von komprimiertem Heliumgas. Da Helium ein Edelgas ist und weil die Siedetemperatur von He₄ bei 4,2 K liegt, eignet es sich so gut um mit Verdichtungs-/Expansionskühlern kryogenische Temperaturen zu erzielen.

4.1 Kalibrieren mit WinCal

🚟 WinCal	_ 🗆 🗙
Eile Config Calibration Tools ISS Positions Help	1 Constant Constant
Calibration Tools	and a start of the
No calibration done yet	
Carcarda 9000/11000	
WinCal 2.21	
Abb. 4.2: Bedienoberf	äche von

Abb. 4.2: Bedienoberfläche von WinCal

Wichtigste Grundlage für genaue S-Parametermessungen ist die Kalibration, die vor der S-Parametermessung durchgeführt werden muss. Hier werden mit Hilfe eines Kalibrationsplättchens

eine *Load-*, *Short-*, *Open-* und *Thru-*Messung durchgeführt, die dann als Referenzwerte für die Eichung des

Networkanalyzers genommen werden. Für die Open-Messung werden die Probes vom Kalibrationsplättchen angehoben und voneinander weggefahren, so dass ein Übersprechen weitestgehend verhindert wird und somit die Open-Messung möglichst genau ist.

Diese Kalibration wird als LRRM-Kalibration bezeichnet. Die Güte der Kalibration hängt weitgehend vom Aufsetzen der Probes auf das Kalibrationsplättchen ab.



Abb. 4.3: Ausschnitt aus dem Kalibrationsplättchen

Die Kalibration ist stark temperaturabhängig. Das heißt, dass die Kalibration, die im warmen Zustand bei 295 K ihre Gültigkeit hat, im kalten Zustand, bei etwa 15 K, nicht mehr für die Messung der S-Parameter herangezogen werden kann.

Da sich Herunterkühlen die beim Zuleitungen der Probes im Dewar physikalisch verkürzen, verändert sich das Verhältnis I/λ sehr deutlich. Die linksstehende Abbildung zeigt diesen Effekt im Smith-Diagramm bei einer Open-Messung.



Abb. 4.4: Zusammenhang zwischen T und I/λ

Folglich ist eine erneute Kalibration im kalten Zustand erforderlich.

Nach der Kalibration sollte der Parameter S_{11} und S_{22} bei einer *Open*-Messung auf der OdB-Linie liegen (dies entspricht 100% Wiederholgenauigkeit), während S_{12} und S_{21} eine sehr hohe (theoretisch unendlich hohe) Dämpfung aufweisen.



Abb. 4.5: Kalibration mit WinCal

Praktisch ist eine solche "ideale" Kalibration nicht möglich, da gerade mit steigender Frequenz ein idealer Leerlauf oder Kurzschluss nicht zu realisieren ist. So wirken z.B. bei der Open-Messung die Probespitzen mit wachsender Frequenz wie eine abstrahlende Antenne.

Bei einer für die Praxis realistischen und brauchbaren Kalibration könnte S_{11} wie in der linksstehenden Abbildung aussehen. S_{11} liegt zwar nicht genau auf der OdB-Linie, bewegt sich aber in sehr engen Grenzen um die Nulllinie herum.

Für die Praxis ausreichende Werte für die Parameter S_{12} , S_{21} und S_{22} eines *Open*-Standards zeigt die untenstehende Abbildung 4.6.



Abb. 4.6: S-Parameter nach der Kalibration

4.2 Messaufbau

Neben dem, in der Abbildung 4.7 schematischen Messaufbau, werden noch weitere Geräte eingesetzt, die der Kontrolle der Messung dienen. So wird z.B. die Temperatur im Dewar überwacht, am Parameter Analyzer (HP 4156A) werden Strom und Spannung über zusätzliche, externe Messgeräte angezeigt u.a.m.

Messinstrumente, die keinen Einfluss auf die Messung haben und lediglich der Überwachung dienen, sind nicht im Messaufbau enthalten.



Der Widerstand der Zuleitungen bis zu den Messspitzen der Probes beträgt im ungekühlten Zustand etwa 2 Ω . Im gekühlten Zustand, bei 15 K, beträgt dieser Widerstand etwa 1,85 Ω . Der Widerstand sinkt mit der Temperatur, da der letzte Teil der Anschlussleitung, einschließlich der Probes, sich im Dewar befinden und in Folge dessen auch heruntergekühlt werden.

4.3 DC-Messungen

Bei den DC-Messungen werden die Eingangskennlinie, die Steilheit und das Ausgangkennlinienfeld bei T = 295 K und bei T = 15 K der beiden HEMTs aufgenommen. Anhand der DC-Messungen können erste Aussagen über die Ersatzschaltbildelemente getroffen werden. Außerdem zeigt das Verhalten der DC-Kennlinien die höhere Empfindlichkeit der HEMTs im gekühlten Zustand gegenüber dem ungekühlten Zustand.

4.3.1 Eingangskennlinien der Transistoren

Die erste DC-Messung die durchgeführt wird ist die Aufnahme der Eingangskennlinien im gekühlten Zustand und bei Raumtemperatur. Bei dieser Messung ist $U_{DS} = 0$ V gesetzt, d.h. dass zwischen Drain- und Source-Pad keine leitende Verbindung besteht.

Bei der Aufnahme der Kennlinien kommt ein zusätzlicher Widerstand R_{Mess} hinzu. Es ist der Serienwiderstand der Zuleitungen bis zu den Probes . Der Widerstand beträgt im warmen Zustand bei Raumtemperatur 2 Ω und im gekühltem Zustand, bei 15 K, 1,85 Ω .



Im gekühlten Zustand ist zu beobachten, dass der Anstieg der Kennlinien steiler ist als im warmen Zustand bei Raumtemperatur. Da sich die extrinsischen Widerstandswerte beim Kühlen etwas verringern, wird der Verlauf der Kennlinien aufgrund des kleiner werdenden ohmschen Anteils steiler. Dies ist ein wünschenswerter Effekt, da das Rauschen umso geringer wird, je kleiner die ohmschen Anteile sind.

Außerdem fängt der Durchlassbereich bei beiden Transistoren im gekühlten Zustand später an als bei Raumtemperatur.

4.3.2 Steilheitskennlinien der Transistoren

Die Steilheits- oder auch Steuerkennlinie ist ein Maß für die Verstärkung und das Rauschen des Bauteils. Je steiler der Knick der Steilheitskennlinie, umso größer die maximale Steilheit g_{max} und die Verstärkung und umso geringer das Rauschen. Der Verlauf der Steilheitskennlinie hängt stark von der Arbeitspunkteinstellung und damit auch von U_{DS} ab. Bei der Aufnahme der Steilheitskennlinien des GaAs-HEMTs wurde U_{DS} konstant auf 2 V gehalten. Vergleicht man nun die beiden Kennlinien im gekühlten Zustand und bei

Raumtemperatur, so stellt man fest, dass der Transistor eine größere Steilheit und einen steileren Anstieg der Steilheitskurve im gekühltem Zustand hat.



Abb. 4.9 a: MGFC 4419 G bei T = 295 K



Bei der Aufnahme der Steilheitskennlinie des InP-HEMTs wurde ein Kennlinienfeld aufgenommen, bei dem die Drain-Source-Spannung variiert wurde. Es sind dieselben Effekte zu beobachten wie bei dem GaAs-HEMT. Zum Einen ist die maximale Steilheit bei gleicher Drain-Source-Spannung im gekühlten Zustand größer und zum Anderen steigt die Kennlinie steiler an. Die Transistoren haben also erwartungsgemäß bessere Eigenschaften im gekühlten Zustand.



Die Einbrüche in der Steilheitskennlinie bei wachsendem V_{DS} zeigen die Schwingungsneigung der Transistoren beim Vermessen. Dieses instabile Verhalten ist dadurch zu erklären, dass die Transistoren unbeschaltet vermessen worden sind. Im beschalteten Zustand, wenn also Leistung an eine Last abgegeben werden kann, neigt der Transistor nicht so schnell zum Schwingen.

4.3.3 Ausgangskennlinien der Transistoren

Bei den Ausgangskennlinien der GaAs-HEMTs ergibt sich kein wesentlicher Unterschied zwischen der Kennlinie, die bei Raumtemperatur aufgenommen worden ist und der Ausgangskennlinie bei T = 15 K. Was auffällt, sind Unregelmäßigkeiten im Verlauf der Kennlinie bei der Messung mit T = 15 K.



Eine häufig gewählte Methode um den Arbeitspunkt zu ermitteln ist die Bestimmung von I_{DSS} . Als Arbeitspunkt wird dann ein Drainstrom von 20%* I_{DSS} gewählt. I_{DSS} wiederum wird ermittelt, indem zwei Tangenten im Ausgangskennlinienfeld an $U_{GS} = 0$ V angelegt werden. An dem Schnittpunkt der beiden Tangenten kann dann die Höhe des Drainstromes abgelesen werden.

Nach dieser Methode zur Ermittlung von I_{DSS} ergibt sich bei Raumtemperatur ein I_{DSS} von 26 mA und bei T = 15 K ein I_{DSS} von 22,5 mA.

Um den Arbeitspunkt zu ermitteln, wird z.B. von I_{DSS} = 26 mA ein Drainstrom von 5,2 mA angenommen. Dies entspricht 20% von I_{DSS} .

Mögliche Arbeitspunkte um 5,2 mA Drainstrom zu erreichen wären z.B.:

- $U_{GS} = -350 \text{ mV} \text{ und } U_D = 1.8 \text{ V}$
- $U_{GS} = -400 \text{ mV}$ und $U_D = 2,6 \text{ V}$

Diese Ermittlung eines Arbeitspunktes ist allerdings keine allgemeingültige Definition. Sie resultiert aus empirischen Ergebnissen aus Messungen an realisierten Low-Noise-Verstärkern. Da GaAs-HEMTs mit einer negativen Spannung zwischen Gate und Source vorgespannt werden, ist die Methode bei GaAs anwendbar.

Bei dem InP-HEMT ist diese Methode der Arbeitspunktermittlung nicht anwendbar. Zwar hat der InP-HEMT in seinem Ausgangskennlinienfeld eine Kennlinie bei $V_{GS} = 0$ V, jedoch ist dies nicht der eigentliche Arbeitsbereich des Transistors. Der InP-HEMT wird im Gegensatz zu dem GaAs-HEMT positiv vorgespannt.



Während das Ausgangskennlinienfeld bei Raumtemperatur ein zu erwartendes Bild zeigt, treten bei T = 15 K Sprünge und Verzerrungen in der Kennlinie auf, deren Ursprung in quantenmechanischen Effekten zu suchen ist. Dieses Phänomen, dass bei gekühlten InP-Kanälen auftritt, ist der sogenannte "Kink-Effekt" [7][8].

Desweiteren ist zu erwähnen, dass die InP-HEMTs eine größere Streuung haben, d.h. dass derselbe Transistortyp zwar etwa den gleichen Kennlinienverlauf hat, jedoch die einzelnen Messwerte stark voneinander abweichen. Die Ursache dafür liegt darin, dass das MPIfR an einem NASA-Forschungs-Projekt beteiligt ist und Musterbauteile zur Auswertung erhält, die nicht kommerziell gefertigt oder erhältlich sind.

Der GaAs-HEMT ist im Gegensatz dazu ein kommerzieller Transistor der Firma Mitsubishi, der samt Datenblatt geliefert wird und dessen gemessene Werte mit den Werten des Datenblattes nahezu übereinstimmen.

4.3.4 Abschätzen von R_g und L_g

Mit Hilfe der Abschnür- (Pinch-Off) Spannung und der charakteristischen Barrierenhöhe des Materials (Built-In Potential), die beide aus den DC-Messungen entnommen werden können, sowie den bekannten Herstellerdaten können R_a und L_a abgeschätzt werden. Die abgeschätzten Parameter dienen als Anhaltspunkte bei der Optimierung. Bei der Pinch-Off Spannung wird zwischen Gate und Source eine Spannung solange in negativer Richtung erhöht, bis kein Drainstrom I_D mehr fließt. Die Pinch-Off Spannung kann den Steilheitskennlinien entnommen werden, während das Built-In Potential anhand einer Tangente, die an die Eingangskennlinie angelegt wird, abgelesen wird.

Gateweite := w_g

Gatedicke := h

Gatelänge := l_g Anzahl der Gatefinger := m

Ladungsträgerdichte := N

Pinch-Off Spannung := U_p

Built-In Potential := U_{BO}

	I _g /μm	h∕µm	w _g ∕µm	m	$N/(1/\mu m^3)$	٤r
MGFC 4419 G (GaAs)	0,1	0,4	200	4	10 ⁵	13
TRW 4200p (InP)	0,1	0,25	200	4	10 ⁵	12,6

 Tab. 4.1: Bekannte Herstellerdaten der beiden Transistoren

	U _p /V	U _{B0} /V
MGFC 4419 G bei T = 295 K	-0,65	0,72
MGFC 4419 G bei T = 15 K	-0,5	0,86
TRW 4200p bei T = 295 K	-0,35	0,61
TRW 4200p bei T = 15 K	-0,2	0,73

 Tab. 4.2: Pinch-Off Spannung und Built-In Potential der beiden Transistoren

spezifischer Widerstand für Gold:

 $ρ = 2,44*10^{-2}$ Ω μm

Die Abschätzung von R_g erfolgt über die Gleichung:

$$R_g = \frac{0.5 \cdot \rho \cdot w_g}{3 \cdot m^2 \cdot h \cdot l_g}$$
(Gl. 4.3.1)

Die maximale Dicke der Verarmungsschicht (Deplecion Layer) errechnet sich aus:

$$Z = \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot (U_{B0} - U_p)}{q^* N}}$$
(Gl. 4.3.2)

wobei ϵ_0 die Dielektrizitätskonstante (8,8451*10⁻¹⁸ F/µm) und q die Elementarladung (1.6*10⁻¹⁹ C) ist.

Hieraus kann die Gateinduktivität ermittelt werden:

$$L_g = \frac{\mu_0 \cdot Z \cdot w_g}{m^2 \cdot l_g}$$
(Gl. 4.3.3)

R_q/Ω L_a/pH R_{α}/Ω L_a/pH bei T = 295 K bei T = 295 K bei T = 15 K bei T = 15 K MGFC 4419 G 1,3 22,0 1,3 22,0 (GaAs) TRW 4200p 2,0 18,2 2,0 17,9 (InP)

wobei μ_0 ist Freiraumpermeabilität (4* π *10⁻¹³ H/ μ m) ist.

Tab. 4.3: Ábgeschätzte Werte für R_g und L_g

Die Temperatur wird bei der Abschätzung des Widerstandes R_g nicht berücksichtigt. R_g , L_g und die anderen extrinsischen Ersatzschaltbildelemente ändern sich durch das Kühlen nur unwesentlich oder gar nicht.

Die Berechnungen für R_g und L_g für T = 295 K und für T = 15 K wurden mit Mathcad durchgeführt und sind dem Anhang B 4 zu entnehmen.
4.3.5 Bestimmung von R_G, R_D und R_S

Um eine Abschätzung zu erhalten, wie groß die extrinsischen Widerstände R_G , R_D und R_S sind, wird mit Hilfe von drei Messungen ein Gleichungssystem aufgestellt, das die drei unbekannten Widerstände enthält.

Bei allen drei Messungen wird der Gatestrom und die Gate-Source-Spannung bzw. bei der dritten Messung die Gate-Drain-Spannung gemessen [11] Seite 312-317, [12] Seite 568-573.



Abb. 4.11: Drei Schaltungen für die DC-Messungen

Bei der ersten Messung wird Strom am Gate und Spannung zwischen Gate und Source gemessen, wobei Drain und Source nicht miteinander verbunden werden. Man kann mit dieser Messung den Serienwiderstand von R_G und R_S ermitteln.

Bei der zweiten Messung werden ebenfalls Gate-Strom und die Gate-Source-Spannung gemessen. Allerdings werden nun Drain und Source leitend verbunden. Man erhält damit den Widerstandswert für eine Reihenschaltung von Gate-Widerstand und einer Parallelschaltung von Drain- und Source-Widerstand.

Die dritte Messung misst die Gate-Drain-Spannung und den dazugehörigen Gate-Strom. Ziel dieser Messung ist es den Serienwiderstand von R_G und R_D zu ermitteln.

Aus dem linearen Bereich der Kennlinien kann über die Steigung der Widerstand der jeweiligen Schaltung ermittelt werden.

Aus den drei Widerständen, die aus den Kennlinien ermittelt worden sind, können R_G , R_D und R_S anhand des leicht zu lösenden Gleichungssystems errechnet werden:

$R_{G} = R_{MESS2} - \sqrt{R_{MESS2}^{2} - R_{MESS2} \cdot R_{MESS1} - R_{MESS2} \cdot R_{MESS3} + R_{MESS3} \cdot R_{MESS3}}$	(Gl. 4.3.4)
$R_D = R_{MESS3} - R_G$	(Gl. 4.3.5)
$R_{S} = R_{MESS1} - R_{G}$	(Gl. 4.3.6)

Die Lösung für R_G mit positivem Vorzeichen vor der Wurzel ist physikalisch nicht sinnvoll, da sonst R_D und R_S negativ würden.

Beispiel:

Als Beispiel wurde ein Transistor vom Typ MGFC 4419 G auf ein Substrat geklebt. Die Anschlusspads des Transistors wurden mit Bonddrähten auf Microstrip-Leitungen gebondet. Um die Verluste auf den Leitungen möglichst gering zu halten und um zu gewährleisten, dass ein guter elektrischer Kontakt vorhanden ist, wurden die Anschlussleitungen für jede Messung direkt auf die Microstrip-Leitung gelötet.

Dennoch ist eine gewisse Leitungslänge der Microstrip-Leitungen und der Zuleitungen zum Messgerät unumgänglich.

Der Gatestrom wurde auf 90 mA begrenzt, was den üblichen Bereich des Gatestromes für einen Transistor diesen Typs um ein Mehrfaches überschreitet und somit seine Zerstörung in Kauf genommen.



Abb. 4.12: Kennlinien der drei DC-Messungen

Aus dem linearen Teil der Kennlinien wurden die drei Widerstände $R_{\mbox{\tiny MESS1}}$, $R_{\mbox{\tiny MESS3}}$ bestimmt.

Serienschaltung aus Gate- und Source-Widerstand: $R_{MESS1} = 3,75 \ \Omega$ Serienschaltung aus Gate- und Source || Drain-Widerstand: $R_{MESS2} = 2,78 \ \Omega$ Serienschaltung aus Gate- und Drain-Widerstand: $R_{MESS3} = 4,76 \ \Omega$

Als errechnete Ergebnisse aus den Gleichungen 4.3.4 – 4.3.6 ergeben sich für die extrinsischen Widerstände folgende Widerstandswerte:

$$R_{G} = 1,4 \Omega \qquad \qquad R_{D} = 3,4 \Omega \qquad \qquad R_{S} = 2,4 \Omega$$

Fazit:

Der Gatewiderstand entspricht mit $R_G = 1,4 \Omega$ dem in Kapitel 4.3.4 mit geometrischen Parametern abgeschätzten Gatewiderstand. Jedoch sind die beiden anderen Widerstände, im Vergleich zu vorhandenen Erfahrungswerten für R_D und R_S , zu hoch. Der Drain-Widerstand sollte lediglich ein wenig höher sein als der Gatewiderstand, während für den Source-Widerstand ein etwas kleinerer Widerstandswert als beim Gatewiderstand zu erwarten wäre.

Grund für diese Messungenauigkeiten ist zum Einen die Tatsache, dass der Messaufbau einen Widerstand hat, der etwa 0,5 Ω beträgt und zum Anderen, dass bei der Berechnung der Widerstände ein Gleichungssystem zugrunde liegt, bei dem alle Widerstände voneinander abhängig sind. Somit haben kleine Abweichungen, z.B. beim Ablesen der gemessenen Kennlinien oder bei der Messung, eine große Änderung der Widerstände R_G, R_D und R_s zur Folge.

5. BESTIMMUNG DER ERSATZSCHALTBILD-ELEMENTE

Die Bestimmung der Ersatzschaltbild-Elemente erfolgt mit Hilfe der S-Parameter und der Software *ANSOFT SERENADE*. Dabei wird ein Modell solange optimiert, bis die S-Parameter des Modells mit den gemessenen S-Parametern übereinstimmen. Dem *K*-Faktor und G_{max} kommen bei der Optimierung besondere Bedeutung zu, da beide als Kombinationen der S-Parameter besonders stark auf eine Abweichung der gemessenen Werte vom Modell reagieren. Die TRL-Leitungen am Ein- und Ausgang der Schaltung repräsentieren das Gate- bzw. Drain-Pad.



Abb. 5.1: Modell der Ersatzschaltung

Die obige Abbildung zeigt das Modell des Ersatzschaltbildes mit dessen Hilfe die Ersatzschaltbild-Elemente bestimmt werden. Die Optimierung wurde nicht im *Schematic File Format* vorgenommen, sondern in Form eines *Harmonica Circuit File*, da die mit der Fortran-Routine aufbereiteten Messdaten im *Harmonica Circuit File* direkt eingesetzt und weiterverarbeitet werden können. Die *Harmonica Circuit Files* sind als Anhang G auf der CD im Ordner *"Harmonica Circuit Files*" zu finden.

5.1 Ersatzschaltbild-Elemente des GaAs-HEMTs

5.1.1 Ersatzschaltbild-Elemente bei T = 295 K

Als Arbeitspunkt, um die Ersatzschaltbild-Elemente des GaAs-HEMTs von Mitsubishi MGFC 4419 G bei Raumtemperatur zu ermitteln, wurden die S-Parameter der Messung "HOT 4" zu Grunde gelegt. Bei HOT-Messungen wird, im Gegensatz zu den COLD-Messungen auch eine Spannung zwischen Gate und Source angelegt. Bei COLD-Messungen ist $U_{DS} = 0$ V, während U_{GS} so weit positiv vorgespannt wird bis $S_{11} = S_{22}$ [10].

Bei den HOT-Messungen wird der HEMT als aktives verstärkendes Bauteil betrieben und vermessen, also in dem Arbeitsbereich und mit der Aufgabe die ihm beim Verstärkerentwurf entspricht.

Die COLD-, Pinch Off-, Unbiased- und die DC-Messungen dienen zur näheren Charakterisierung der physikalischen und elektrischen Eigenschaften des Transistors. Alle Messungen sind, auf der im Anhang G befindlichen CD im Ordner "*Messdaten*" zu finden.

Arbeitspunkteinstellungen der Messung HOT 4:

 $U_{GS} = -300 \text{ mV}$ $U_{DS} = 2 \text{ V}$ $I_{D} = 8,1 \text{ mA}$



Abb. 5.2: *K*-*Faktor* und G_{max} von den gemessenen Werten im Vergleich zum Modell

Abbildung 5.2 zeigt den Verlauf des *K*-Faktors und von G_{max} . Während die rote Linie den modellierten Verlauf des *K*-Faktors nach der Optimierung zeigt, ist der blaue Graph der Verlauf des *K*-Faktors der gemessenen Werte. Die grüne Kennlinie zeigt G_{max} des Modells, während die gelbe Kennlinie den gemessenen Verlauf von G_{max} zeigt.





Abb. 5.3: S_{11} , S_{12} und S_{22} im Vergleich von modellierten und gemessenen Werten



Abb. 5.4: S₂₁ modelliert und gemessen im Polardiagramm

Parasitäre Elemente:		
$L_{G} = 22 \text{ pH};$	L _D 1= 6,3 pH;	L _s = 1,2 pH
$R_{G} = 1,3 \Omega;$	$R_{D} = 1,8 \Omega;$	$R_s = 1,1 \Omega$
$C_{PG} = 0,42*10^{-6} \text{ pF};$	C _{PD} = 6*10 ⁻⁶ pF;	C _{PF} = 0,85*10 ⁻¹⁰ pF
Intrinsische Elemente:		
$C_{GS} = 0,11 \text{ pF}$	$R_{GS} = 0,85 \Omega$	$C_{DG} = 0,04 \text{ pF}$
$G_{DS} = 5,8 \text{ mS}$	$C_{DS} = 0,17 \text{ pF}$	g _{m0} = 67 mS
τ = 0,8 ps		

5.1.2 Ersatzschaltbild-Elemente bei T = 15 K

Arbeitspunkteinstellungen:

 $U_{GS} = -255 \text{ mV}$ $U_{DS} = 2 \text{ V}$ $I_D = 7,2 \text{ mA}$



Abb. 5.5: Vergleich von modelliertem und gemessenem K-Faktor und Gmax







 G_{DS} τ =

= 22 pH;	L _D = 6,3 pH;	L _s = 1,2 pH
= 1,2 Ω;	$R_{D} = 1,6 \Omega;$	$R_s = 1 \Omega$
= 0,4*10 ⁻⁶ pF;	C _{PD} = 6*10 ⁻⁶ pF;	$C_{PF} = 0,85*10^{-10} \text{ pF}$
insische Elemente:		
= 0,14 pF	R _{GS} = 0,75 Ω	$C_{DG} = 0,03 \text{ pF}$
= 5,6 mS	$C_{DS} = 0,048 \text{ pF}$	g _{m0} = 95 mS
0,27 ps		

5.2 Ersatzschaltbild-Elemente des InP-HEMTs

5.2.1 Ersatzschaltbild-Elemente bei T = 295 K

Arbeitspunkteinstellungen der Messung HOT 2: U_{GS} = -90 mV U_{DS} = 600 mV I_D = 3,14 mA



Abb. 5.8: Der gemessene und modellierter K-Faktor und G_{max} des InP-HEMTs bei T = 295 K





Abb. 5.10: Der S-Parameter S₂₁ in Polardarstellung

Parasitäre Elemente: $L_{D} = 5 \text{ pH};$ $L_{S} = 1 \text{ pH}$ $L_{G} = 18 \text{ pH};$ $R_D = 2 \Omega;$ $R_s = 1,1 \Omega$ $R_{G} = 1,8 \Omega;$ $C_{PD} = 0,48 \times 10^{-6} \text{ pF};$ $C_{PG} = 9,54*10^{-6} \text{ pF};$ $C_{PF} = 0.85 \times 10^{-10} \text{ pF}$ Intrinsische Elemente: $C_{GS} = 0,096 \text{ pF}$ $R_{GS} = 0.8 \Omega$ $C_{DG} = 0,047 \text{ pF}$ $C_{DS} = 0,05 \text{ pF}$ $G_{DS} = 6,1 \text{ mS}$ $g_{m0} = 62 \text{ mS}$ $\tau = 0,06 \text{ ps}$

5.2.2 Ersatzschaltbild-Elemente bei T = 15 K

 $\label{eq:constraint} \frac{Arbeitspunkteinstellungen der Messung HOT 3:}{U_{GS} = -25 \ mV} \qquad U_{DS} = 600 mV \qquad I_{D} = 4,51 \ mA$



Abb. 5.11: Modellierter und gemessener *K*-*Faktor* des InP-HEMTs bei T = 15K



Max-Planck-Institut für Radioastronomie



Abb. 5.13: Parameter S₂₁

$L_D = 5 \text{ pH};$	$L_s = 1 \text{ pH}$
$R_{D} = 1,9 \Omega;$	$R_{S} = 1 \Omega$
C _{PD} = 0,48*10 ⁻⁶ pF;	C _{PF} = 0,85*10 ⁻¹⁰ pF
$R_{GS} = 0,75 \ \Omega$	$C_{DG} = 0,05 \text{ pF}$
$C_{DS} = 0,02 \text{ pF}$	g _{m0} = 61 mS
	$\begin{split} L_{D} &= 5 \text{ pH}; \\ R_{D} &= 1,9 \ \Omega; \\ C_{PD} &= 0,48*10^{-6} \text{ pF}; \\ R_{GS} &= 0,75 \ \Omega \\ C_{DS} &= 0,02 \text{ pF} \end{split}$

5.3 COLD-Messungen

Bei den COLD-Messungen wird Strom und Spannung der Gate-Source-Diode gemessen. Da das Ersatzschaltbild für die COLD-Messungen keine gesteuerten Quellen enthält, ist das Netzwerk reziprok, d.h. $S_{12} = S_{21}$. Während $U_{DS} = 0$ V ist, wird U_{GS} solange in positiver Richtung erhöht, bis $S_{11} = S_{22}$. Bei dieser Messung wird für den HEMT das Ersatzschaltbild in Abbildung 5.15 herangezogen.



Abb. 5.14: Kleinsignalersatzschaltbild für die Vorwärts-Messung der Gate-Source Diode

Aus dem Kleinsignalersatzschaltbild in Abbildung 5.15 können die extrinsischen Widerstände und Induktivitäten ermittelt werden. Die Vorgehensweise ist die gleiche, wie bei den HOT-Messungen in Kapitel 5.1 und Kapitel 5.2. Das Ersatzschaltbild wird mit SERENADE so lange optimiert, bis die modellierten Werte mit den gemessenen übereinstimmen. R_{dy}, R_c und C_a vervollständigen das Ersatzschaltbild, werden aber für die Bestimmung der Ersatzschaltbildelemente des Transistors nicht berücksichtigt, da mit den COLD-Messungen lediglich die extrinsischen Elemente des Kleinsignalersatzschaltbildes des aktiven Transistors (HOT-Messungen) überprüft und bestätigt werden sollen.

5.3.1 COLD-Messungen am GaAs-HEMT

Zunächst wird der GaAs-HEMT bei einer Temperatur von 295K vermessen. Arbeitspunkteinstellung:





Abb. 5.16: S_{12} und S_{21} modelliert und gemessen

Die modellierten und gemessenen S-Parameter stimmen weitestgehend überein. Beim angegebenen Arbeitspunkt ergeben sich damit für das Ersatzschaltbild folgende Parameter:

Parasitäre Elemente: $L_G = 22 \text{ pH};$ $R_G = 1,3 \Omega;$ $C_{PG} = 0,42*10^{-6} \text{ pF};$	$L_{D} = 6,3 \text{ pH};$ $R_{D} = 1,8 \Omega;$ $C_{PD} = 6*10^{-6} \text{ pF};$	L _S = 1,2 pH R _S = 1,1 Ω
$\frac{\text{Weitere Elemente:}}{\text{R}_{\text{dy}} = 6 \ \Omega}$	R _c = 2,35 Ω	C _g = 0,61 pF

Arbeitspunktein	stellung für die	COLD-Messur	na bei T	<u>= 15 K:</u>
$U_{GS} = 950 \text{ mV}$	$I_{G} = 12,75 \text{ mA}$	$U_{DS} = 0 V$	cold 5	T = 15 K

Die Parameter S_{11} und S_{22} stimmen nahezu überein, wobei sich die gemessenen Parameter mit der Frequenz (1 – 20 GHz) im Smith-Diagramm mehr verschieben als die modellierten.



Abb. 5.17: S₁₁ und S₂₂ modelliert und gemessen

.. ..



Abb. 5.18: S₁₂ und S₂₁ modelliert und gemessen

Die modellierten und gemessenen Parameter S_{12} und S_{21} liegen im Smith-Diagramm aufeinander, da das Ersatzschaltbild der Transistoren bei COLD-Messungen reziprok ist.

<u>Parasitare Elemente:</u>		
$L_{G} = 22 \text{ pH};$	$L_{D} = 12 \text{ pH};$	$L_s = 3 \text{ pH}$
$R_{G} = 1,2 \Omega;$	$R_{D} = 1,6 \Omega;$	$R_s = 1 \Omega$
$C_{PG} = 0,4*10^{-6} \text{ pF};$	$C_{PD} = 6*10^{-6} \text{ pF};$	
Weitere Elemente:		
$R_{dy} = 2,8 \Omega$	$R_{C} = 0,2 \Omega$	$C_{g} = 0,5 \text{ pF}$

5.3.2 COLD-Messungen am InP-HEMT Arbeitspunkteinstellung für den InP-HEMT HCA 4200p: $U_{GS} = 800 \text{ mV}$ $I_G = 15 \text{ mA}$ $U_{DS} = 0 V \text{ cold } 4$ T = 295 K



Abb. 5.19: S₁₁ und S₂₂ modelliert und gemessen



Abb. 5.20: S_{12} und S_{21} modelliert und gemessen

Auch bei dem InP-HEMT stimmen die modellierten und gemessenen S-Parameter bei den COLD-Messungen ausreichend genau überein. Bei dem angegebenen Arbeitspunkt ergeben sich für das Ersatzschaltbild der Transistoren folgende Parameter:

<u>Parasitäre Elemente:</u>		
$L_{G} = 20 \text{ pH};$	$L_{D} = 10 \text{ pH};$	L _s = 2,5 pH
$R_{G} = 1,8 \Omega;$	$R_{D} = 1,8 \Omega;$	$R_{S} = 1 \Omega$
$C_{PG} = 9,54*10^{-6} \text{ pF};$	C _{PD} = 0,48*10 ⁻⁶ pF;	
Weitere Elemente:		
$R_{dy} = 5,2 \Omega$	$R_{C} = 0,46 \Omega$	$C_{g} = 0,2 \text{ pF}$



Abb. 5.21: S_{11} und S_{22} modelliert und gemessen

Bei den COLD-Messungen, die im gekühlten Zustand durchgeführt worden sind, stimmen die modellierten mit gemessenen Parameter nicht so gut überein wie bei den Messungen bei Raumtemperatur. Dennoch ist die Übereinstimmung ausreichend groß.



Abb. 5.22: S₁₂ und S₂₁ modelliert und gemessen

Da das Kleinsignalersatzschaltbild der COLD-Messungen reziprok ist, ist S₁₂ = S_{21} sowohl bei gemessenen als auch bei modellierten Parametern.

<u>Parasitäre Elemente:</u>		
$L_{G} = 20 \text{ pH};$	$L_D = 7 \text{ pH};$	$L_s = 3 \text{ pH}$
$R_{G} = 1,7 \Omega;$	$R_{D} = 1,7 \Omega;$	$R_S = 1 \Omega$
C _{PG} = 9,54*10 ⁻⁶ pF;	$C_{PD} = 0,48*10^{-6} \text{ pF};$	

Weitere Elemente: $R_{dy} = 5,1 \Omega$ $R_{c} = 0,2 \Omega$ $C_{g} = 0,1 \text{ pF}$

5.3.3 Zusammenfassung der COLD-Messungen

	MGFC 4419 G	MGFC 4419 G	HCA 4200p	HCA 4200p
	warm	kalt	warm	kalt
L_{G} in pH	22	22	20	20
L_D in pH	6,3	12	10	7
$L_{\rm S}$ in pH	1,2	3	2,5	3
R_G in Ω	1,3	1,2	1,8	1,7
R_D in Ω	1,8	1,6	1,8	1,7
R_s in Ω	1,1	1	1	1
C _{PG} in pF	0,42*10 ⁻⁶	0,4*10 ⁻⁶	9,54*10 ⁻⁶	9,54*10 ⁻⁶
C _{PD} in pF	6*10 ⁻⁶	6*10 ⁻⁶	0,48*10 ⁻⁶	0,48*10 ⁻⁶
R_{dy} in Ω	6	2,8	5,2	5,1
R_{C} in Ω	2,35	0,2	0,46	0,2
C _g in pF	0,61	0,5	0,2	0,1

 Tab. 5.1: Ersatzschaltbildelemente aus den COLD-Messungen. Die extrinsischen Elemente sind gelb unterlegt

5.4 Zusammenfassung

In der untenstehenden Tabelle sind die Ergebnisse der Optimierung zusammengefasst. Der gelb markierte Bereich der Tabelle repräsentiert die parasitären Elemente des Ersatzschaltbildes.

	MGFC 4419 G	MGFC 4419 G	HCA 4200p	HCA 4200p
	warm	kalt	warm	kalt
L _G in pH	22	22	18	18
L_{D} in pH	6,3	6,3	5	5
L _s in pH	1,2	1,2	1	1
R_G in Ω	1,3	1,2	1,8	1,7
R_D in Ω	1,8	1,6	2	1,9
R_s in Ω	1,1	1	1,1	1
C _{PG} in pF	0,42*10 ⁻⁶	0,4*10 ⁻⁶	9,54*10 ⁻⁶	9,54*10 ⁻⁶
C _{PD} in pF	6*10 ⁻⁶	6*10 ⁻⁶	0,48*10 ⁻⁶	0,48*10 ⁻⁶
C _{PF} in pF	0,85*10 ⁻¹⁰	0,85*10 ⁻¹⁰	0,85*10 ⁻¹⁰	0,85*10 ⁻¹⁰
C _{GS} in pF	0,11	0,14	0,096	0,08
R_{GS} in Ω	0,85	0,75	0,8	0,75
C _{DG} in pF	0,04	0,03	0,047	0,05
G _{DS} in mS	5,8	5,6	6,1	5,5
C _{DS} in pF	0,17	0,048	0,05	0,02
g _{m0} in mS	67	95	62	61
τ in ps	0,8	0,27	0,06	0,04

 Tab.
 5.2:
 Ersatzschaltbildelemente
 bei
 verschiedenen
 Temperaturen,
 Arbeitspunkten
 und

 Transistoren

 </

Die Ermittlung der Ersatzschaltbild-Elemente ist vom Anfangswert, den zur Optimierung freigegebenen Grenzen und der Optimierungsart (Random-, Gradienten-Optimierung) abhängig. Die ermittelten Ersatzschaltbild-Elemente sind somit nur eine mögliche Kombination von Parametern. Bei anderen Anfangswerten oder Grenzen würden nach der Optimierung, bei selbem Verlauf der S-Parameter, des *K*-Faktors und von G_{max} , andere Werte für die Ersatzschaltbild-Elemente das Ergebnis sein.

Die obigen Ersatzschaltbild-Elemente sind somit lediglich als eine mögliche Parameterkombination und als Richtwert für Ersatzschaltbild-Elemente der jeweiligen Transistoren und deren Arbeitspunkte zu verstehen. Die Ermittlung der Rauschparameter erfolgt über die Fortran-Routine "hemte" [16] bei einer Frequenz von 6 GHz (Bandmittenfrequenz). Das Rauschsignalersatzschaltbild ist in Abb. 3.6 in Kap.3.2.2 zu sehen.

	MGFC 4419 G warm	MGFC 4419 G kalt	HCA 4200p warm	HCA 4200p kalt
R_n in Ω	18,43	1,98	15,00	2,50
Γ _{opt}	0,835	0,853	0,818	0,9
$\angle \Gamma_{\rm opt}$	27,42	33,13	24,49	26,18
T _g in K	295	15	295	15
T _d in K	3545	865	390	2070
F _{min} in dB	0,308	0,031	0,271	0,025
T _{min} in K	21,28	2,15	19,00	1,72

 Tab. 5.3: Ermittelte Rauschparameter an den Eingangsklemmen der HEMTs.

Die Abschätzungen für die Rauschtemperaturen T_g und T_d beruhen auf empirischen Werten. T_g wird als Umgebungstemperatur angenommen, während T_d (für GaAs bei T = 295 K) über die Gleichung T_d = 300K+11* T_{amb} ermittelt wird (wobei T_{amb} die Umgebungstemperatur repräsentiert).

Für GaAs im gekühlten Zustand bei T = 15 K wurde für T_d ein Wert von 865 K angenommen.

Für InP gilt die Abschätzung $T_d = 300K+6*T_{amb}$.

Eine Methode um die Pad-Kapazitäten genauer zu bestimmen ist das Ermitteln der Ersatzschaltbildelemente aus dem Ersatzschaltbild für die Unbiased-Messungen. Darauf wurde verzichtet, da die Pad-Kapazitäten bei beiden eingesetzten HEMTs so klein sind, dass sie zu vernachlässigen sind.

Die Ermittlung der extrinsischen Induktivitäten und Widerstände über die COLD-Messungen bestätigen weitestgehend die Ersatzschaltbildelemente, die über die S-Parameter der Arbeitspunkte gewonnen worden sind.

6. VERSTÄRKERENTWURF

6.1 Vorgabe des Verstärkers

Als Vorgabe für die Verstärkerentwicklung dient ein Verstärkerentwurf der *CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGIE* in Schweden. Dort wurden in den letzten Jahren erfolgreich Verstärker entwickelt, die experimentell sehr gute Parameter für rauscharme Verstärker hervorbrachten.

In dem CHALMERS-Design wurde mit verschiedenen InP-Transistoren und dem GaAs-Transistor vom Typ MGFC 4419 G der Firma Mitsubishi experimentiert. Das beste Ergebnis für einen rauscharmen, zweistufigen Verstärker dieser Bauweise, bei T = 15 K im Bereich von 4 - 8 GHz, ist in Abbildung 5.1 zu sehen.



Abb. 6.1: Bestes experimentelles Ergebnis der Chalmers University of Technology bei T = 15 K

Als bestes Ergebnis ist eine Rauschtemperatur von etwa 6 K und eine Verstärkung von etwas über 25 dB im Bereich von 4 – 6 GHz zu erwarten. Dieses von der *CHALMERS UNIVERSITY* veröffentlichte Ergebnis ist das beste gemessene Ergebnis bei T = 15 K im Bezug auf die geometrische Größe des Verstärkers.

Bei Verstärkern in diesem Frequenzbereich, bei denen die geringe Baugröße keine so entscheidende Rolle spielt, werden Rauschtemperaturen im Bereich von 3 – 5 K erzielt.

Max-Planck-Institut für Radioastronomie



Abb. 6.2: Struktur und Aufbau des Verstärkers





Abb. 6.3: Bilder des schwedischen Verstärkers

Das schwedische Design des Verstärkers gilt lediglich als Vorgabe. Da aber die kompakte Bauweise eingehalten werden soll, wird die Länge der Verstärkerplatine auf 24 mm und die Breite auf 12 mm festgelegt. Lediglich die Breiten der TRL-Leitungen werden in *SerenADE* zur Optimierung freigegeben, damit die Platine in das vorgefertigte Gehäuse passt.

Im Gegensatz zur schwedischen Vorgabe, bei der die Verstärkerplatine aus einem Teil besteht, werden beim Verstärkerentwurf drei einzelne Platinen angefertigt.

Dieses Aufteilen der Verstärkerplatine in drei einzelne Platinen hat zum Einen den Vorteil, dass die Verbindungen der Source-Kontakte der HEMTs zum Gehäuse leichter zu realisieren sind und zum Anderen, dass bei kleineren Platinen die Gefahr des Ablösens beim Herunterkühlen nicht so groß ist, d.h. dass die Kräfte, die durch die verschiedenen Ausdehnungskoeffizienten zustande kommen, bei kleinen Platinen geringer sind.

Außerdem soll abweichend von der Vorgabe ein anderes Substrat, und ein anderer Stecker für die Biasnetzwerke verwendet werden.

Während das Substrat bei der schwedischen Vorgabe 25 mil dick ist, wird bei der Verstärkerentwicklung ein Cuflon-Substrat von 20 mil Dicke mit einem $\varepsilon_r = 2,09$ verwendet (20 mil entsprechen einer Dicke

von 0,508 mm). In der ersten Stufe wird ein InP-HEMT vom Typ HCA 4200p vom Hersteller TRW verwendet. Als Stecker für die Biasnetzwerke wird ein Micro D-Sub-Stecker verwendet.

6.2 Entwicklung und Optimierung mit SERENADE



SERENADE ist eine Entwicklungssoftware des "Ansoft" Herstellers für Mikrowellenanwendungen. So können z.B. Verstärkerschaltungen, Ersatzschaltbilder u.s.w. in Form einer Netzliste (Harmonica Circuit File) oder einer Schaltung (Schematic File) entworfen und werden. weiteren optimiert Des beinhaltet

SERENADE eine Reihe von hilfreichen Tools, die bei der Optimierung oder Anpassung von Netzwerken sehr nützlich sind.

Zunächst wird die Struktur des Verstärkers so aufgebaut, dass sie der schwedischen Vorgabe weitestgehend entspricht, d.h. dass die Anordnung der TRL-Leitungen, der Bends, der Tabs und der einzelnen Bauteile in der selben Reihenfolge wie in der Vorgabe erfolgt.

Als Transistor in der ersten Stufe des Verstärkers wird der InP-HEMT des Herstellers TRW vom Typ HCA 4200p mit einer Gateweite von 200 μ m (4*50 μ m) und einer Gatelänge von 0,1 μ m verwendet.

• Als Arbeitspunkt wurden folgende Einstellungen bei T = 15 K vorgenommen:

$$U_{GS}$$
 = 120 mV; U_{DS} = 600 mV; I_{DS} = 4,1 mA

Der vollständige Datensatz der S-Parameter und der Rauschparameter ist im Anhang E 1 und auf der CD im Anhang G im Ordner: *"Verwendete Arbeitspunkte\HCP4200p4_1"* zu finden.

Der Transistor der zweiten Stufe ist ein konventioneller GaAs-HEMT von Mitsubishi vom Typ MGFC 4419 G. Die Gatelänge beträgt hier ebenfalls 200 μ m, während die Gateweite 0,15 μ m beträgt.

• Die Arbeitspunkteinstellung der zweiten Stufe erfolgt über folgende Parameter bei einer Temperatur von T = 15 K:

$$U_{GS}$$
 = -255 mV; U_{D} = 2,0 V; I_{D} = 7,2 mA

Die Datensätze von S- und Rauschparametern sind im Anhang E 2 und auf der CD im Anhang G, im Ordner "*Verwendete Arbeitspunkte\MGFC4419G7_2"* zu finden.

Max-Planck-Institut für Radioastronomie

Zur Optimierung werden lediglich die Breiten der TRL-Leitungen freigegeben, während die Längen nicht verändert werden, das vorgegebene um

Längenmaß innerhalb des Verstärkergehäuses einzuhalten.

Bei der Art der Optimierung unterscheidet man im wesentlichen zwischen der Random- und Gradienten-Optimierung, wobei man sich bei der Random-Optimierung durch willkürliches Ändern der zu optimierenden Größe an das Optimierungsziel annährt. Dieses Verfahren verhindert ein "Festfahren" der Optimierung im lokalen Minima der Fehlerfunktion.

Das Annähern an das Optimierungsziel erfolgt bei der Gradienten-Optimierung durch Berechnung des Gradienten der Fehlerfunktion. eine Es wird von Serenade berechnete Fehlerfunktion minimiert.

Das Ergebnis der Optimierung hängt in erster Linie vom Optimierungsziel selbst ab. Allerdings spielen weitere Parameter bei der Optimierung eine entscheidende Rolle.

So ist z.B. der Anfangswert der Optimierung ein solcher Parameter, der Gewichtsfaktor, die Anzahl der Iterationen oder auch die Grenzen u.a.m.

Grenzen für die zu optimierenden Parameter sind ein notwendiges Muss, da ansonsten physikalisch nicht oder nur schwer zu realisierende Parameter das Ergebnis sein könnten. So ist z.B. bei der Verstärkerentwicklung mit SERENADE eine höhere Verstärkung zu erreichen, wenn die Microstrip-Leitungen an einigen Stellen der Platine schmaler (d.h. hochohmiger) ausgelegt werden könnten. In der Theorie würde dies zwar günstigere Parameter zur Folge haben, praktisch würde diese Maßnahme aber höhere Abstrahlungen an den zu dünnen Microstrip-Leitungen hervorrufen. Die Verluste würden ansteigen.

Zu den Optimierungszielen gehören neben den S-Parametern auch noch der K-Faktor, Maß für die Stabilität, als und die Rauschzahl, als Maß für das Rauschen. Des weiteren sollten bei der Optimierung auch Frequenzbereiche berücksichtigt die die außerhalb des werden, Arbeitsbereiches des Verstärkers liegen, um sicher zu gehen, dass der Verstärker nicht außerhalb der Design-Parameter schwingt.

Die linksstehende Abbildung 6.5 zeigt die Optimierungsblöcke in SERENADE. Für jeden angegebenen Frequenzbereich (Frange) wird das Optimierungsziel (Goal) angegeben, wobei neben einer festen Wertezuweisung der Parameter auch Angaben wie "größer als" (GT) und "kleiner als" (LT) gemacht werden können. Eine bei der Optimierung stark einflussnehmende Größe ist der Gewichtsfaktor w. Er ist ein Maß dafür, wie stark ein Optimierungsziel auf das Ergebnis der





Optimierung Einfluss nimmt.



SERENADE

6.3 Ergebnis der Optimierung mit SERENADE

Nachdem die Verstärkerschaltung mit *SERENADE* aufgebaut worden ist und die Breiten der Microstrip-Leitungen zur Optimierung freigegebenen worden sind, wird solange optimiert, bis die zur Optimierung freigegebenen Parameter der Vorgabe möglichst nahe kommen. Das Hauptaugenmerk fällt hierbei auf die Rauschtemperatur und den Parameter S₂₁ im Arbeitsbereich des Verstärkers (Abb. 6.6 und Abb. 6.7).



Abb. 6.6: Rauschtemperatur und S₂₁ im Arbeitsbereich des Verstärkers

Die Parameter S_{11} , S_{22} und S_{12} sollten möglichst kleine Werte über einen größeren Frequenzbereich annehmen.



58

Max-Planck-Institut für Radioastronomie

Um die Stabilität des Verstärkers zu gewährleisten, liegt der *K*-Faktor auch außerhalb des Arbeitsbereiches über 1. Ein kritischer Bereich, die Stabilität betreffend, liegt im Frequenzbereich von 22-23 GHz, da dort der *K*-Faktor nahezu 1 und der Betrag des Parameters $S_{21} > 0$ dB ist, also verstärkenden Charakter hat. Bei einer Frequenz von 22,5 GHz liegt der *K*-Faktor bei 1,02 und der Betrag von S_{21} bei 2,24 dB.

Die von *SERENADE* errechneten Werte werden höchstwahrscheinlich von den realen, in der Praxis gemessenen Werten, etwas abweichen.

Sollte der Verstärker in diesem Frequenzbereich tatsächlich schwingen, kann durch die induktive Stromgegenkopplung, die mit Hilfe der Länge der Bonddrähte zwischen den Source-Pads und dem Gehäuse variiert werden kann, die Stabilität noch verbessert werden (siehe Kap. 2.4.3).



Abb. 6.8: Der K-Faktor des Verstärkerentwurfes

6.4 Der Verstärkerentwurf mit Serenade

Die Abbildungen 5.9 bis 5.13 zeigen das Ergebnis nach der Optimierung mit den daraus hervorgehenden Längen der TRL-Leitungen.



Abb. 6.9: Schaltung NAIN ohne Biasnetzwerk BIASG vom Eingang des Verstärkers bis zur ersten Stufe



Abb. 6.10. Verstärkerschaltung NA12 ohne Biasnetzwerke zwischen erster und zweiter Stufe



Abb. 6.11: Schaltung NAOUT ohne Biasnetzwerk BIASD zwischen zweiter Stufe und Ausgang des Verstärkers



Abb. 6.12: Das Bias-Netzwerk Gate BIASG für die erste und zweite Stufe





Max-Planck-Institut für Radioastronomie

Die untenstehende Abbildung zeigt den gesamten Verstärkerentwurf als Übersichtszeichnung, wobei die einzelnen Schaltungsabschnitte NAIN, NA12 und NAOUT samt Bias-Netzwerken in den Abbildungen 6.9 bis 6.13 zu sehen sind.



Abb. 6.14: Übersicht über den gesamten Verstärkerentwurf mit Variablen, Substrat, Frequenzbereich und induktiver Stromgegenkopplung

65

6.5 Das Gehäuse- und Platinen-Layout

6.5.1 Das Gehäuse-Layout

Das Gehäuse-Layout wurde mit einem CAD-Programm entworfen und ist im Anhang F1 und auf der in Anhang G befindlichen CD im Ordner "*CAD-Zeichnungen"* zu finden. Das aus Messing gefertigte Verstärkergehäuse wird elektrolytisch vergoldet. Dabei wird zunächst eine 2 μ m dicke Schicht Hartgold und anschließend eine 5 μ m dicke Schicht Bondgold aufgetragen. Bondgold ist Gold mit höchster Reinheit. Der Goldanteil beträgt bei Bondgold 99,99%.

6.5.2 Das Platinen-Layout



Abb. 6.15: Microstrip-Leitung auf dielektrischem Substratmaterial

Microstrip-Leitungen sind in der Mikrowellen-Technik der am häufigsten verwendete planare Leitungstyp. Die Herstellung der Microstrip-Leitungen erfolgt mit Hilfe der Fotoätztechnik, in Dünn- oder Dickfilmtechnik.

Die Parameter, die das Verhalten der Microstrip-Leitung beschreiben sind:

- P: Länge der Microstrip-Leitung
- W: Breite der Microstrip-Leitung
- h: Dicke der Microstrip-Leitung
 - ε_r: Dielektrizitätskonstante des Substrats
- Z₀: Wellenwiderstand der Microstrip-Leitung
- t: Dicke der Leiterbahn
 - tan(δ): Verlustfaktor des Substrats

Das verwendete (Cu Flon-) Substrat hat ein ε_r von 2,09 (reines Teflon), einen Verlustfaktor tan(δ) von 0,0005, eine Substratdicke von 0,508 mm (entspricht 20 mil) und eine Leiterbahndicke von t = 12,7 µm.



Abb. 6.16: Platinenlayout der Verstärker- und Bias-Platine

Mit Hilfe einer CAD-Software werden Zeichnungen der Platinen hergestellt, nach deren Vorgabe eine Fotomaske erstellt wird. Die Platinen werden dann mit Hilfe der Fotoätztechnik hergestellt. Die Leitungen auf dem Substrat sind aus Kupfer, so dass nach dem Ätzen die Platinen erst elektrolytisch vergoldet werden, bevor sie in das Verstärkergehäuse eingelötet werden können. Das Vergolden ist notwendig, damit auf den Microstrip-Leitungen gebondet werden kann.

Entgegen der schwedischen Vorgabe wird die

Verstärkerplatine in drei einzelne Platinen verlegt. Der Zwischenraum, der somit zwischen den einzelnen Platinen entsteht, kann dann für die Bonddraht-Verbinduna zwischen Source-Pads den der Transistoren und dem Verstärkergehäuse genutzt werden. Außerdem sind die Kräfte, die beim Herunterkühlen auftreten, aufgrund der unterschiedlichen Materialausdehnungen, die auf die Platine wirken, kleiner, wenn die Fläche der Platine kleiner ist.



Abb. 6.17: Aufteilen der Verstärkerplatine in drei einzelne Platinen

7. ANFERTIGUNG DES VERSTÄRKERS

7.1 Bonden

Die Bond-Technik ist eine im Mikrowellenbereich häufig genutzte Methode der Kontaktierung und Verbindung von Bauelementen, da aufgrund der Größe und Empfindlichkeit der Bauteile ein Verlöten oft nicht möglich ist.

Beim Wire-Bond-Verfahren wird eine Bondverbindung zwischen zwei Punkten mittels eines Bonddrahtes hergestellt. Am gebräuchlichsten ist ein Bonddraht aus reinem Gold (99,99%). Die Dicke des Bonddrahtes, die beim Verstärkerbau verwendet worden ist, beträgt 17,5 μ m. Die Verbindungspunkte, zwischen denen die Bondverbindung hergestellt wird, sind in der Regel aus dem gleichen Material wie der Bonddraht selbst. Die Bond-Pads der Transistoren und das Verstärkergehäuse sind also in diesem Fall aus Gold, bzw. vergoldet.

Der bei der Fertigung des Verstärkers verwendete Bonder ist ein Ultraschall-Drahtbonder. Bei dieser Art des Bondens spielen im wesentlichen folgende Parameter bei der Qualität der Verbindung eine entscheidende Rolle.

- Bondkraft
- > Bondzeit
- > Bondtemperatur
- Ultraschall-Leistung



Abb. 7.1: Ultraschall-Bonder

Das Bonden erfolgt, während das Verstärkergehäuse auf einer Heizplatte auf etwa 100° C erwärmt wird. Beim Bonden ist darauf zu achten, dass der Bondkeil senkrecht auf die zu bondende Stelle aufgesetzt wird.



Abb. 7.2: Bondkeil mit Bonddraht Der Bonddraht wird zwischen Bondkeil und Bond-Pad eingeklemmt. Anschließend wird durch einen Hebel der Ultraschall ausgelöst und somit der Bondkontakt hergestellt. Der Bondkeil wird angehoben und auf den zweiten Bondkontakt geführt, wobei wiederum nach dem Absenken und Positionieren die

Positionieren die Ultraschall-Leistung

abgegeben wird. Eine Drahtklammer, die hinter dem Bondkeil angeordnet ist, schließt und reißt den Bonddraht bei noch aufsitzendem Bondkeil ab.

Neben Gold als Bonddrahtmaterial, findet auch Aluminium Material für Bonddrähte als Verwendung. Bei den Bondverbindungen, die Verstärkeranfertigung bei der des zu entwickelnden Verstärkers verwendet worden sind, handelt es sich ausschließlich um Bondverbindungen aus Gold.



Abb. 7.3: Vertikale Drahtführung im Bondkeil

Max-Planck-Institut für Radioastronomie



Abb. 7.4: Bonddrahtverbindungen der ersten Stufe



Abb. 7.5: Bonddrahtverbindungen der zweiten Stufe

Die beiden obigen Abbildungen zeigen die beiden Transistoren, die mit Leitkleber auf die beiden Stege im Gehäuse geklebt sind. Die Gate-Pads (linkes Pad) und die Drain-Pads (rechtes Pad) sind durch Bonddrähte mit den Microstrip-Leitungen verbunden. Die Bonddraht-Verbindungen zwischen Source-Pads (oberes und unteres Pad) und Steg, bilden die induktive Stromgegenkopplung (Kap. 2.4.3).

7.2 Kleben

Eine Alternative zum Löten um eine leitfähige Verbindung herzustellen, ist das Kleben mit elektrisch leitfähigen Klebstoffen. Vorteile des Klebens gegenüber dem Löten ist ein Ausgleich thermischer Spannungen und die einfache Verarbeitung. Elektrisch und thermisch leitende Klebstoffe erschließen dadurch zunehmend neue Einsatzgebiete in den Elektrobranchen. Bei der Fertigung des Verstärkers dienen diese Klebstoffe dazu, Bauelemente im Gehäuse oder auf dem Substrat zu befestigen.



Abb. 7.6: Klebefuge eines Leitklebers

Elektrisch leitfähige Kleber bestehen aus Polymeren und Metallpartikeln. Die Metallpartikel (z.B. Silberpartikel) berühren sich und stellen so den elektrischen Kontakt dar. Das geklebte Werkstück wird auf einer Heizplatte auf etwa 100°C erwärmt und somit, nach einer Dauer von etwa 30 min, zum Aushärten gebracht. Nach dem Aushärten ist eine feste elektrische Verbindung hergestellt.

7.3 Löten

Die Platinen werden mit Hilfe von Indiumlot in das Verstärkergehäuse eingelötet, dem ein vorheriges Behandeln der zu lötenden Flächen mit Flussmittel vorausgeht.



Abb. 7.8: Querschnitt durch das Verstärkergehäuse mit Platine In den Boden des Verstärkers werden mit einem Fräser Löcher gefräst, was zu einer



Abb. 7.7: Löcher im Boden des Verstärker-gehäuses

besseren Lötverbindung führt, da das überschüssige Lot, wie in Abb. 7.6 zu sehen ist, in die Löcher läuft. Überschüssiges Lot könnte verhindern, dass das Substrat plan aufliegt.

Dieses Anbohren des Verstärkergehäuses soll verhindern, dass beim Kühlen die Platinen

herausgedrückt werden, da vor dem Kühlvorgang der Dewar evakuiert wird und sich so die eingeschlossene Luft unter den Platinen ausdehnt. Des weiteren dienen die Löcher dazu, dass beim Löten aus der Zersetzung des Flussmittels entstehende Gase Platz zum Ausdehnen finden.

In Abbildung 7.7 ist ein Teil der Bias-Platine zu sehen. Am unteren Rand der Platine ist das Indiumlot zu sehen, das beim Löten nach oben gedrückt wurde. Die drei Lötverbindungen auf der Platine sind die Anschlüsse zum Micro D-Sub-Stecker.

Die drei geklebten Bauteile, die in der Abbildung zu erkennen sind, sind Kondensatoren mit jeweils 680 pF.



Abb. 7.9: Teil der Bias-Platine



8. MESSUNGEN AM VERSTÄRKER

8.1 Kryogenische Kühlung

Mit Hilfe eines Dewars wird der Verstärker auf etwa 15 K heruntergekühlt. Der Verstärker wird dabei auf die Kupferplatte gelegt, wobei er mit Hilfe eines Bügels fest angedrückt wird. Um eine bessere thermische Verbindung zu erreichen, wird eine dünne Indiumfolie zwischen dem Verstärker und der Bodenplatte aus Kupfer angebracht. Ebenso wird Indiumfolie zwischen dem Verstärkerdeckel und der Temperatursonde angebracht. Die Temperatursonde wird, genau wie Eingangs- und Ausgangsleitungen und die Spannungszufuhr, über Vakuum-Durchführungen nach außen geführt.

Die Temperaturverteilung im Dewar ist nicht gleichmäßig, deshalb ist es notwendig die Temperatur direkt am DUT zu messen.



Abb. 8.1: Dewar mit geöffnetem Deckel

Um kryogenische Temperaturen zu erreichen, ist ein Evakuieren des Dewars notwendig, da die Feuchtigkeit in der Luft gefrieren würde und durch die Wärmeleitung der Luft kryogenische Temperaturen nicht erreichbar wären. Der Dewar wird mittels einer Vakuumpumpe evakuiert. Die Kühlung mit dem Refrigerator erfolgt nach dem Gifford-McMahon-Prinzip. Dabei wird Heliumgas auf 22 bar komprimiert. Beim Entspannen des Helium-Gases kühlt dieses auf etwa 15 K ab und ermöglicht somit die erwünschten kryogenischen Temperaturen. Anschließend wird das Helium wieder zurück zum Kompressor geleitet.

Um den Kühlvorgang zu beschleunigen wird bis zu einer Temperatur von etwa 77 K zusätzlich mit flüssigem Stickstoff gekühlt.

8.2 Messung der Verstärkung und Rauschtemperatur

Mit dem in Abbildung 8.2 abgebildeten Messaufbau wurden die Verstärkung und die Rauschtemperatur gemessen.



Abb. 8.2: Messbau zur Messung der Rauschtemperatur und der Verstärkung

Die Rauschdiode liefert am Eingang des zu vermessenden Verstärkers eine definierte, vom Noise-Figure-Meter gesteuerte Rauschtemperatur bzw. Rauschleistung. Das Ausgangssignal des Verstärkers wird über einen Mischer mit Hilfe einer vom Noise-Figure-Meter gesteuerten LO-Frequenz auf eine ZF von 10 MHz umgesetzt. Über einen rauscharmen Verstärker gelangt das Signal nun zum Eingang des Noise-Figure-Meters.

Neben der Messung der Rauschtemperatur ist mit dem Noise-Figure-Meter auch eine Messung der Verstärkung möglich.

Vor dem Beginn der Messung wird der zu messende Verstärker aus dem Versuchsaufbau entfernt, so dass der übrige Messaufbau geeicht werden kann.

Weiter ist darauf zu achten, dass der Mischer und die Rauschdiode für den Frequenzbereich geeignet sind und dass bei den Messungen die Eingangsund Ausgangsleitungen und der Isolator mit berücksichtigt werden.
Max-Planck-Institut für Radioastronomie

Mit dem HEMT-Netzteil werden die Arbeitspunkte der beiden Transistoren eingestellt. Zunächst werden die Arbeitspunkte eingestellt, mit denen in *Serenade* der Verstärker entwickelt wurde.

Über die erste Stufe, dem InP-HEMT, wird dann das Rauschen optimiert, während bei der Arbeitspunkteinstellung der zweiten Stufe der Schwerpunkt auf der Verstärkung liegt.

Der Arbeitspunkt wurde wie folgt eingestellt:

Zunächst wird eine Messung bei Raumtemperatur durchgeführt, um prinzipiell die Funktion des Verstärkers festzustellen.



Bei der Messung bei Raumtemperatur ist der Verstärker, wie in Abbildung 8.3 zu sehen ist, aus seinem Frequenzband (4 – 5 GHz) etwas herausgeschoben. Im Bereich ab etwa 7 GHz steigt die Rauschtemperatur sehr steil an.

Im Mittel beträgt die Rauschtemperatur im Frequenzband von 4 – 7 GHz etwa 50 K.

Auch anhand der Verstärkung ist zu sehen, dass der Verstärker bei Raumtemperatur aus seinem eigentlichen Frequenzband herausgeschoben ist. Ab 7 GHz fällt die Verstärkung unverhältnismäßig stark ab.

Die Verstärkung bei der Bandmittenfrequenz von 6 GHz beträgt etwas mehr als 22 dB, während die Rauschtemperatur in Bandmitte bei etwas weniger als 40 K liegt.



Die eigentliche Messung zur Bewertung des Verstärkers die zeigt 8.4. sind die Messkurven untenstehende Abbildung Dort von Rauschtemperatur und Verstärkung bei einer Umgebungstemperatur von 16 K zu sehen. Dies ist die Temperatur, für die der Verstärker entwickelt wurde und bei der der Verstärker zum Einsatz kommt.



Der Gain des Verstärkers liegt, im Bereich von 4 – 6 GHz, bei maximal 27,5 dB und minimal bei 20 dB. Die Schwankungsbreite der Verstärkung im geforderten Frequenzband beträgt somit 7,5 dB.

Das Rauschen im geforderten Band nimmt Werte zwischen 2,6 K und 8,8 K an. Man kann den Kennlinien deutlich entnehmen, für welches Frequenzband der Verstärker entwickelt worden ist. Im grau eingefärbten Bereich auf beiden Seiten des Bandes steigt die Rauschtemperatur stark an.

Während bei den Kennlinien, die bei Raumtemperatur aufgenommen worden sind, eine Verschiebung des Frequenzbandes zu beobachten ist, ist dies bei der Messung bei T = 16 K nicht mehr der Fall.

Der Verstärker arbeitet zudem stabil.

9. ZUSAMMENFASSUNG

In der Abbildung 9.1 wurden Verstärkung und Rauschtemperatur vom real gemessenen Verstärker und berechneten Verstärker mit *Serenade* übereinandergelegt. Theorie und Praxis stimmen im Rahmen der Messfehler überein.



Abb. 9.1: Rauschtemperatur und Verstärkung in der Theorie (*Serenade*) und beim realen Verstärker

Die reale Verstärkung ist höher als die errechnete Verstärkung mit *SERENADE*. Auch bei dem Verlauf der Verstärkung, d.h. dass bei steigender Frequenz die Verstärkung etwas abnimmt, bestätigt die Praxis die Theorie. Die Verstärkung nimmt im geforderten Frequenzband Werte zwischen 27,5 und 20 dB an.

Auch das Rauschen ist, zumindest im vorderen Teil des Frequenzbandes, in der Praxis besser als in der Theorie. Ab der Mitte des Frequenzbandes steigt die Rauschtemperatur jedoch an, was darauf hindeutet, dass der Verstärker leicht verstimmt ist. Mit einer Rauschtemperatur zwischen 2,6 und 8,8 K ist das Ergebnis trotzdem sehr zufriedenstellend.

Der Verstärker arbeitet sehr stabil. Unstabilitäten, z.B. während des Einstellens des Arbeitspunktes, wurden nicht festgestellt.

Anzumerken ist jedoch, dass die Kennlinien von Rauschtemperatur und Verstärkung bei der schwedischen Vorlage waagerechter verlaufen, als beim angefertigten Verstärker. Jedoch können auch die Kennlinien von Verstärker zu Verstärker etwas varijeren, d.h. dass baugleiche Verstärker einen etwas anderen Kennlinienverlauf haben.

Grund dafür sind z.B. unterschiedliche Längen der Bondverbindungen, Schwankungen der S-Parameter trotz gleichen Transistortyps (besonders beim InP-HEMT) u.a.m.

LITERATURVERZEICHNIS

- [1] Curt, R.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker; Band 2; Hüthig und Pflaum 1978
- [2] Normblatt DIN 4899, Lineare elektrische Mehrtore; Entwurf Juni 1976
- [3] Medley, M.W.: Microwave and RF Circuits; Artech House, Norwood, 1993
- [4] Zinke, O., Brunswig, H.: Hochfrequenztechnik 2; Springer-Verlag, Berlin, 1993
- [5] March, S. L.: Microwaves & RF; November 1991; Simple Equations Characterize Bond Wires
- [6] Pospieszalski, M. W.: NARO Electronics Division Internal Report No. 279; Charlottesville, July 1988; A New Approch to Modeling of Noise Parameters of FETs and MODFETs and Their Frequency and Temperature Dependence
- [7] Akazaki, T.; Takayanagi, H.; Enoki, T.: IEEE Electron Device Letters, Vol. 17, No. 7, July 1996; Kink Effect in an InAs-Inserted-Channel
- [8] Kuang, J. B.; Tasker, P. J.; Wang, G.W.; Chen, Y. K.; Eastman, L. F.; Aina, O. A.; Hier, H.; Fathimulla, A.: IEEE Electron Device Letters, Vol. 9, No. 12, December 1988; Kink Effect in Submicrometer-Gate MBE-Grown
- [9] Curt, R.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker Band 3 Hüthig und Pflaum 1979
- [10] Dambrine, G.; Cappy, A.; Heliodore, F; Playez, E: IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, Vol. 36, No. 7, July 1988; A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit
- [11] Ahmed, M. K.: Empirical Determination of the Noise Figure of GaAs-MESFETs, Frequenz Vol. 38, December 1984
- [12] Baudet, P.; Binet M.; Boccon-Gibod D.: GaAs-Mikrowellen-Feldeffekttransistoren mit geringem Rauschen, Mikrowellen Magazin, Mai 1984
- [13] Kraus J.D.; Radioastronomy, New York cop. 1966
- [14] Meinke, H.; Gundlach, F.W.; et al.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik; Springer-Verlag, Berlin, 1992
- [15] Henkes, D.D.: LNA Design Uses Series Feedback to Achieve Simultaneous Low Input VSWR and Low Noise; Applied Microwave & Wireless, Oktober 1998
- [16] Dr. H. Mattes, MPIfR-Bonn

Frond To		Z	-	Y	0	ř		Н	AB	CD
7	$\frac{z_{11}}{Z_0}$	$\frac{z_{12}}{Z_0}$	$\frac{\mathbf{y}_{22}}{\Delta_{\mathbf{y}}}$	$-\frac{\mathbf{y}_{12}}{\Delta_{\mathbf{y}}}$	$\frac{1}{g_{11}}$	$-\frac{g_{12}}{g_{11}}$	$\frac{\Delta_{h}}{h_{22}}$	$\frac{\mathbf{h_{12}}}{\mathbf{h_{22}}}$	A C	$\frac{\Delta}{C}$
	$\frac{z_{21}}{Z_0}$	$\frac{z_{22}}{Z_0}$	$-\frac{\mathbf{y}_{21}}{\Delta_{\mathbf{y}}}$	$\frac{\mathbf{y}_{11}}{\Delta_{\mathbf{y}}}$	$\frac{g_{21}}{g_{11}}$	$\frac{\Delta_{g}}{g_{11}}$	$-\frac{h_{21}}{h_{22}}$	$\frac{1}{h_{22}}$	$\frac{1}{C}$	$\frac{D}{C}$
v	$\frac{z_{22}}{\Delta_z}$	$-\frac{\mathbf{z_{12}}}{\Delta_{\mathbf{z}}}$	y ₁₁ Z ₀	У ₁₂ Z ₀	$\frac{\Delta_g}{g_{22}}$	g ₁₂ g ₂₂	$\frac{1}{h_{11}}$	$-\frac{\mathbf{h_{i2}}}{\mathbf{h_{11}}}$	D B	$-\frac{\Delta}{B}$
	$-\frac{z_{21}}{\Delta_z}$	$\frac{\mathbf{z_{11}}}{\Delta_{\mathbf{z}}}$	У ₂₁ Z ₀	У ₂₂ Z ₀	$-\frac{g_{21}}{g_{22}}$	$\frac{1}{g_{22}}$	$\frac{\mathbf{h_{21}}}{\mathbf{h_{11}}}$	$\frac{\Delta_{\mathbf{h}}}{\mathbf{h}_{11}}$	$-\frac{1}{B}$	$\frac{A}{B}$
C	$\frac{1}{z_{11}}$	$-\frac{z_{12}}{z_{11}}$	$\frac{\Delta_y}{y_{22}}$	$\frac{y_{12}}{y_{22}}$	g ₁₁ Z ₀	g ₁₂	$\frac{h_{22}}{\Delta_h}$	$-\frac{\mathbf{h_{12}}}{\Delta_{\mathbf{h}}}$	$\frac{C}{A}$	$-\frac{\Delta}{A}$
9	$\frac{z_{21}}{z_{11}}$	$\frac{\Delta_z}{z_{11}}$	$-\frac{y_{21}}{y_{22}}$	$\frac{1}{y_{22}}$	g ₂₁	$\frac{g_{22}}{Z_0}$	$-\frac{h_{21}}{\Delta_h}$	$\frac{\mathbf{h_{11}}}{\Delta_{\mathbf{h}}}$	$\frac{1}{A}$	$\frac{B}{A}$
ч	$\frac{\Delta_z}{Z_{22}}$	$\frac{z_{12}}{z_{22}}$	$\frac{1}{y_{11}}$	$-\frac{y_{12}}{y_{11}}$	$\frac{g_{22}}{\Delta_g}$	$-\frac{g_{12}}{\Delta_g}$	$\frac{h_{11}}{Z_0}$	h ₁₂	B D	$\frac{\Delta}{D}$
	$-\frac{Z_{21}}{Z_{22}}$	$\frac{1}{z_{22}}$	$\frac{y_{21}}{y_{11}}$	$\frac{\Delta_y}{y_{11}}$	$-\frac{\mathbf{g}_{21}}{\Delta_{\mathbf{g}}}$	$\frac{\mathbf{g}_{11}}{\Delta_{\mathbf{g}}}$	h21	h ₂₂ Z ₀	$-\frac{1}{D}$	C D
A B	$\frac{z_{11}}{z_{21}}$	$\frac{\Delta_{z}}{Z_{21}}$	$-\frac{y_{22}}{y_{21}}$	$-\frac{1}{y_{21}}$	$\frac{1}{g_{21}}$	$\frac{g_{22}}{g_{21}}$	$-\frac{\Delta_{h}}{h_{21}}$	$-\frac{h_{11}}{h_{21}}$	A	$\frac{B}{Z_0}$
C D	$\frac{1}{z_{21}}$	Z ₂₂ Z ₂₁	$-\frac{\Delta_y}{y_{21}}$	$-\frac{y_{11}}{y_{21}}$	$\frac{g_{11}}{g_{21}}$	$\frac{\Delta_{g}}{g_{21}}$	$-\frac{h_{22}}{h_{21}}$	$-\frac{1}{h_{21}}$	C Zo	D

ANHANG A: TABELLEN ZUR UMRECHNUNG DER S-PARAMETER

		والمالية المراجعين الالالا المالية المالية والمتعاولين الالالية والمالية والمالية المالية المالية المالية المالية المالية المراجعين الا
	From S Parameters	To S Parameters
Z	$Z_{11} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12} S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}} \qquad Z_{12} = \frac{2 S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}}$	$\mathbf{s}_{11} = \frac{(\mathbf{z}_{11} - 1)(1 + \mathbf{z}_{22}) - \mathbf{z}_{12} \mathbf{z}_{21}}{(1 + \mathbf{z}_{11})(1 + \mathbf{z}_{22}) - \mathbf{z}_{12} \mathbf{z}_{21}} \qquad \mathbf{s}_{12} = \frac{2 \mathbf{z}_{12}}{(1 + \mathbf{z}_{11})(1 + \mathbf{z}_{22}) - \mathbf{z}_{12} \mathbf{z}_{21}}$
	$Z_{21} = \frac{2 S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}} \qquad Z_{22} = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}}$	$S_{21} = \frac{2 Z_{21}}{(1 + Z_{11})(1 + Z_{22}) - Z_{12} Z_{21}} \qquad S_{22} = \frac{(1 + Z_{11})(Z_{22} - 1) - Z_{12} Z_{21}}{(1 + Z_{11})(1 + Z_{22}) - Z_{12} Z_{21}}$
v	$\mathbf{y}_{11} = \frac{(1 - \mathbf{s}_{11})(1 + \mathbf{s}_{22}) + \mathbf{s}_{12} \mathbf{s}_{21}}{(1 + \mathbf{s}_{11})(1 + \mathbf{s}_{22}) - \mathbf{s}_{12} \mathbf{s}_{21}} \qquad \mathbf{y}_{18} = \frac{-2 \mathbf{s}_{12}}{(1 + \mathbf{s}_{11})(1 + \mathbf{s}_{22}) - \mathbf{s}_{12} \mathbf{s}_{21}}$	$\mathbf{S}_{11} = \frac{(1-\mathbf{y}_{11})(1+\mathbf{y}_{22})+\mathbf{y}_{12} \mathbf{y}_{21}}{(1+\mathbf{y}_{11})(1+\mathbf{y}_{22})-\mathbf{y}_{12} \mathbf{y}_{21}} \qquad \mathbf{S}_{12} = \frac{-2 \mathbf{y}_{12}}{(1+\mathbf{y}_{11})(1+\mathbf{y}_{22})-\mathbf{y}_{12} \mathbf{y}_{21}}$
Ĺ	$y_{z_1} = \frac{-2 s_{z_1}}{(1+s_{11})(1+s_{z_2})-s_{1z} s_{z_1}} \qquad y_{z_2} = \frac{(1+s_{11})(1-s_{z_2})+s_{1z} s_{z_1}}{(1+s_{11})(1+s_{z_2})-s_{1z} s_{z_1}}$	$S_{zz} = \frac{-2 y_{z_1}}{(1 + y_{11})(1 + y_{zz}) - y_{1z} y_{z_1}} \qquad S_{zz} = \frac{(1 + y_{11})(1 - y_{zz}) + y_{1z} y_{z_1}}{(1 + y_{11})(1 + y_{zz}) - y_{1z} y_{z_1}}$
G	$g_{11} = \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}}{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12} S_{21}} \qquad g_{12} = \frac{-2 S_{12}}{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12} S_{21}}$	$S_{11} = \frac{(1 - g_{11})(1 + g_{22}) + g_{12} g_{21}}{(1 + g_{11})(1 + g_{22}) - g_{12} g_{21}} \qquad S_{12} = \frac{-2 g_{12}}{(1 + g_{11})(1 + g_{22}) - g_{12} g_{21}}$
Ŭ	$g_{z_1} = \frac{2 s_{z_1}}{(1 + s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12} s_{21}} \qquad g_{zz} = \frac{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12} s_{21}}{(1 + s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12} s_{21}}$	$\mathbf{S}_{z1} = \frac{2 g_{z1}}{(1 + g_{11})(1 + g_{z2}) - g_{12} g_{z1}} \qquad \mathbf{S}_{z2} = \frac{(1 + g_{11})(g_{z2} - 1) - g_{12} g_{z1}}{(1 + g_{11})(1 + g_{z2}) - g_{12} g_{z1}}$
н	$\mathbf{h}_{11} = \frac{(1+S_{11})(1+S_{22}) - S_{12} S_{21}}{(1-S_{11})(1+S_{22}) + S_{12} S_{21}} \qquad \mathbf{h}_{12} = \frac{2 S_{12}}{(1-S_{11})(1+S_{22}) + S_{12} S_{21}}$	$\mathbf{s}_{11} = \frac{(\mathbf{h}_{11} - 1)(1 + \mathbf{h}_{22}) - \mathbf{h}_{12} \mathbf{h}_{21}}{(1 + \mathbf{h}_{11})(1 + \mathbf{h}_{22}) - \mathbf{h}_{12} \mathbf{h}_{21}} \qquad \mathbf{s}_{12} = \frac{2 \mathbf{h}_{12}}{(1 + \mathbf{h}_{11})(1 + \mathbf{h}_{22}) - \mathbf{h}_{12} \mathbf{h}_{21}}$
n	$h_{zi} = \frac{-2 s_{zi}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12} s_{zi}} \qquad h_{zz} = \frac{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12} s_{21}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12} s_{21}}$	$s_{z_1} = \frac{-2 h_{z_1}}{(1 + h_{11})(1 + h_{z2}) - h_{12} h_{z_1}} \qquad s_{z_2} = \frac{(1 + h_{11})(1 - h_{z_2}) + h_{12} h_{z_1}}{(1 + h_{z1})(1 + h_{z2}) - h_{12} h_{z_1}}$
A B	A = $\frac{(1 + s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12} s_{21}}{2 s_{21}}$ B = $\frac{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12} s_{21}}{2 s_{12}}$	$s_{11} = \frac{A + B - C - D}{A + B + C + D}$ $s_{18} = \frac{2(AD - BC)}{A + B + C + D}$
D D	$C = \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}}{2 S_{21}} \qquad D = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}}{2 S_{12}}$	$s_{g_1} = \frac{2}{A + B + C + D}$ $s_{gg} = \frac{-A + B - C + D}{A + B + C + D}$

Abb. A1: Tabellen zur Umrechnung von S-Parametern in andere Parametersätze [3] Seite 12, Seite 29

ANHANG B 1: MATHCAD-BERECHNUNGEN ZUR BONDDRAHTLÄNGE

Magnetische Feldkonstante:	$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am}$
Permeabilitätszahl von Gold:	$\mu_r \approx 1$
Durchmesser des Bonddrahtes:	$d = 17,5 \cdot 10^{-6} m$
Durchschnittliche Höhe des Bonddrahtes:	$h = 0,23 \cdot 10^{-3} m$
(Bandmitten-) Frequenz:	6 <i>GHz</i>
Spezifischer Widerstand von Gold	$0,022 \cdot 10^{-6} \Omega m$

Die Nährungsgleichungen zur Bestimmung der Induktivität der Bonddrähte in Abhängigkeit zur Länge, haben einen Gültigkeitsbereich bis 18 GHz bei min. 1/10 der Wellenlänge [5].

$$ds := \left(\frac{\rho}{\pi \mu 0 \cdot f \cdot \mu r}\right)^{0.5} \qquad \delta := \left(\frac{1}{4}\right) \tanh\left(4 \cdot \frac{ds}{d}\right)$$

$$L0(1) := \left[\mu 0 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi}\right)\right] \cdot \left[\ln\left[2 \cdot \frac{1}{d} + \left[1 + \left(2 \cdot \frac{1}{d}\right)^2\right]^{0.5}\right] + \left(\frac{d}{2 \cdot 1}\right) - \left[1 + \left(\frac{d}{2 \cdot 1}\right)^2\right]^{0.5} + \mu r \cdot \delta\right]$$

$$Mg(1) := \left[\mu 0 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi}\right)\right] \cdot \left[\ln\left[\frac{1}{2 \cdot h} + \left[1 + \left(\frac{1}{2 \cdot h}\right)^2\right]^{0.5}\right] + \left(\frac{2 \cdot h}{1}\right) - \left[1 + \left(\frac{2 \cdot h}{1}\right)^2\right]^{0.5}\right]$$

Lnet(l) :=
$$(L0(l) - Mg(l)) \cdot 10^9$$





ANHANG B 2: MATHCAD-BERECHNUNGEN ZUR T_{SYS} und ΔT_{MIN}



Abb. B2: Systemtemperatur und Grenzempfindlichkeit in Abhängigkeit von der Temperatur des Vorverstärkers

ANHANG B 3: MATHCAD-BERECHNUNGEN VON ΔT_{MIN}

Mathcad-Berechnungen von ${\rm \Delta}T_{min}$ im gekühlten Zustand und bei einer Rauschtemperatur des Vorverstärkers von 10 K.

$T_{0} := 20$	L_{0} mix:- 4 6774	P := 2.0E00
Ta .= 50	$Lc_{mix} = 4.0774$	D := 2.0E09
L1:= 1.122	Tmix:= 28	$\tau := 1$
T1 := 295	L1_zf:= 1.0471	$\Delta G := 0.001$
L2:= 1.028	T_zf := 290	G := 1
T2 := 28	Tamp2 := 90	Kemp := 1.414
Gamp1:= 1995.2623	Gamp2:= 3987.0717	Tzf_ssb := 391.3788
Tamp1 := 10	Trx := 3000	

 $Tsys := Ta + (L1 - 1) \cdot T1 + L1 \cdot (L2 - 1) \cdot T2 + L2 \cdot \left(Tamp1 + \frac{Tzf_ssb}{Gamp1}\right)$

$$Tzf_ssb := (Lc_mix-1) \cdot Tmix + Lc_mix \cdot \left[(L1_zf-1) \cdot T_zf + L1_zf \cdot \left(Tamp2 + \frac{Trx}{Gamp2} \right) \right]$$
$$\Delta Tmin := \left[Kemp \cdot Tsys \cdot \sqrt{\left[\frac{1}{(B \cdot \tau)}\right] + \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2} \right]$$

 $\Delta Tmin = 0.109$

Mathcad-Berechnungen von ΔT_{min} im **un**gekühlten Zustand und bei einer Rauschtemperatur des Vorverstärkers von 120 K.

Ta := 30Lc_mix:= 4.6774B := 2.0E09L1 := 1.122Tmix:= 28
$$\tau := 1$$
T1 := 295L1_zf := 1.0471 $\Delta G := 0.001$ L2 := 1.028T_zf := 290G := 1T2 := 28Tamp2 := 90Kemp := 1.414Gamp1 := 1995.2623Gamp2 := 3987.0717Tzf_ssb := 391.3788Tamp1 := 120Trx := 3000

$$Tsys := Ta + (L1 - 1) \cdot T1 + L1 \cdot (L2 - 1) \cdot T2 + L2 \cdot \left(Tamp1 + \frac{Tzf_ssb}{Gamp1}\right)$$
$$Tzf_ssb := (Lc_mix-1) \cdot Tmix + Lc_mix \cdot \left[(L1_zf-1) \cdot T_zf + L1_zf \cdot \left(Tamp2 + \frac{Trx}{Gamp2}\right)\right]$$

$$\Delta \text{Tmin} := \left[\text{Kemp} \cdot \text{Tsys} \cdot \sqrt{\left[\frac{1}{(B \cdot \tau)}\right] + \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2} \right]$$

 $\Delta Tmin = 0.269$

ANHANG B 4: MATHCAD-BERECHNUNGEN FÜR DIE ABSCHÄTZUNGEN VON R_{G} und L_{G}

MGFC 4419 G bei T = 295 K:

Lg := 0.1 Wg := 200 m := 4 h := 0.4 $\rho := 2.44 \cdot 10^{-2}$ Rg := $\frac{0.5 \cdot \rho \cdot Wg}{3 \cdot m^2 \cdot h \cdot Lg}$ Rg = 1.271 $\epsilon 0 := 8.85418782 \cdot 10^{-18}$ $\epsilon 1 := 13$ $\epsilon 2 := 12.6$ Vp := -0.65 q := 1.602189 \cdot 10^{-19} VBO := 0.72 N := 10^5 $\mu 0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-13}$ Z := $\sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon 1 \cdot \epsilon 0 \cdot (VBO - Vp)}{q \cdot N}}$

$$LG := \frac{\mu 0 \cdot Z \cdot Wg}{m^2 \cdot Lg} \qquad \qquad LG = 2.204 \times 10^{-11}$$

MGFC 4419 G bei T = 15 K:

Lg := 0.1 Wg := 200 m := 4 h := 0.4 $\rho := 2.44 \cdot 10^{-2}$ $\epsilon 0 := 8.85418782 \cdot 10^{-18}$ $\epsilon 1 := 13$ $\epsilon 2 := 12.6$ Vp := -0.5 q := 1.602189 \cdot 10^{-19} VBO := 0.86 N := 10⁵ $\mu 0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-13}$ Z := $\sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon 1 \cdot \epsilon 0 \cdot (\text{VBO} - \text{Vp})}{q \cdot \text{N}}}$ LG := $\frac{\mu 0 \cdot \text{Z} \cdot \text{Wg}}{m^2 \cdot \text{Lg}}$ LG = 2.196 × 10⁻¹¹ Mathcad-Berechnungen für die Abschätzungen von R_g und L_g.

HCA 4200p bei T = 295 K:

Lg := 0.1 Wg := 200 m := 4 h := 0.25
$$\rho := 2.44 \cdot 10^{-2}$$

Rg := $\frac{0.5 \cdot \rho \cdot Wg}{3 \cdot m^2 \cdot h \cdot Lg}$ Rg = 2.033

$$\begin{split} \epsilon 0 &:= 8.85418782 \ 10^{-18} \quad \epsilon 1 := 13 \quad \epsilon 2 := 12.6 \quad Vp := -0.35 \quad q := 1.602189 \cdot 10^{-19} \\ VBO &:= 0.61 \qquad N := 10^5 \qquad \mu 0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-13} \qquad Z := \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon 2 \cdot \epsilon 0 \cdot (VBO - Vp)}{q \cdot N}} \\ LG &:= \frac{\mu 0 \cdot Z \cdot Wg}{m^2 \cdot Lg} \qquad \qquad LG = 1.816 \times 10^{-11} \end{split}$$

HCA 4200p bei T = 15 K:

$$\begin{split} \text{Lg} &:= 0.1 \qquad \text{Wg} := 200 \qquad \text{m} := 4 \qquad \text{h} := 0.25 \qquad \rho := 2.44 \cdot 10^{-2} \\ &\varepsilon 0 := 8.85418782 \cdot 10^{-18} \qquad \varepsilon 1 := 13 \qquad \varepsilon 2 := 12.6 \qquad \text{Vp} := -0.2 \qquad \text{q} := 1.602189 \cdot 10^{-19} \\ &\text{VBO} := 0.73 \qquad \text{N} := 10^5 \qquad \mu 0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-13} \qquad \text{Z} := \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon 2 \cdot \varepsilon 0 \cdot (\text{VBO} - \text{Vp})}{\text{q} \cdot \text{N}}} \\ &\text{LG} := \frac{\mu 0 \cdot \text{Z} \cdot \text{Wg}}{\text{m}^2 \cdot \text{Lg}} \qquad \qquad \text{LG} = 1.788 \times 10^{-11} \end{split}$$

Auf die Abschätzung von $R_{\rm g}$ hat das Kühlen keinen Einfluss, deshalb wurde $R_{\rm g}$ nur jeweils einmal pro Transistor berechnet.

ANHANG C: DATENBLATT DES MGFC 4419 G



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

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta=25°C)

Symbol	Parameter	Ratings	Unit
Vgdo	Gate to drain voltage	-4	v
Vgso	Gate to source voltage	-4	V
ID	Drain current	60	mA
Рт	Total power dissipation	50	mW
Tch	Channel temperature	125	°C
Tstg	Storage temperature	-65 ~ +125	°C

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <GaAs FET>

InGaAs HEMT Chip



< 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)

				Unit		
Symbol Parameter		Test conditions	Min.	Тур.	Max	Unit
V(BR)GDO	Gate to drain breakdown voltage	IG= -10µA	-3	_	_	v
IGSS	Gate to source leakage current	VGS=2V, VDS=0V		_	50	μA
IDSS	Saturated drain current	VDS=2V, VGS=0V	_		60	mA
VGS (off)	Gate to Source cut-off voltage	VDS=2V, ID=500µA	-0.1	_	-1.5	V
gm	Transconductance	VDS=2V, ID=10mA	—	75	—	mS
Gs	Associated gain	VDS=2V, ID=10mA	12	13.5	-	dB
NFmin	Minimum noise figure	f=12GHz	—	—	0.5	dB



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







DRAIN CURRENT ID (mA)



as of Jan.'98 (2/4)



MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <GaAs FET>



InGaAs HEMT Chip

Typical Characteristics

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

f	S	11	S	21	S	12	S22		MSG/MAG	к
(GHz)	Magn.	Angle	Magn.	Angle	Magn.	Angle	Magn.	Angle	(dB)	
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	G	opt.	Rn	NFmin.	Gs
(GHz)	Magn. Angle		(W)	(dB)	(dB)
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



as of Jan.'98 (3/4)



MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <GaAs FET>

MGFC4419G

InGaAs HEMT Chip

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% 0f 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 environment , 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	Α	
-A02	В	400 pcs
-A03	С	
-A11	Α	
-A12	В	25 pcs
-A13	С	



as of Jan.'98 (4/4)

PRELIMINARY Notice : This is not a final specification Some parametric limits are subject to change. MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <GaAs FET>



S Parameters for MGFC4419G (Simulated Value)

f	S	11	S	21	S	12	S22		к	GMAX
(GHz)	Magn.	Angle	Magn.	Angle	Mag.	Angle	Mag.	Angle		(dB)
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

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



as of Jan.'98

ANHANG D: GERÄTELISTE DES MESSAUFBAUS

Die Geräteliste umfasst die Geräte, die beim Vermessen der Transistoren zur Bestimmung der S-Parameter verwendet worden sind.

Basisgerät:

• HEWLETT PACKARD 8510C Network Analyzer

Über einen HP-IP-Bus verbunden mit:

- HEWLETT PACKARD 8517B 48 MHz 50 GHz; S-Parameter Test Set
- HEWLETT PACKARD 83650A 10 MHz 50 GHz 8360 Series Synthesized Sweeper
- HEWLETT PACKARD 4156A PRECISION SEMICONDUCTOR PARAMETER ANALYZER
- PC mit der Kalibrationssoftware: WinCal 2.2

Die einzelnen HF-Anschlüsse sind mit 2,4 mm-Luftleitungen ausgeführt, um

den geforderten Frequenzbereich von bis zu50 GHz zu gewährleisten.

ANHANG E 1: ARBEITSPUNKT DES INP-HEMT HCA 4200P

Arbeitspunkt:

	•			
$U_{CC} =$	120 mV: Upc	= 600 mV: Ipc	= 4.1 mA: T =	15 K

<i>f/</i> GHz	S11	∠S11	S21	∠S21	S12	∠S12	S22	∠S22
1	0,9936	-11,2	8,4817	170,3	0,0146	81,4	0,2112	-22,9
2	0,9933	-21,9	8,1591	166,5	0,0292	76,8	0,2351	-41,4
3	0,984	-32,1	7,8323	160,2	0,0418	71,4	0,2685	-57,7
4	0,9711	-42	7,6462	154,2	0,054	66,6	0,2999	-69,5
5	0,9604	-51,3	7,3437	148,7	0,0663	59,6	0,3253	-80,9
6	0,9461	-60,5	7,0691	143,3	0,0747	54,4	0,3508	-92,6
7	0,9323	-68,1	6,6751	138,4	0,0841	48,8	0,3756	-98,3
8	0,9217	-75,4	6,3418	134,2	0,0918	46,9	0,3994	-104,3
9	0,9059	-82,5	6,1058	130,2	0,0965	42,9	0,4178	-110,5
10	0,8929	-88,8	5,7502	126,4	0,1011	38,9	0,4259	-116,7
11	0,8879	-94,8	5,4893	122,7	0,1069	35,8	0,4425	-121,9
12	0,8724	-100,6	5,2035	119,5	0,1063	31,7	0,4669	-125,8
13	0,8702	-103,6	4,9501	116,8	0,1107	30,2	0,4675	-126,2
14	0,8622	-108,1	4,71	114,3	0,1166	28,4	0,4696	-133
15	0,8454	-112,7	4,4528	111,6	0,1171	26,6	0,4863	-134,9
16	0,842	-115,9	4,2385	109,5	0,1199	23,2	0,4945	-135,2
17	0,8467	-119,6	4,0954	107	0,1213	21,6	0,4949	-138
18	0,8388	-122,6	3,8769	104,8	0,124	19,6	0,5086	-140,7
19	0,8205	-125,6	3,6839	103,2	0,1243	18,1	0,5088	-142,6
20	0,8212	-128,6	3,5563	101,3	0,125	16,4	0,5071	-144,3
21	0,8191	-131,1	3,4119	99,5	0,1269	16,1	0,5128	-147
22	0,8084	-132,4	3,2571	98,4	0,1239	13,9	0,5133	-146,9
23	0,8047	-134,8	3,1404	96,5	0,1303	13	0,5119	-148,5
24	0,8017	-138,1	2,9956	94,3	0,125	7,8	0,5272	-152,5
25	0,7988	-139	2,8704	93,4	0,1259	10,3	0,5292	-150
26	0,7887	-139,7	2,8297	92,6	0,1217	9,1	0,5148	-151,6
27	0,7918	-142	2,6847	89,9	0,1264	8,5	0,5202	-154,1
28	0,7617	-143,6	2,5607	90,1	0,1249	6,8	0,5237	-154,1
29	0,7833	-145,1	2,5057	88,8	0,128	4,5	0,5164	-153,6
30	0,7751	-146,1	2,4258	87,4	0,1213	6,7	0,514	-156,6
31	0,7704	-147,2	2,3368	86,3	0,1251	4,7	0,5377	-156,3
32	0,7664	-148,7	2,25	85,5	0,1237	5,6	0,5255	-155,8
33	0,7586	-149,2	2,1911	84,5	0,1265	3,9	0,5118	-158,6
34	0,7446	-150,9	2,0736	82,9	0,1236	0,2	0,5375	-159,3
35	0,766	-149,5	2,0858	83,3	0,1267	3,3	0,5384	-155,4
36	0,7603	-152,1	1,9835	81,4	0,1256	1,8	0,5202	-158,8
3/	0,7546	-153,7	1,9188	79,2	0,129	-1,4	0,5371	-161,9
38	0,7641	-152,8	1,9185	80,7	0,1259	-5,8	0,5306	-158,4
39	0,7492	-153,8	1,8669	80,1	0,1215	-3,9	0,5286	-158,6
40	0,7362	-155,4	1,7786	78,9	0,1192	-1,1	0,5506	-161,/
41	0,7589	-155,1	1,7618	//,/	0,122	-2,2	0,5307	-160,4
42	0,7427	-155,4	1,/18/	0,1/ C 2C	0,1112	-3,/	0,5223	-100,0
43	0,754	-15/,3	1,0/03	<u>ک,</u> ۲۵ مح	0,1112	-0,4	0,5264	-100,1
44	07457	1577	1,0214	۲3,8 71 / 1	0,10/1	-3,4	0,50/	-101 150 5
45	0,7457	-15/,2	1,0003	/4,4	0,1323	-0,0	0,51//	-109,5
40	0,7004	-120	1 5250	76.2	0,1419	-4,/	0,5489	-129,0
4/	0,7401	156.0	1 5001	70,3	0,1210	-11,4	0,337	162.2
40	0,7000	-158 2	1 4208	753	0,1270	-0	0,522	-166.6
50	0.7789	-164 5	1.5002	72 1	0.1361	99	0.5759	-157.6

			emetemangem	
f/GHz	f _{min} ∕dB	Γ _{Opt}	∠Γ _{Opt}	R _N
1	0,02	0,92	5,01	0,04
2	0,02	0,91	10	0,04
3	0,02	0,89	14,97	0,04
4	0,03	0,87	19,91	0,04
5	0,03	0,85	24,8	0,04
6	0.04	0.83	29.64	0.04
7	0.04	0.82	34.41	0.04
8	0,05	0,81	39,11	0,04
9	0,05	0,8	43,73	0,04
10	0.05	0.78	48.25	0.04
11	0,06	0,78	52,68	0,04
12	0.06	0.77	57	0.04
13	0.07	0.76	61.22	0.04
14	0.08	0.75	65.31	0.04
15	0.08	0.75	69.3	0.04
16	0.09	0.74	73,16	0.04
17	0.09	0.74	76 91	0.04
18	0.1	0.73	80.53	0.04
19	0.1	0.73	84.04	0.04
20	0.11	0,73	87.43	0.04
20	0.11	0,73	90.7	0.04
21	0,11	0,73	93.86	0,04
22	0,12	0,75	95,00	0,04
23	0,13	0,72	90,91	0,04
24	0,13	0,72	102.60	0,04
25	0,14	0,72	102,09	0,03
20	0,14	0,73	109,45	0,03
27	0,15	0,73	110,07	0,03
20	0,10	0,73	113.08	0,03
29	0,10	0,73	115,00	0,03
21	0,17	0,75	117 76	0,03
32	0,17	0,73	110.08	0,03
33	0,10	0,73	122.13	0,03
34	0,19	0,75	122,13	0,03
25	0,19	0,74	124,2	0,03
36	0,2	0,74	120,21	0,03
37	0,21	0,74	120,10	0,03
30	0,21	0,74	131.88	0,03
30	0,22	0,74	132.65	0,03
40	0,23	0,75	135,05	0,03
40	0,23	0,75	127.05	0,02
41	0,24	0,75	138 67	0,02
42	0,25	0,75	1/0.25	0,02
Δ Γ	0,25	0,75	1/1 70	0,02
44 15	0,20	0,70	1/2 20	0,02
43	0,27	0,70	143,29	0,02
40	0,27	0,70	144,/3	0,02
4/	0,20	0,70	140,17	0,02
40	0,29	0,70	1/0 01	0,02
50	0,3	0,77	150.22	0,02
50	0,3	0,//	10,20	0,02

Rauschparameter bei den obigen Arbeitspunkteinstellungen:



Abb. E1.1: Graphische Darstellung von S₁₁, S₁₂, S₂₂ und Γ_{opt}



ANHANG E 2: ARBEITSPUNKT DES GAAS-HEMT MGFC 4419 G

Arbeitspunkt:

$U_{GS} = -255 \text{ mV}; U_D = 2,0 \text{ V}; I_D = 7,2 \text{ mA}; T = 15 \text{ K}$								
<i>f/</i> GHz	S11	∠S11	S21	∠S21	S12	∠S12	S22	∠S22
1	0,9991	-9,5	6,7599	173,6	0,0164	85,2	0,5921	-8,5
2	0,9919	-18,8	6,7126	167,4	0,0293	80,3	0,5866	-16,4
З	0,9847	-28,2	6,5793	161,1	0,0448	73,3	0,5758	-24,2
4	0,9718	-37,3	6,3921	155,1	0,0573	67,5	0,5684	-31,6
5	0,9585	-45,5	6,1994	149,6	0,0698	61,8	0,5592	-38,4
6	0,9456	-53,7	5,9687	144,4	0,0812	57,9	0,5496	-45,4
7	0,9281	-61	5,7286	139,4	0,0906	54	0,5381	-50,8
8	0,9097	-68,5	5,4569	134,7	0,0982	49,4	0,5226	-57,2
9	0,901	-74,7	5,2615	130,5	0,1061	45,8	0,5167	-61,9
10	0,8844	-80,9	5,002	126,6	0,1107	42,5	0,5038	-67
11	0,8718	-87,1	4,8114	122,4	0,1184	38,6	0,5005	-72,2
12	0,8544	-92,8	4,5396	118,7	0,1195	35,5	0,4808	-76,2
13	0,8509	-96,7	4,345	115,7	0,1271	34	0,4773	-79,8
14	0,8403	-101,3	4,1706	112,4	0,1312	30,7	0,475	-84
15	0,8271	-105,5	3,9537	109,8	0,1329	28,6	0,466	-87
16	0,8243	-109,8	3,7797	106,8	0,1359	25,5	0,4638	-90,4
17	0,8146	-113,1	3,6099	104,4	0,137	24,7	0,4597	-93,2
18	0,8047	-115,5	3,4498	102,2	0,1396	23,4	0,4562	-94,9
19	0,8	-119,6	3,3135	99,4	0,1413	19,2	0,449	-98,7
20	0,7944	-122,8	3,1757	97,6	0,1394	18,1	0,4488	-100,6
21	0,7805	-126,3	3,0207	95,2	0,1447	16,4	0,4433	-103,5
22	0,7809	-128,1	2,9178	93	0,1431	14,5	0,4456	-105,4
23	0,7758	-129,8	2,8161	91,4	0,1449	13,6	0,4436	-105,9
24	0,7596	-133,1	2,69	89,3	0,1417	12,5	0,4348	-107,7
25	0,7703	-134,8	2,5792	87,9	0,1433	11,4	0,4361	-107,9
26	0,7664	-136,1	2,5147	86,2	0,1394	11	0,4359	-109,3
27	0,7561	-138,5	2,4255	84,1	0,1411	7,9	0,4472	-111,3
28	0,7576	-140,8	2,3368	81,9	0,1406	5,8	0,4435	-113,6
29	0,758	-141,7	2,2634	81,2	0,1399	4,8	0,4435	-114,2
30	0,7654	-143	2,2052	79,8	0,1487	4,8	0,4348	-113,8
31	0,759	-144,2	2,1082	78,5	0,1491	3,8	0,4355	-116,5
32	0,7486	-146	2,0232	76,9	0,1435	3,6	0,4304	-118,6
33	0,7486	-147,4	1,9835	75,1	0,1473	3,1	0,4479	-117,4
34	0,7464	-149,3	1,8898	73,7	0,1372	-0,4	0,4411	-119,5
35	0,7606	-150,2	1,8694	71,2	0,142	2,6	0,4598	-120,8
36	0,7516	-151,1	1,8337	70,6	0,1479	-1	0,4568	-119,7
37	0,7421	-153	1,7542	69,8	0,1351	-2,4	0,4522	-120,5
38	0,745	-155,3	1,6898	67,1	0,1337	-2,9	0,4669	-121,1
39	0,7349	-154,8	1,6052	67,5	0,1392	-3,5	0,439	-122,9
40	0,7217	-156,6	1,5907	67,2	0,1377	-4	0,4445	-123,6
41	0,7353	-155,4	1,5631	64,7	0,135	-5,5	0,4502	-123,9
42	0,7508	-156,3	1,5289	65,2	0,1341	-3,3	0,4625	-122,4
43	0,7249	-157,5	1,4762	63,6	0,143	-6,4	0,4372	-124,3
44	0,7439	-158,8	1,4461	62,1	0,144	-8,3	0,4787	-127,4
45	0,7533	-160,2	1,3975	60,7	0,131	-7,1	0,4637	-126,6
46	0,7752	-162,1	1,414	59,3	0,1552	-7,7	0,5034	-123,3
47	0,7381	-162	1,3341	59,1	0,1444	-9,7	0,4425	-129,7
48	0,7206	-161,5	1,3181	60	0,1326	-9,9	0,457	-119,7
49	0,7034	-161,6	1,2982	57,8	0,1313	-7,2	0,4479	-124,9
50	0.7381	-164.5	1.2341	56.2	0.1309	-16.3	0.4784	-127.7

Radbenparame		CIT AI DEIESPUIK	emstenungen.	_
f/GHz	f _{min} /dB	Γ _{Opt}	∠Γ _{Opt}	R _N
1	0,0042	0,9684	5,0826	0,0302
2	0,0085	0,9381	10,1558	0,0302
3	0,0129	0,9092	15,2104	0,0301
4	0,0173	0,8821	20,2368	0,0301
5	0,0217	0,8568	25,225	0,03
6	0,0262	0,8333	30,165	0,0299
7	0,0307	0,8118	35,0466	0,0298
8	0,0353	0,7922	39,8594	0,0297
9	0.0399	0,7746	44,5934	0.0295
10	0,0446	0,7588	49,2387	0.0294
11	0,0493	0,7449	53,7862	0.0292
12	0.0541	0.7326	58,2274	0.0291
13	0.0589	0.722	62.555	0.0289
14	0.0638	0.713	66,7627	0.0287
15	0.0687	0 7053	70.8456	0.0284
16	0.0736	0,6989	74 7999	0.0282
17	0.0786	0.6937	78 6233	0.0279
18	0.0837	0,6895	82 3146	0,0275
10	0,0037	0,0055	85 874	0.0274
20	0,0007	0,0005	89 3023	0,0274
20	0,000	0,0000	92 6015	0,0271
21	0,099	0,0025	92,0013	0,0200
22	0,1042	0,0014	08 8242	0,0203
23	0,1095	0,0011	101 75/9	0,0202
24	0,1140	0,0015	101,7340	0,0255
25	0,1201	0,0019	104,3703	0,0255
20	0,1233	0,0029	107,273	0,0231
27	0,1309	0,0843	112 2709	0,0246
20	0,1304	0,0039	112,3700	0,0244
29	0,1410	0,0070	117,0701	0,024
21	0,1474	0,0090	110,0091	0,0230
22	0,1529	0,0921	121 4262	0,0232
32	0,1565	0,0945	122,4302	0,0226
24	0,1042	0,097	125,494	0,0224
25	0,1090	0,0990	123,4700	0,022
35	0,1/55	0,7022	127,3884	0,0215
30	0,1813	0,705	129,2326	0,0211
37	0,187	0,7077	131,0129	0,0206
38	0,1928	0,7105	132,7328	0,0202
39	0,1987	0,7133	134,3953	0,0197
40	0,2045	0,7161	136,0035	0,0193
41	0,2104	0,/189	137,5603	0,0188
42	0,2163	0,/21/	139,0683	0,0184
43	0,2223	0,/245	140,53	0,0179
44	0,2282	0,/2/2	141,94/9	0,01/4
45	0,2342	0,7299	143,3241	0,017
46	0,2402	0,7326	144,6608	0,0165
47	0,2463	0,7353	145,96	0,016
48	0,2524	0,7379	147,2235	0,0156
49	0,2584	0,7405	148,453	0,0151
50	0,2646	0,743	149,6503	0,0147

Rauschparameter bei den obigen Arbeitspunkteinstellungen:



Abb. E2.1: Graphische Abbildung von S $_{11}$, S $_{12}$, S $_{22}$ und Γ_{opt}







Abb. F1.1: CAD-Zeichnung des Verstärkergehäuses



Abb. F1.2: CAD-Zeichnung des Verstärkergehäuses



Bohrungen auf Raster: 0.6x0.6 Tiefe 0.4





Abb. F1.4: CAD-Zeichnung des Verstärkergehäuses



ANHANG F 2: CAD-ZEICHNUNGEN DER VERSTÄRKERPLATINEN

Abb. F2.1: CAD-Zeichnungen der Verstärkerplatinen



Abb. F2.2: CAD-Zeichnungen der Biasplatine

ANHANG G: CD

Die CD mit den Messdaten, CAD-Zeichnungen, Harmonica Circuit Files und verwendeten Arbeitspunkten



ANHANG H: BILDER DES ANGEFERTIGTEN VERSTÄRKERS



Schaltung NAIN, erste Stufe und Schaltung NA12



Schaltung NA12, zweite Stufe und Schaltung NAOUT



Linker Teil der Bias-Platine



Mittlerer Teil der Bias-Platine



Rechter Teil der Bias-Platine



Fertiger Verstärker, wobei links der Eingang und rechts der Ausgang des Verstärkers ist

DANKSAGUNGEN

Mein besonderer Dank gilt Dr. H. Mattes, für die Möglichkeit meine Diplomarbeit beim Max-Planck-Institut durchzuführen, aber auch für die immer freundliche Betreuung.

Besonders danken möchte ich auch Sener Türk, für die Hilfe beim Bonden, Löten, Platinen schneiden, Kleben, Messen, Verstärker kühlen, Korrektur lesen ...:

Frank Schäfer danke ich für das Ätzen der Platinen und das Platinenlayout.

Vielen Dank Herrn Pilz, für die viele wertvolle Erfahrung mit der er mir Tipps und Hilfe bei der Anfertigung des Verstärkers gegeben hat. Danke für die Gehäusezeichnungen und für die viele Zeit, die er für meinen Verstärker geopfert hat.

Herrn Hoesgen danke ich für die Unterstützung und Hilfe bei der Messtechnik.

Peter Lambertz danke ich, weil er so viel zu dem angenehmen Arbeitsklima beigetragen hat und für sämtliche Hilfe beim Kühlen des Verstärkers.

Vielen Dank Herrn Meyers und Frau Schmidt für die vielen Fragen die Sie mir beantwortet haben.

Prof. Dr. Gärtner danke ich, weil er als Hochschulprofessor wie kaum ein anderer HF-Wissen vermitteln kann und für seine Hilfe und Unterstützung während meines Studiums.

Meinen Eltern danke ich, weil ich zu jedem Zeitpunkt meines Studiums auf ihre volle Unterstützung bauen konnte.

Vor allen Dingen danke ich Gott, dass ich seine Hilfe während des ganzen Studiums spüren durfte.

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst habe und keine, als die angegebenen Hilfsmittel, verwendet habe.

Bonn, den 01.10.2012