

TECHNISCHE UNIVERSITÄT WIEN

DIPLOMARBEIT

Modellierung von Hochfrequenz-Bipolartransistoren

ausgeführt am Institut für
Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik
der Technischen Universität Wien
von

Wolfgang Höß

Taubergasse 62/8
1170 Wien

Wien, 12.02.1994

.....

INHALTSVERZEICHNIS

Zusammenfassung	4
1. Einleitung	5
2. Bipolartransistormodell:	7
3. Parameterextraktion:.....	9
3.1 Kleinsignalmodell:	10
3.2 Messung der Transistorstreuparameter	12
3.3 Fehlerfunktion.....	14
3.3.1 Minmax Fehlerfunktion:	14
3.3.2 Least-Squares-Fehlerfunktion:	14
3.4 Optimierungsalgorithmen	15
3.4.1 Gradientenverfahren	15
3.4.2 Simulated Annealing.....	17
3.4.3 Newton'sche Verfahren.....	22
3.5 Berechnung der GP-Parameter aus den Kleinsignalparametern.....	25
3.6 Das Parameterextraktionsprogramm SA_LIN:.....	27
3.7 Das Parameterextraktionsprogramm SA_NL:	32
3.7 Modellverifikation:	33
3.7.1 Kleinsignalmodell:.....	33
3.7.1.1 Transistor AT41485:.....	33
3.7.1.2 Transistor AT60535:.....	34
3.7.2 Großsignalmodell:	35
3.7.2.1 1dB Kompressionspunkt:	37
3.7.2.2 Interceptpunkt:.....	39
4. Simulation und Aufbau eines Mikrowellen-VCO's	41
4.1 Schaltungskonzept.....	41
4.2 Modellierung des Mikrowellen VCO's:	42
4.2.1 Kapazitätsdiode:	42
4.2.1.1 Methode 1:.....	44
4.2.1.2 Methode 2:.....	46
4.2.2 Koaxialresonator:.....	49
4.2.3 Kondensator:	53
4.3 Schaltungsdimensionierung und Schaltungsaufbau:.....	58
4.4 Schaltungssimulation:	62
4.5 Vergleich Messung - Simulation:	64
4.5.1 Ausgangssignal:	64
4.5.2 Steuerkennlinie:	65
4.5.2 Seitenbandrauschen:	67
4.6 Datenblatt des VCO's:.....	68

Anhang A: Gleichungen und Parameter:	69
A.1: Gummel Poon Gleichungen und Parameter:	69
A.2: Berechnung der Streumatrix des Kleinsignaltransistormodelles:	71
Anhang B: Programme	76
B.1: SA_TEST-Programm:.....	77
B.2: NM_TEST-Programm:	79
B.3: VGA-Unit:	81
B.4: SA_MOD10-Unit:	99
B.5: SA_MOD14-Unit:	102
B.6: SA_UNIT-Unit.....	108
B.7: SA_LIN-Programm	113
B.8: SA_NL-Programm:.....	119
B.9: KAP_DIOD-Programm:	132
Anhang C: Simulationsdateien.....	133
C.1: Interceptpunkt-MH-Simulationsdatei:.....	133
C.2: Kompressionspunkt-MH-Simulationsdatei:	135
C.3: VCO-SPICE-Simulationsdatei:.....	137
Anhang D: Datenblätter:.....	139
D.1: Transistor AT41485	139
D.2: Transistor AT60535	142
D.3: AVX-Kondensatoren:.....	145
D.4: Kapazitätsdiode BBY52-03W:	149
D.5: Koaxialresonator	150
Anhang E: Literaturverzeichnis	152

Zusammenfassung

Ich habe mich in meiner Arbeit mit der Parameterextraktion für ein konzentriertes Hochfrequenz-Bipolartransistormodell beschäftigt. Ich habe dabei ein Verfahren verwendet, das nur eine Streuparametermessung des Transistors bei einem Arbeitspunkt benötigt. Die Vorteile dieses Verfahrens sind die Einfachheit des Meßvorganges und die vollständige Automatisierbarkeit der Parameterextraktion. Im Weiteren bin ich auf die Grenzen dieser Methode eingegangen. Für die Parameterextraktion habe ich zwei Programme geschrieben: SA_LIN und SA_NL, die aus den gemessenen Streuparameter des Transistors die Modellparameter extrahiert. Ich habe diese Parameterextraktion für zwei Transistoren vorgenommen. Die extrahierten Modelle habe ich anhand des Interceptpunktes und des Kompressionspunktes mit Messungen verifiziert.

Im zweiten Teil meiner Arbeit habe ich einen Mikrowellen-VCO aufgebaut und modelliert. Dieser VCO wird im DECT-Testbed verwendet werden. Für die Modellierung des VCO's habe ich noch Modelle für Koaxialresonatoren, Kapazitätsdioden und Hochfrequenzkondensatoren entwickelt. Die Eigenschaften des VCO's habe ich wiederum durch Messungen und Simulationen verifiziert.

Ich habe eine gute Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation erreicht.

1. Einleitung

Am Beispiel Mobiltelefon läßt sich der technische Fortschritt in der Hochfrequenzelektronik besonders anschaulich demonstrieren:

Noch vor einigen Jahren ließ sich die benötigte Technik nur in schwere und unhandliche Geräte von der Größe eines kleinen Aktenkoffers packen. Diese Geräte mußten fest installiert werden. Moderne D-Netz-Mobiltelefone bringen knapp 300 Gramm auf die Waage und lassen sich bequem auch ohne Auto überall hin mitnehmen, so daß man von einem echten Mobiltelefon sprechen kann. Diese Miniaturisierung wurde durch die zunehmende Integration von Halbleitern und die immer kürzer werdenden Entwicklungszeiten möglich.

Die schnelle technische Entwicklung in der Mobilelektronik verlangt neue Methoden in der Schaltungsentwicklung. Die Entwicklungszeiten für neue Baugruppe sollen möglichst kurz, und möglichst kostengünstig sein. Eine Möglichkeit beide Ziele zu erreichen stellt die Computersimulation dar. Mit der Computersimulation läßt sich ein Schaltungsentwurf testen, ohne ihn aufbauen zu müssen. Aus den Simulationsergebnissen kann man wiederum Rückschlüsse für Änderungen oder Verbesserungen an der Schaltung ziehen. Auch die Verifikation eines fertigen Entwurfes unter Berücksichtigung von Bauteiltoleranzen und Umwelteinflüssen läßt sich durch eine Simulation durchführen. Bei der Schaltungsneuentwicklung kann man schon in der Simulation Designfehler erkennen und so Zeit und Entwicklungskosten sparen.

Einen typischen Entwicklungskreislauf zeigt Abb 1.1:

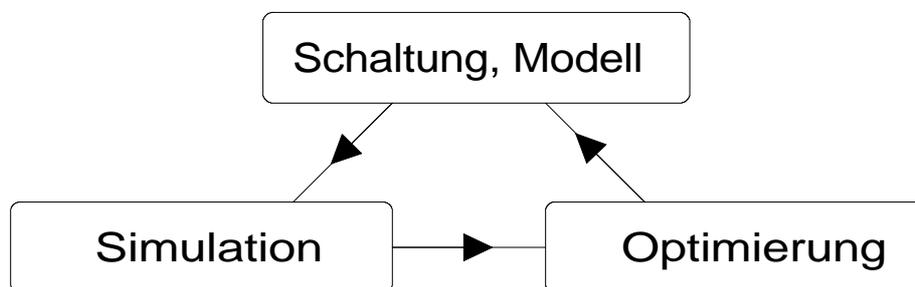


Abb.1.1: typischer Entwicklungskreislauf

Für die Simulation benötigt man geeignete Modelle.

Diese Modelle sollen folgende Eigenschaften besitzen:

- leichte Implementierbarkeit in bestehende Simulationsprogramme
- geringe Anzahl der Modellparameter
- kurze Parameterextraktionszeiten

Ich habe mich in meiner Arbeit mit der Modellwahl und der Bestimmung der Modellparameter beschäftigt. Die Modelle habe ich durch Simulationen mit Messungen an realen Bauteilen verglichen. Im letzten Teil meiner Arbeit habe ich einen 2GHz-VCO aufgebaut und dessen Eigenschaften mit einer Simulation verglichen.

Für die Simulation habe ich die Programme INTUSOFT-SPICE /1/ und MICROWAVE HARMONICA V5.5 /2/ gewählt.

2. Bipolartransistormodell:

Ich habe das Gummel Poon Modell (GP) gewählt, weil es von vielen kommerziellen Simulationsprogrammen (z.B. SPICE und MICROWAVE HARMONICA) verwendet wird /3/. Das Gummel Poon Modell ist ein kompaktes Transistormodell /4/. Es wird durch ein Ersatzschaltbild aus diskreten Bauelementen, Widerständen, Kapazitäten, Dioden und gesteuerten Quellen, beschrieben. Es baut auf den physikalischen Eigenschaften eines Bipolartransistors auf und beinhaltet die Transistorbetriebsarten Aktiv-, Sättigungs- und Durchbruchbetrieb. Außerdem beschreibt das Gummel Poon Modell Hochstromeffekte, Basisweitenmodulation (Early Effekt), Shockley-, Webster- und Kirkeffekt.

Abb 2.1 zeigt das Gummel Poon Modell:

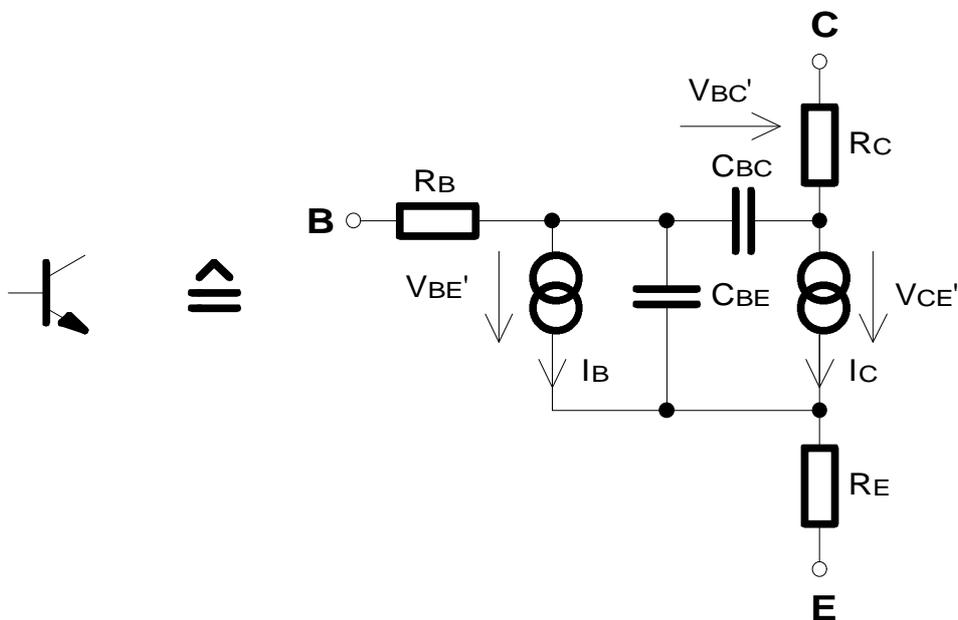


Abb 2.1: Gummel-Poon-Modell

Die Gleichungen und Parameter zu diesem Modell findet man im Anhang A.1.

Das Gummel Poon Modell beschreibt die Eigenschaften des Bipolartransistors, jedoch im Mikrowellenbereich ist es zweckmäßig das Gummel Poon Modell um einige Parameter zu erweitern /5/:

Der Einfluß der Emitter- und Basisbonddrähte wird durch die Induktivitäten L_E und L_B modelliert. Die Kapazität zwischen den Bondpads wird durch die Kapazität C_E berücksichtigt. Im Mikrowellenbereich kann die Basisraumladungszone eines Bipolartransistors nicht mehr als ein konzentrierter Bereich angesehen werden /6/. Durch hinzufügen eines zusätzlichen Basisbahnwiderstandes R_{B1} und einer Diode D_1 kann man den Effekt einer verteilten Basisraumladungszone beschreiben.

Das erweiterte Mikrowellen BJT-Modell zeigt Abb 2.2:

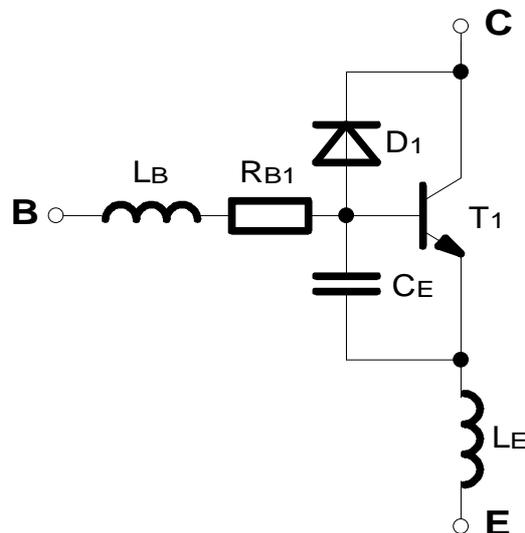


Abb. 2.2: erweitertes Mikrowellen BJT-Modell

Dieses erweiterte Modell kann die Hochfrequenzeigenschaften des Transistors besser beschreiben als das einfache GP-Modell, jedoch wird die Bestimmung der Modellparameter mit zunehmender Anzahl der Parameter aufwendiger.

3. Parameterextraktion:

Ein Standardverfahren der Parameterextraktion ist das "Curvetracer-Verfahren". Bei diesem Verfahren werden die DC-Modellparameter aus den Transistorkennlinien bestimmt und die AC-Modellparameter aus Kapazitätskennlinien /7/.

Ich habe in meiner Arbeit untersucht ob ein aus Streuparametermessungen extrahiertes Modell die nichtlinearen Eigenschaften des Bipolartransistors vorhersagen kann.

Extraktionsmethode /5/:

Es werden die Streuparameter des Transistor bei einem Arbeitspunkt gemessen. Das erweiterte GP-Modell wird um diesen Arbeitspunkt linearisiert. Man erhält dadurch ein Kleinsignalmodell. Die Parameter dieses Kleinsignalmodells werden nun so bestimmt, daß dieses Kleinsignalmodell die selben Streuparameter wie der Transistor besitzt. Dazu habe ich eine Fehlerfunktion definiert, die die Abweichung der S-Parameter des Kleinsignalmodells von den gemessenen S-Parametern beschreibt. Diese Fehlerfunktion wird durch Variation der Parameter minimiert. Für diese Optimierungsaufgabe habe ich das Computerprogramm SA_LIN geschrieben, das auf einem PC läuft. Aus den so gefundenen Kleinsignalparametern werden mit den Arbeitspunktdaten die GP-Parameter durch "Curve-Fitting" berechnet.

Abb 3.1 zeigt den Ablauf der Parameterextraktion:

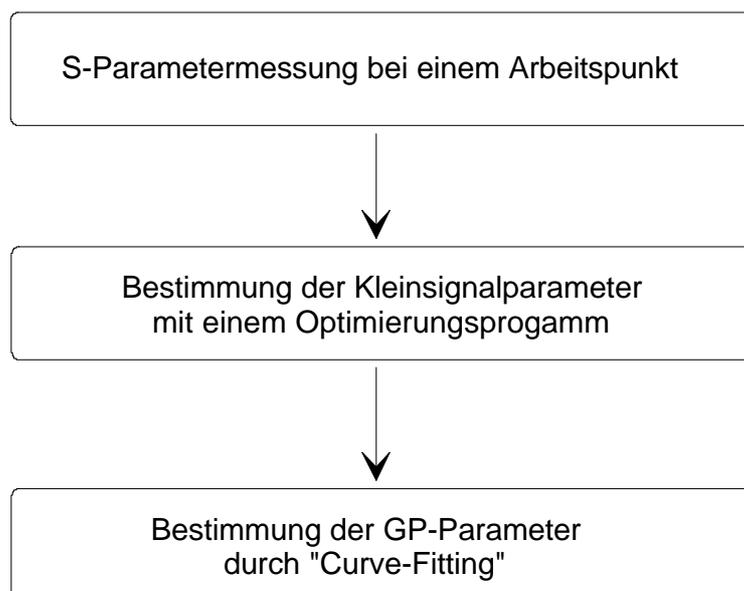


Abb.3.1: Parameterextraktion

Der Vorteil dieser Methode besteht nun darin, daß nur eine S-Parametermessung bei einem Arbeitspunkt notwendig ist.

Der Nachteil dieser Methode ist das einige GP-Parameter nicht extrahierbar sind. Als Beispiel seien nur die Hochstromeffekte der Stromverstärkung erwähnt (Parameter IKF) oder der arbeitspunktabhängige Basisbahnwiderstand (Parameter RBM). Für die Bestimmung dieser Parameter muß man daher die S-Parameter bei mehreren Arbeitspunkten messen. Eine Beschreibung dieser Methode findet man in /8/.

3.1 Kleinsignalmodell:

Das erweiterte GP-Modell habe ich um einen Arbeitspunkt linearisiert und habe das Kleinsignalmodell erhalten. (siehe Abb.3.2)

Diese Modell enthält 14 Kleinsignalparameter:

$L_B, R_{B1}, C_{D1}, R_{BB}, C_{BC}, C_E, R_{PI}, C_{PI}, R_E, L_E, R_{CE}, C_S, R_C$ und g_m .

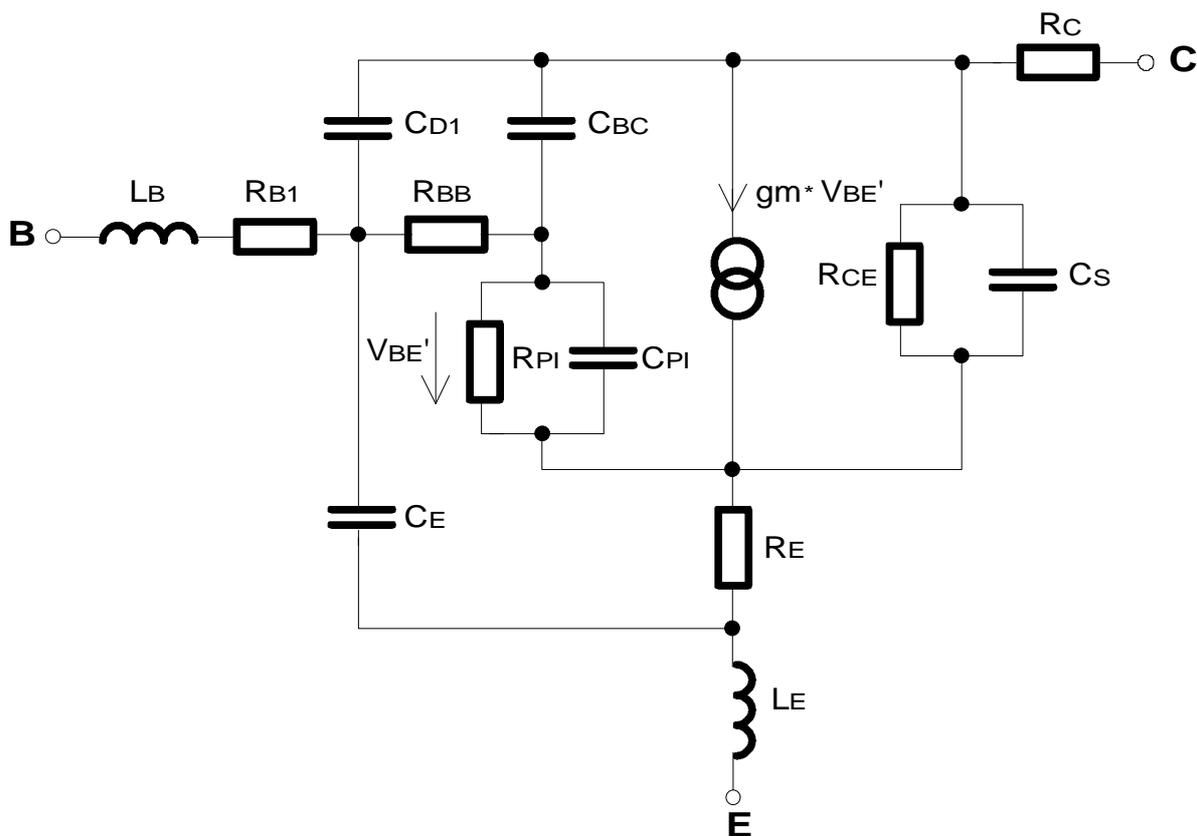


Abb.3.2: Kleinsignaltransistormodell mit 14 lin. Parametern

Ich habe auch ein einfaches Transistormodell in meiner Arbeit verwendet. Dieses Modell entspricht dem GP-Modell, das nur um die Bonddrahtinduktivitäten L_B und L_E erweitert wurde. Ich habe beide Modelle auf die Extrahierbarkeit der Parameter und die nichtlinearen Eigenschaften untersucht.

Das einfache Kleinsignalmodell besitzt 10 Kleinsignalparameter.

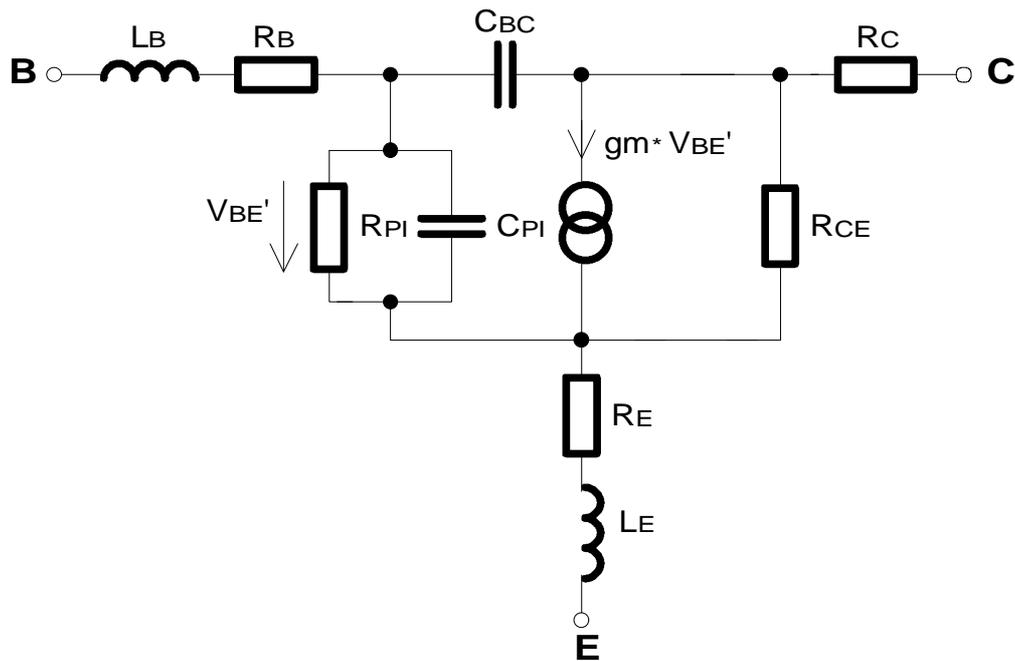


Abb 3.3: einfaches Kleinsignaltransistormodell mit 10 Parametern

Für das Parameterextraktionsprogramm habe ich die Streuparameter beider Kleinsignalmodelle berechnet. Die Berechnung der Streuparameter des einfachen Modelles findet man im Anhang A.2.

3.2 Messung der Transistorstreuparameter

Ich habe folgende Transistoren in meiner Arbeit verwendet:

Avantek AT41485

Avantek AT60535

Für die Streuparametermessung habe ich folgenden Arbeitspunkt gewählt:

$$I_c=5\text{mA} \quad U_{ce}=2\text{V}$$

Die S-Parameter der Transistoren habe ich mit den Netzwerkanalysatoren HP8753A /9/ und HP8510C /10/ gemessen. Der Netzwerkanalysator HP8753A ist für den Frequenzbereich 300kHz - 3GHz ausgelegt. Die untere Grenzfrequenz der internen Bias Tee's begrenzt jedoch den Meßbereich. Durch Versuche wurde 25MHz als untere Grenzfrequenz festgelegt, um den Meßfehler klein zu halten. Ich verwendete den Analysator HP8753A im Frequenzbereich 25MHz-500MHz und den Analysator HP8510C im Frequenzbereich 500MHz-8GHz. Um eine definierte Meßumgebung für den Transistor zu schaffen habe ich die Messung mit der Transistortestfassung HP-85041-80015 /11/ durchgeführt. Kalibriert habe ich mit dem N-Kalibrierkit (HP8753A) und dem 3.5mm Kalibrierkit (HP8510C). Nach der Kalibration habe ich die Testfassung in den Meßkreis eingebaut, den Short-Kalibrierstandard in die Testfassung eingelegt, und die Referenzebene des Netzwerkanalysators mit der "Portextension" in den Kurzschlußpunkt gelegt. Bei der Einstellung der "Portextension" orientierte mich nach der höchsten Meßfrequenz, weil dort die Auswirkung einer Veränderung der "Portextension" am besten zu beobachten ist.

Die verwendeten Einstellungen habe ich in Tabelle 3.1 zusammengefaßt.

HP8753A	HP8510C
Frequenzbereich: 25MHz - 500MHz Anzahl der Meßpunkte: 201 Meßleistung: -10dBm Abschwächer: Port 1: 10dB Port 2: 10dB Kalibrierkit: N-Kalibrierkit Portextension: Port 1: -64.467ps Port 2: -58.453ps	Frequenzbereich: 500MHz - 8GHz Anzahl der Meßpunkte: 201 Meßleistung: +5dBm Abschwächer: Port 1: 10dB Port 2: 10dB Kalibrierkit: 3.5mm Kalibrierkit Portextension: Port 1: -68.563ps Port 2: -197.51ps

Tab 3.1: Netzwerkanalysatoreinstellungen

Die Biasversorgung des Transistors wurde über die im Analysator integrierten Bias-T's vorgenommen. Als Biasgerät verwendete ich ein am Institut entwickelten Biasgerät. Die gemessenen S-Parameter wurden vom Netzwerkanalysator zu einem angeschlossenen PC übertragen.

Abb 3.4 zeigt den Meßaufbau:

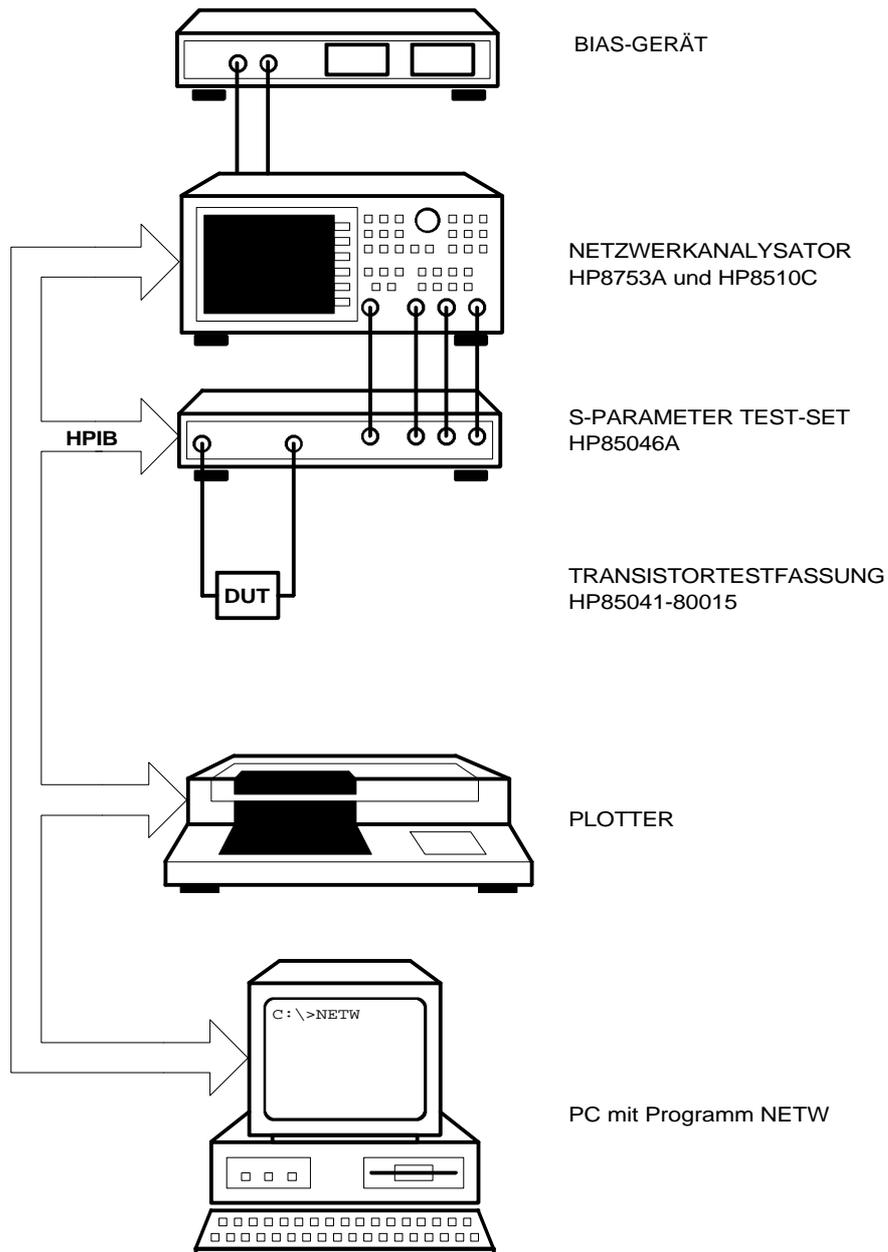


Abb 3.4: Meßaufbau

3.3 Fehlerfunktion

Die Fehlerfunktion beschreibt die Abweichung der Streuparameter des Kleinsignalmodelles zu den gemessenen S-Parametern. Die Fehlerfunktion ist ein wichtiges Glied in einem Optimierungsprogramm. Die Wahl hängt von der jeweiligen Optimierungsproblem ab. Ich habe zwei Fehlerfunktionen verwendet.

3.3.1 Minmax Fehlerfunktion:

$$F(P_1, P_2, \dots, P_M) = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^2 \sum_{l=1}^2 \max |S_{kl, \text{gemessen}, n} - S_{kl, \text{Modell}, n}(P_1, P_2, \dots, P_M)| \quad (3.1)$$

P_1, P_2, \dots, P_M : Kleinsignalparameter

n : Frequenzindex

Diese Fehlerfunktion wird bei der Optimierung zum Minimieren der maximal gewichteten Abweichung von Soll- und Istwert verwendet. Im Optimierungsprogramm wird sie am Anfang der Optimierung verwendet, um möglichst schnell eine Verminderung der Fehlerfunktion zu ermöglichen.

3.3.2 Least-Squares-Fehlerfunktion:

$$F(P_1, P_2, \dots, P_M) = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^2 \sum_{l=1}^2 |S_{kl, \text{gemessen}, n} - S_{kl, \text{Modell}, n}(P_1, P_2, \dots, P_M)|^2 \quad (3.2)$$

Diese Fehlerfunktion beschreibt den euklidischen Abstand zwischen Soll- und Istwert. Sie ist für Optimierungsaufgaben sehr gut geeignet, da sie eine möglichst wenig gekrümmte Fehlerfunktion liefert. Sie wird verwendet um den quadratischen Fehler zu minimieren. Probleme treten bei dieser Funktion besonders dann auf, wenn der Fehler in Abhängigkeit zweier S-Parameter (z.B. S_{11} und S_{21}) einmal sehr groß und dann sehr klein ist. In diesem Fall wird der kleinere Fehler zugunsten des größeren Fehlers verschlechtert.

Ein wichtiger Gesichtspunkt ist die "Gestalt" der Fehlerfunktion. Im Fall des linearisierten Modelles mit 14 Parametern stellt die Fehlerfunktion eine 14-dimensionale Funktion dar, deren "Gestalt" von vielen schmalen, gekrümmten und tiefen "Tälern" geprägt ist. Das heißt, daß schon kleine Veränderungen eines einzigen Parameters große Auswirkungen auf die Fehlerfunktion haben. Diese Tatsache stellt hohe Anforderungen an die verwendeten Optimierungsalgorithmen.

3.4 Optimierungsalgorithmen

Der Optimierungsalgorithmus wird verwendet um die Fehlerfunktion in Abhängigkeit von den Parametern zu minimieren. Das Optimierungsziel ist ein Fehler gleich Null.

Ich habe drei Optimierungsverfahren untersucht:

- Gradientenverfahren
- Simulated Annealing
- Newtonverfahren

3.4.1 Gradientenverfahren

Das Gradientenverfahren nutzt die Tatsache, daß die stärkste Abnahme einer Funktion in Richtung des negativen Gradienten erfolgt. Bei dieser Methode wird beim Startvektor der Gradient der Fehlerfunktion berechnet und entlang dieser Richtung eine eindimensionale Minimumsuche durchgeführt. Dieser Vorgang wird solange wiederholt bis das Abbruchkriterium erfüllt ist. Abb 3.5 zeigt eine Fehlerfunktion mit zwei Parametern (P_1 und P_2) unter Verwendung von Höhengschichtlinien ($F(P_1, P_2) = \text{const}$). Ausgehend von einem Startwert ist das Fortschreiten der Optimierung zu sehen.

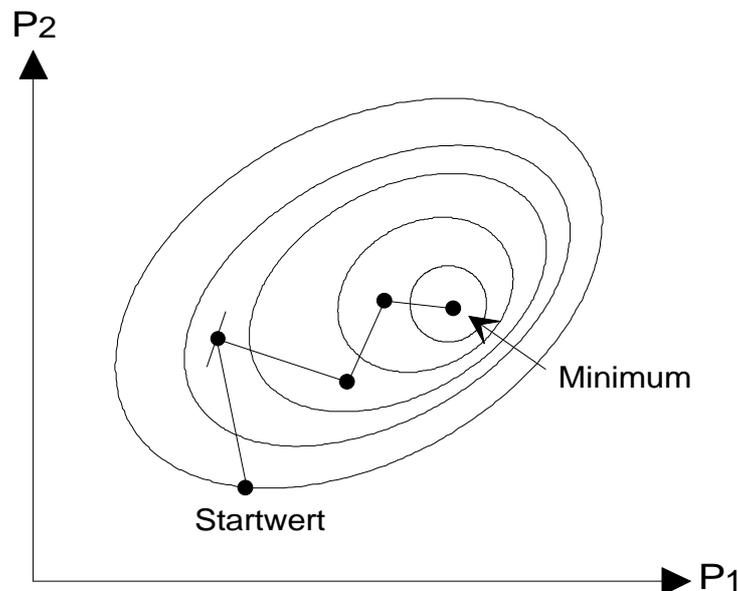


Abb 3.5: Beispiel für den Ablauf der Gradientenmethode

Einige Besonderheiten der Gradientenmethode sollen hier aufgezählt werden:

1. Oft ist die Funktion, die man minimieren möchte so beschaffen, daß die Berechnung des Gradienten sehr schwierig, oder gar unmöglich ist. Dann kann man die Ableitungen durch Differenzausdrücke annähern:

$$\frac{\nabla F(x)}{\nabla x} \rightarrow \frac{F(x_0 + \Delta x) - F(x_0 - \Delta x)}{2\Delta x} \quad (3.3)$$

2. Zu Beginn der Optimierung konvergiert dieses Verfahren meist sehr gut. In der Umgebung des Minimums sinkt jedoch die Effizienz, da der Gradient vor einem Minimum immer kleiner wird. Das Verfahren wird dadurch immer langsamer. Bei sehr kleinem Gradienten kann es auch zu Konvergenzproblemen kommen.
3. Die Effizienz der Gradientenmethode ist auch sehr stark von der Form der Fehlerfunktion abhängig. In Abb.2.7 ist eine zweidimensionale Fehlerfunktion unter Verwendung von Gitternetzlinien dargestellt. Es ist leicht einsichtig, daß eine Fehlerfunktion mit solch einem Verlauf leicht zu optimieren ist. Die Fehlerfunktion, die im vorangegangenen Kapitel definiert wurde besitzt jedoch viele schmale, gekrümmte und tiefe "Täler". Das heißt man ist von den Startparametern abhängig, in welches Minimum man gelangt. In einem Minimum angekommen hat man nur die Möglichkeit durch Ändern der Startparameter ein besseres Minimum zu erreichen. Die Suche nach dem globalem Minimum wird dadurch zu einer Sisyphusarbeit.

3.4.2 Simulated Annealing

Dieses Verfahren hat seinen Namen aus der Metallurgie, wenn es darum geht geschmolzene Metalle so abzukühlen, daß eine Kristallstruktur entsteht, die einem möglichst niedrigen Energieniveau entspricht /13/. Kristallfehlstellen eines bereits erstarrten Metalles können durch Erwärmen bis unter den Schmelzpunkt "ausgeheilt" werden, so daß sie eine günstigere Kristallstruktur einnehmen. Dieses Verfahren heißt auf Englisch "annealing".

In Anlehnung an dieses technische Verfahren wurde ein rechentechnisches Vorgehen für die globale Optimierung von Funktionen entworfen: das Simulated-Annealing /13,14,15,16/.

Die Funktionweise soll anhand eines Modelles erklärt werden /17/:

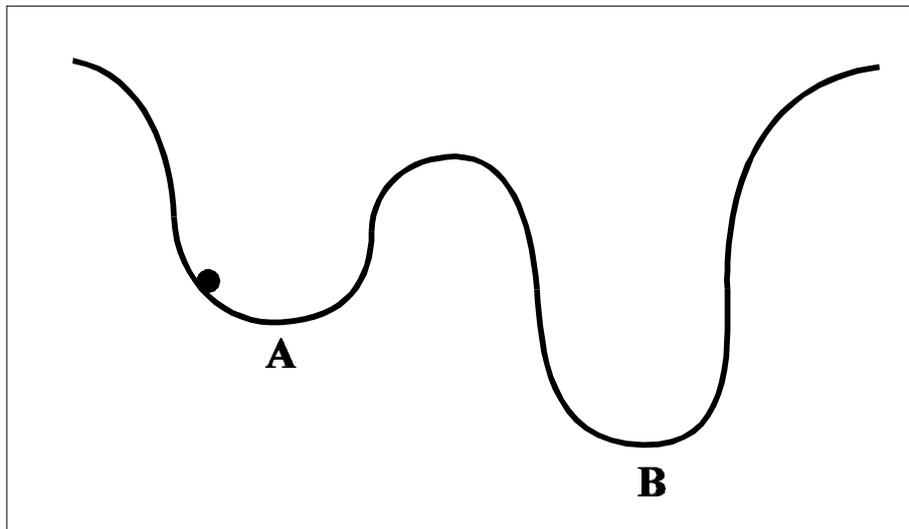


Abb 3.6: einfache eindimensionale Fehlerfunktion

Abb 3.6 zeigt eine einfache eindimensionale Fehlerfunktion, in der zwei lokale Minima durch eine Barriere getrennt sind. Die Fehlerfunktion stellt man sich als eine Bahn vor, auf der eine Kugel entlang rollen kann. Die Kugel läßt man von einer zufällig gewählten Position trägheitslos nach unten rollen. Diese zufällig gewählte Position entspricht dem Startwert des Algorithmus. Da beide Minima die gleiche Weite haben, landet die Kugel, abhängig von der Startposition, mit gleicher Wahrscheinlichkeit in A oder B. Erschüttert man nun das System (entspricht der zwischenzeitlichen Erhitzen in der Metallurgie), ist die Wahrscheinlichkeit größer, die Kugel von A nach B zu befördern als umgekehrt, da die Energiebarriere in dieser Richtung niedriger ist. Bei leichten Stößen ist zwar der Zustandsübergang von A nach

B viel wahrscheinlicher als der Zustandsübergang von B nach A, jedoch sind diese Übergänge äußerst selten. Es wird daher sehr lange dauern, bis die Kugel mit großer Wahrscheinlichkeit im Minima B zu liegen kommt. Bei starken Stößen wird die Kugel die Energiebarriere häufig überwinden, jedoch sind die beiden Übergangswahrscheinlichkeiten dann fast gleich groß. Daher ist es ein guter Kompromiß, das System zuerst kräftig und dann schrittweise immer leichter zu erschüttern. Die Kugel wird zuerst zwischen A und B hin und her springen, bis der Punkt erreicht ist, an dem die Kugel die Barriere von B nach A nicht mehr überwinden kann.

Im Gegensatz zu obigen nur eindimensionalen Beispiel hat unsere Fehlerfunktion einen mehrdimensionalen Zustandsraum. Daher sind die Barrieren zwischen zwei tiefliegenden Zuständen typischerweise stark degeneriert. Eine Erhöhung des Erschütterungsgrades bietet eine Vielzahl von Möglichkeiten, aus einem lokalen Minimum zu entkommen.

Nun soll vom Modell auf die tatsächliche Realisierung übergegangen werden. Der Annealing-Algorithmus kann nun wie folgt beschrieben werden: Ausgehend von einem Anfangszustand mit Fehler F bei konstanten Annealingfaktor T wird das System zufälligen Veränderungen unterworfen und die entsprechende Fehleränderung dF bestimmt. Eine negative Fehleränderung dF stellt eine Verbesserung der Fehlerfunktion dar und wird immer akzeptiert. Eine positive Fehleränderung dF , also eine Verschlechterung der Fehlerfunktion, wird in Abhängigkeit vom Annealingfaktor T mit einer bestimmten Wahrscheinlichkeit A zugelassen. Diese Wahrscheinlichkeit wird mit Hilfe des Boltzmann Gesetzes berechnet:

$$A(dF) = e^{-\left(\frac{dF}{kT}\right)} \quad (3.4)$$

Da in diesem Fall dF positiv ist, liefert Gl 3.4 einen Wert zwischen 0 und 1. Dieser wird nun mit einer gleichverteilten Zufallsvariablen X aus dem Intervall $[0,1]$ verglichen. Ist X kleiner als $A(dF)$, wird die Verschlechterung der Fehlerfunktion angenommen. Dies wird solange wiederholt, bis sich keine Verbesserung der Fehlerfunktion ergibt. Dann wird der Annealingfaktor erniedrigt und der ganze Vorgang wiederholt.

Wie man sieht, wird beim Simulated Annealing sehr häufig der Wert der zu optimierenden Funktion ausgerechnet. Es ist daher wichtig, daß der Rechenaufwand dieser Funktion nicht zu groß ist.

Ich möchte anhand einer Beispielfunktion die Funktionsweise des Annealingvorganges verifizieren /13/:

$$f(x,y) = x^2 + 2y^2 - 0.3\cos(3\pi x) - 0.4\cos(4\pi y) + 0.7 \quad (3.5)$$

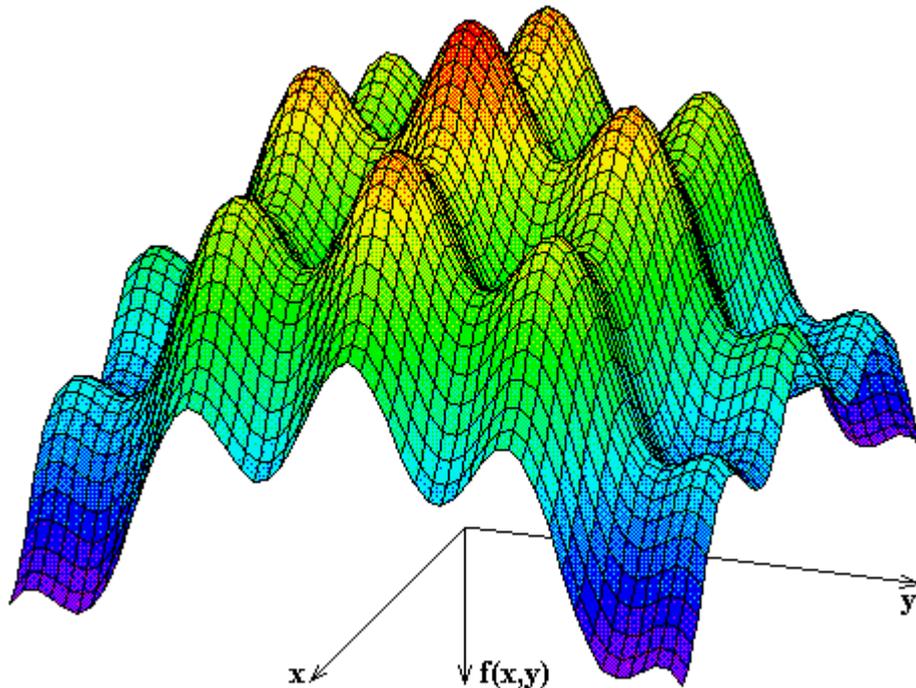


Abb 3.7: dreidimensionale Darstellung der Beispielfunktion $f(x,y)$

Diese zweidimensionale Funktion hat unendlich viele lokale Minima und ein globales Minimum bei $x=y=0$ mit dem Funktionswert $f(0,0)=0$. Abb 3.7 stellt einen Ausschnitt dieser Funktion im Bereich des globalen Minimums dar. Ich habe die Ansicht um 180° gedreht dargestellt. Jeder "Berg" entspricht also einem Minimum der Funktion. In der Mitte ist das globale Minimum zu sehen.

Ich habe das Pascalprogramm SA_TEST geschrieben, daß von einem zufälligen Startwert aus die Funktion $f(x,y)$ minimiert. Bei jedem Iterationsschritt wird der Wert der Funktion $f(x,y)$ gespeichert. Man kann nun in einem Diagramm das Fortschreiten der Optimierung über der Anzahl der Funktionsaufrufe $f(x,y)$ darstellen.

Das Programmlisting von SA_TEST findet man im Anhang B.1. In diesem Programm wird nicht nur die "Temperatur" sondern auch der "Abstand", mit dem eine zufällig neue Lösung gesucht wird vermindert. Als Abbruchkriterium habe ich eine Annealingtemperatur $T=1E-4$ gewählt. Wie man in Abb 3.8 sieht, kann man mit Simulated Annealing sich einem globalen Minimum beliebig nahe nähern, jedoch steigt dadurch auch die Rechenzeit beliebig hoch an.

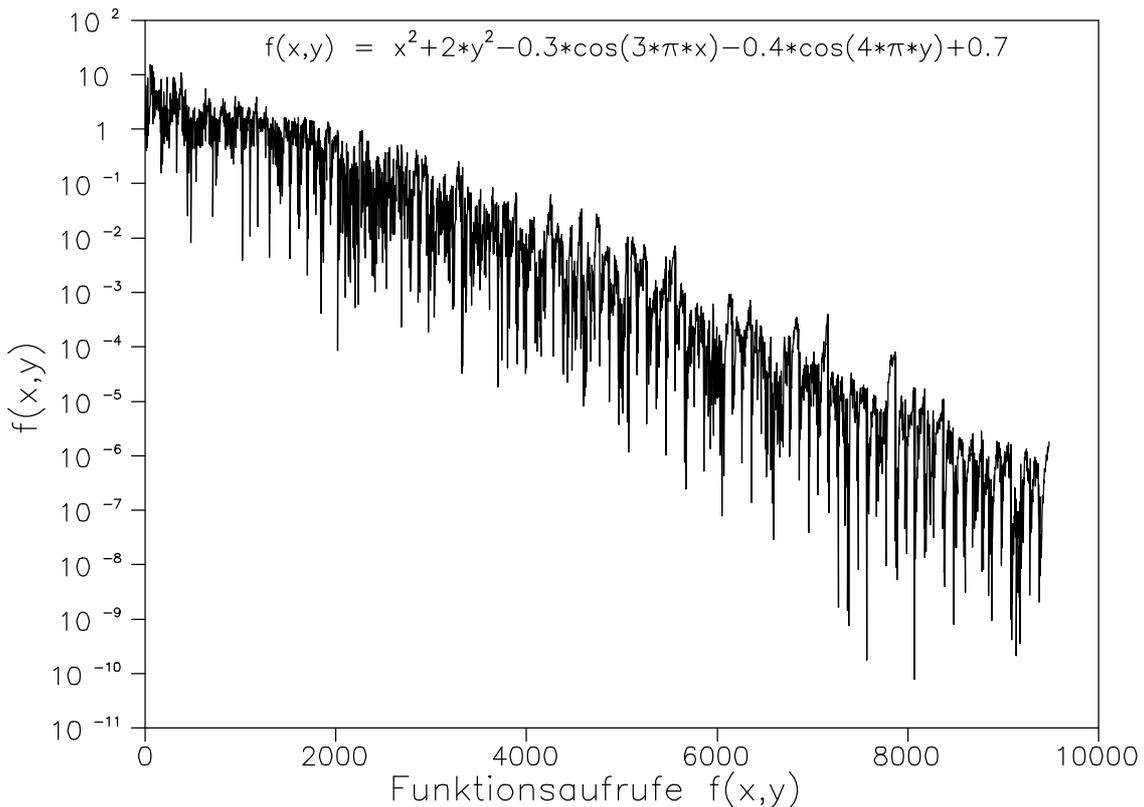


Abb 3.8: Minimierung der Funktion $f(x,y)$ mit Simulated Annealing

Im erwähnten Beispiel wurde die gesuchte Lösung nach ca. 8000 Funktionswertberechnungen gefunden. Das Programm liefert folgende Lösung:

```
xopt: -2.08489E-6
yopt: 6.73145E-7
fopt: 7.7480E-11
```

Ein Vergleich mit der gleichen Anzahl von Funktionswertberechnungen nach einem einfachen Random-Search-Verfahren erzielte eine Lösung wesentlich geringerer Qualität (xopt: 0.035, yopt: -0.0042, fopt: 0.0021). Eine gleichwertige Lösung wie die durch Simulated Annealing erzielte konnte mit einem einfachen Random-Search-Verfahren selbst nach 10.000.000 Funktionswertberechnungen nicht erzielt werden.

In Abb 3.9 habe ich den SA-Algorithmus als Flußdiagramm dargestellt:

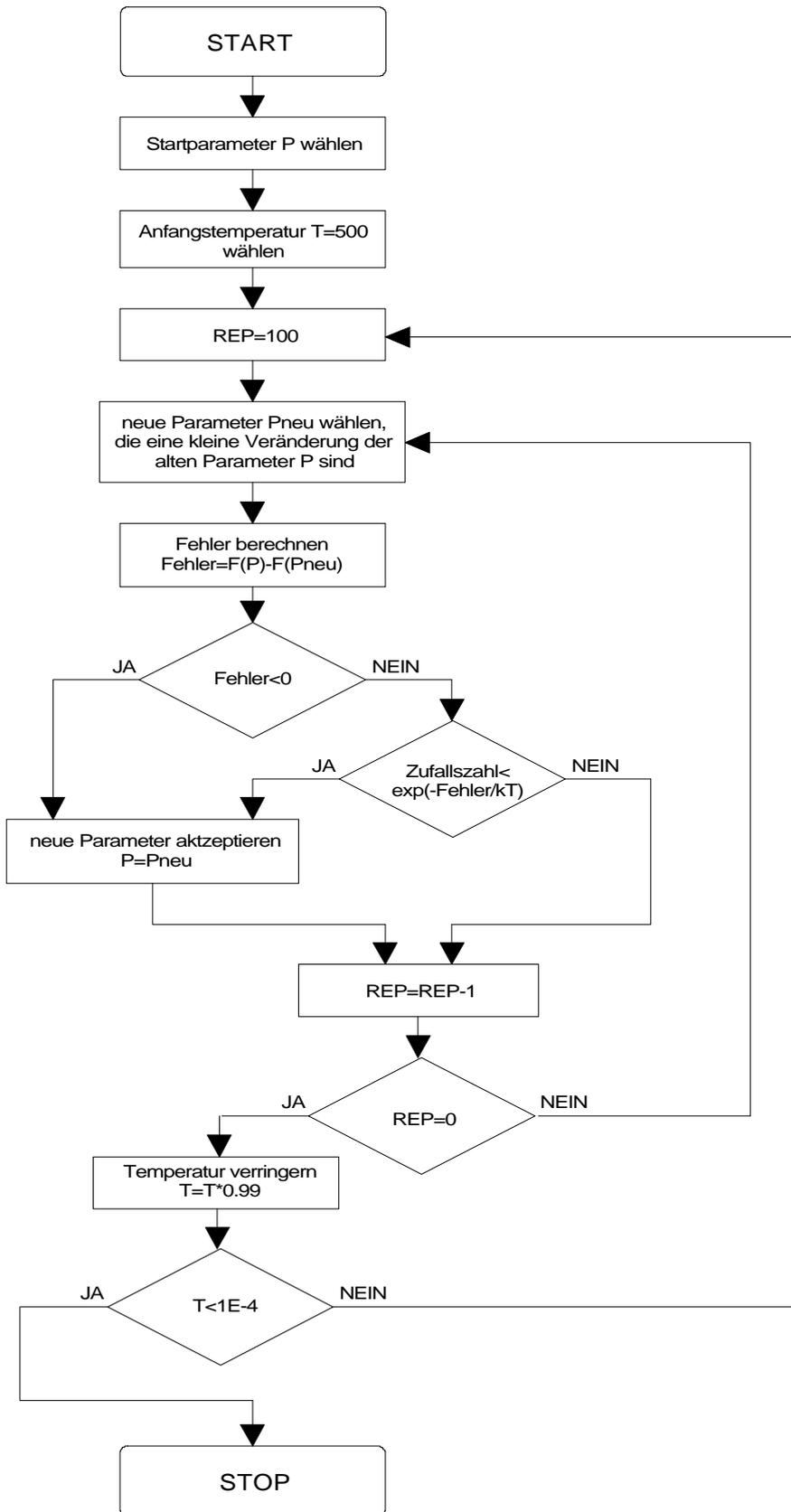


Abb 3.9: Simulated Annealing Flußdiagramm

3.4.3 Newton'sche Verfahren

Dieses Verfahren stellt eine Verallgemeinerung auf n Dimensionen des Newton'schen Verfahren zur Suche einer Nullstelle einer reellen Funktion einer reellen Variablen dar /18/:

Für N Dimensionen kann man das Newton'sche Verfahren wie folgt erklären:

$$\vec{P} = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ \vdots \\ P_N \end{bmatrix} \quad \text{Parametervektor z.B.} \quad \vec{P} = \begin{bmatrix} LB \\ RB \\ \vdots \\ RC \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$\vec{F}(\vec{P}) = \begin{bmatrix} \vec{F}_1(\vec{P}) \\ \vec{F}_2(\vec{P}) \\ \vdots \\ \vec{F}_N(\vec{P}) \end{bmatrix} \quad \text{Fehlervektor} \quad (3.7)$$

Das Newton'sche Verfahren benötigt einen Startvektor: \vec{P}^i

Als Startvektor nimmt man typische Parameterwerte oder läßt diese durch ein anderes Verfahren bestimmen.

Nun kann man die Fehlerfunktion durch eine Taylorreihe, die nach dem ersten Glied abgebrochen wird, ersetzen:

$$\vec{F}(\vec{P}) \approx F(\vec{P}^i) + \frac{\mathbf{J}\vec{F}(\vec{P}^i)}{\mathbf{J}\vec{P}} (\vec{P} - \vec{P}^i) \quad (3.8)$$

Die Fehlerfunktion $\vec{F}(\vec{P})$ wird gleich 0 gesetzt und die Gleichung nach \vec{P} aufgelöst. Die Lösung wird mit \vec{P}^{i+1} bezeichnet.

$$\vec{P}^{i+1} = \vec{P}^i - \left[\frac{\mathbf{J}\vec{F}(\vec{P}^i)}{\mathbf{J}\vec{P}} \right]^{-1} * \vec{F}(\vec{P}^i) \quad (3.9)$$

Dies ist nun die Newton'sche Iterationsformel für mehrdimensionale Zustandsräume.

Die Ableitungsmatrix in dieser Formel wird auch Jacobi-Matrix genannt.

$$\frac{\nabla \vec{F}(\vec{P})}{\nabla \vec{P}} = \vec{J} = \begin{bmatrix} \frac{\nabla F_1}{\nabla P_1} & \frac{\nabla F_1}{\nabla P_2} & \dots & \frac{\nabla F_1}{\nabla P_N} \\ \frac{\nabla F_2}{\nabla P_1} & \frac{\nabla F_2}{\nabla P_2} & \dots & \frac{\nabla F_2}{\nabla P_N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\nabla F_N}{\nabla P_1} & \frac{\nabla F_N}{\nabla P_2} & \dots & \frac{\nabla F_N}{\nabla P_N} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Ein großes Problem des Newton'schen Verfahrens stellt die Matrixinversion der Jacobi-Matrix dar. Das Problem liegt in den Differentialgliedern. Wenn es nun einen Parameter P_i gibt, der nur einen marginalen Einfluß auf die Fehlerfunktion F hat, kann es vorkommen das die Terme des betreffenden Spaltenvektors gegen Null gehen und die Matrix singular wird.

Es empfiehlt sich in so einem Fall die Einführung einer Gewichtsfunktion.

Eine andere Lösung dieses Problems, die auch für die Gradienten- und Simulated Annealing-Methode anwendbar ist, soll auch noch erwähnt werden: Man nimmt einfach die Parameter, die auf die Fehlerfunktion nur einen geringen Einfluß haben, aus der Fehlerfunktion heraus. Als Beispiel in dieser Extraktion könnte man die Widerstände R_{PI} und R_{CE} aus den DC-S-Parameterwerten bestimmen und für die folgende Parameterextraktion als gegeben annehmen /8/.

Wenn die DC-S-Parameterwerte nicht zu Verfügung stehen, kann man sie durch Extrapolieren aus den gemessenen S-Parametern bestimmen /8/.

Nun habe ich versucht die Beispielfunktion $f(x,y)$, siehe Abb 3.7, mit dem Newton-Verfahren zu minimieren. Das Pascalprogramm NM_TEST findet man im Anhang B.2.

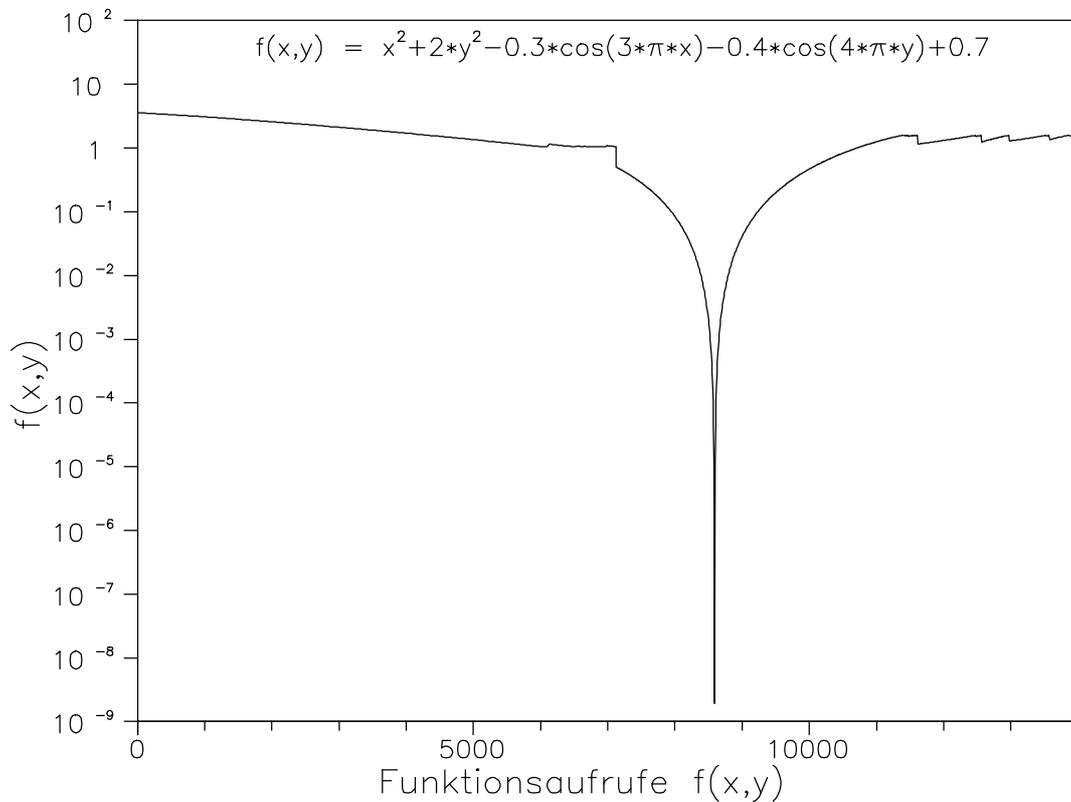


Abb 3.10: Minimierung der Funktion $f(x,y)$ mit der Newton-Methode

Das Minimum wurde nach ca. 8600 Funktionswertberechnungen gefunden. Die Qualität des Minimums ist nicht so gut wie das Ergebnis der Simulated Annealing-Methode. Außerdem zeigt sich hier noch ein Problem: Die Newton'sche-Methode verhält sich bei komplexen Funktionen nicht stabil, nachdem ein Minimum gefunden wurde. Dies führt dazu, daß die Lösung divergiert. Bei mehrdimensionalen Fehlerfunktionen landet das Newton'sche Verfahren häufig in einem lokalem Minimum. Aus diesem Grund habe ich die Newton'sche Methode in meiner Arbeit nicht eingesetzt.

Das Beispielprogramm liefert folgende Lösung:

```
xopt: 6.311E-6
yopt: 6.311E-6
fopt: 1.908E-8
```

3.5 Berechnung der GP-Parameter aus den Kleinsignalparametern

Die GP-Parameter werden aus den linearisierten Parametern mit Hilfe der Arbeitspunktdaten berechnet. Zuerst habe ich die "inneren Spannungen" des Transistors berechnet. Ich habe dazu folgende Gleichungen verwendet /5/:

$$h_{FE} = RPI * gm \quad (3.21)$$

$$V'_{BE0} = V_{BE0} - I_{C0} * \left(\frac{RBB + RB1 + RE}{h_{FE}} + RE \right) \quad (3.12)$$

$$V'_{CE0} = V_{CE0} - I_{C0} * \left(RC + RE * \left(1 + \frac{1}{h_{FE}} \right) \right) \quad (3.13)$$

$$V'_{BC0} = V'_{BE0} - V'_{CE0} \quad (3.14)$$

Die Gummel Poon Parameter des Transistors T1 habe ich mit folgenden Gleichungen berechnet:

Die Stromverstärkung BF ergibt sich bei DC nach Gl.3.15:

$$BF = h_{FE} \quad (3.15)$$

$$IS = I_{C0} * \exp\left(\frac{-V'_{BE0}}{V_T}\right) \quad (3.16)$$

Die Temperaturspannung V_T habe ich bei $T=293K$ berechnet:

$$V_T = \frac{kT}{e} \quad (3.17)$$

Die Earlyspannung VAF bestimmt man aus dem Spannungsabfall an RCE minus der inneren Kollektoremitterspannung:

$$VAF = I_{C0} * RCE - V'_{CE0} \quad (3.18)$$

$$MJC \cong 0.4 \quad \text{typisch für BJT} \quad (3.19)$$

$$VJC \cong 0.8 \quad \text{typisch für BJT} \quad (3.20)$$

$$CJC = \left(1 - \frac{V'_{BC0}}{VJC} \right)^{MJC} \quad (3.21)$$

$$MJE \cong 0.4 \quad \text{typisch für BJT} \quad (3.22)$$

$$V_{JE} \cong 0.8 \quad \text{typisch für BJT} \quad (3.23)$$

$$FC = 0.5 \quad (3.24)$$

$$C_{JE} = C_{PI} * \left(\frac{(1 - FC)^{1+MJE}}{1 - FC * (1 + MJE) + MJE * \frac{V'_{BE0}}{V_{JE}}} \right) \quad (3.25)$$

$$f_T = \frac{g_m}{2p * C_{PI}} \quad (3.26)$$

$$Q_B = \frac{1}{2} * \frac{1}{1 - \frac{V'_{BC0}}{V_{AF}}} \quad (3.27)$$

$$TF = \frac{1}{Q_B} \left(\frac{1}{2p * f_T} - \frac{V_T}{I_{C0}} \left(\frac{C_{JE}}{(1 - FC)^{1+MJE}} \left(1 - FC(1 + MJE) + MJE * \frac{V'_{BE0}}{V_{JE}} \right) + \frac{C_{JC}}{\left(1 - \frac{V'_{BC0}}{V_{JC}} \right)^{MJC}} \right) \right) \quad (3.28)$$

Die Parameter der Diode D1 habe ich mit folgenden Gleichungen berechnet:

$$N \cong 1 \quad (3.29)$$

$$M \cong 0.4 \quad \text{typisch für Si - Dioden} \quad (3.30)$$

$$V_J \cong 0.8 \quad \text{typisch für Si - Dioden} \quad (3.31)$$

$$C_{J0} = C_{D1} * \left(1 - \frac{V'_{BC0}}{V_J} \right)^M \quad (3.32)$$

$$IS = 0 \quad (3.33)$$

3.6 Das Parameterextraktionsprogramm SA_LIN:

Dieses Programm extrahiert die Kleinsignalparameter aus den gemessenen S-Parametern. Es läuft vollautomatisch ab ohne, daß der Anwender in den Programmablauf eingreifen muß. Als Startparameter werden typische Parameterwerte eines Bipolartransistors verwendet. Das Programm verwendet das Transistormodell mit 14-Parametern.

Als Eingabe benötigt das Programm SA_LIN eine S-Parameterdatei (*.DAT), die mit dem Dateiformat der Programmes NETW kompatibel ist. Zusätzlich werden noch die Arbeitspunktparameter benötigt, die auch in diese Datei eingetragen werden.

Dateiformat *.DAT:

Remarkzeile

Transistorname U_{CE} I_C U_{BE}

Frequenz $S_{11.RE}$ $S_{11.IM}$ $S_{21.RE}$ $S_{21.IM}$ $S_{12.RE}$ $S_{12.IM}$ $S_{22.RE}$ $S_{22.IM}$

Als Ausgabe liefert das Programm eine SPICE-kompatible "Circuit-Datei" (*.LIB) mit den GP-Parametern des Transistors. Während des Programmablaufes kann am Bildschirm der Fortgang der Extraktion beobachtet werden.

Das Programm verwendet sowohl den Gradienten-, als auch den Simulated Annealing-Optimierer. Während des Optimierungsvorganges wird der Gradienten-Optimierer dazu verwendet um nach einem Annealingschritt wieder schneller in das nächsten Minimum der Fehlerfunktion zu gelangen. Zuerst werden die Kleinsignalparameter bestimmt, und dann mit Hilfe der Arbeitspunktdaten in die GP-Parameter umgerechnet. Abb 3.11 zeigt ein Bildschirmfoto von SA_LIN

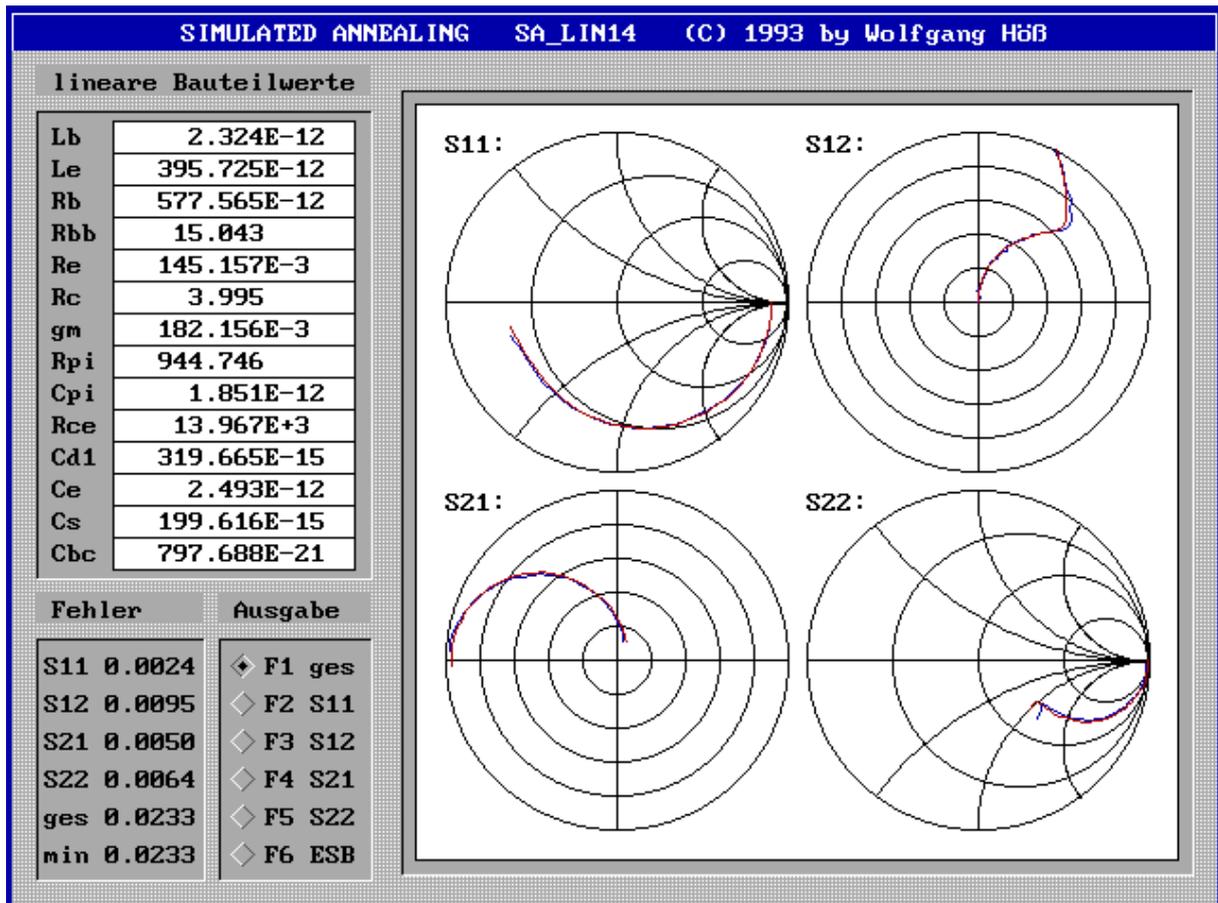


Abb 3.11: Bildschirmfoto SA_LIN14

Im nächsten Schritt soll die Konsistenz des Extraktionsprogrammes überprüft werden. Mit einem Zufallszahlengenerator werden zufällige Bauteilwerte des linearen ESB bestimmt. Von diesen Bauteilwerten wird die S-Matrix bestimmt. Das Extraktionsprogramm soll nun aus diesen S-Parameterwerten wiederum die Werte des linearen ESB bestimmen. Danach wird die Abweichung der extrahierten Parameter von den zufällig bestimmten Parametern berechnen. In Abb 3.12 wurden nun die Wahrscheinlichkeitsverteilungen der einzelnen Parameter graphisch dargestellt.

Die Extraktion wurde für 1000 Versuche auf einen PC 486/DX33 durchgeführt. Da der Simulated Annealing Optimierer oft sehr lange Rechenzeiten erfordert, wurde jede Extraktion nach 10 Minuten abgebrochen. (1000 Versuche entsprechen ca. 1 Woche Rechenzeit)

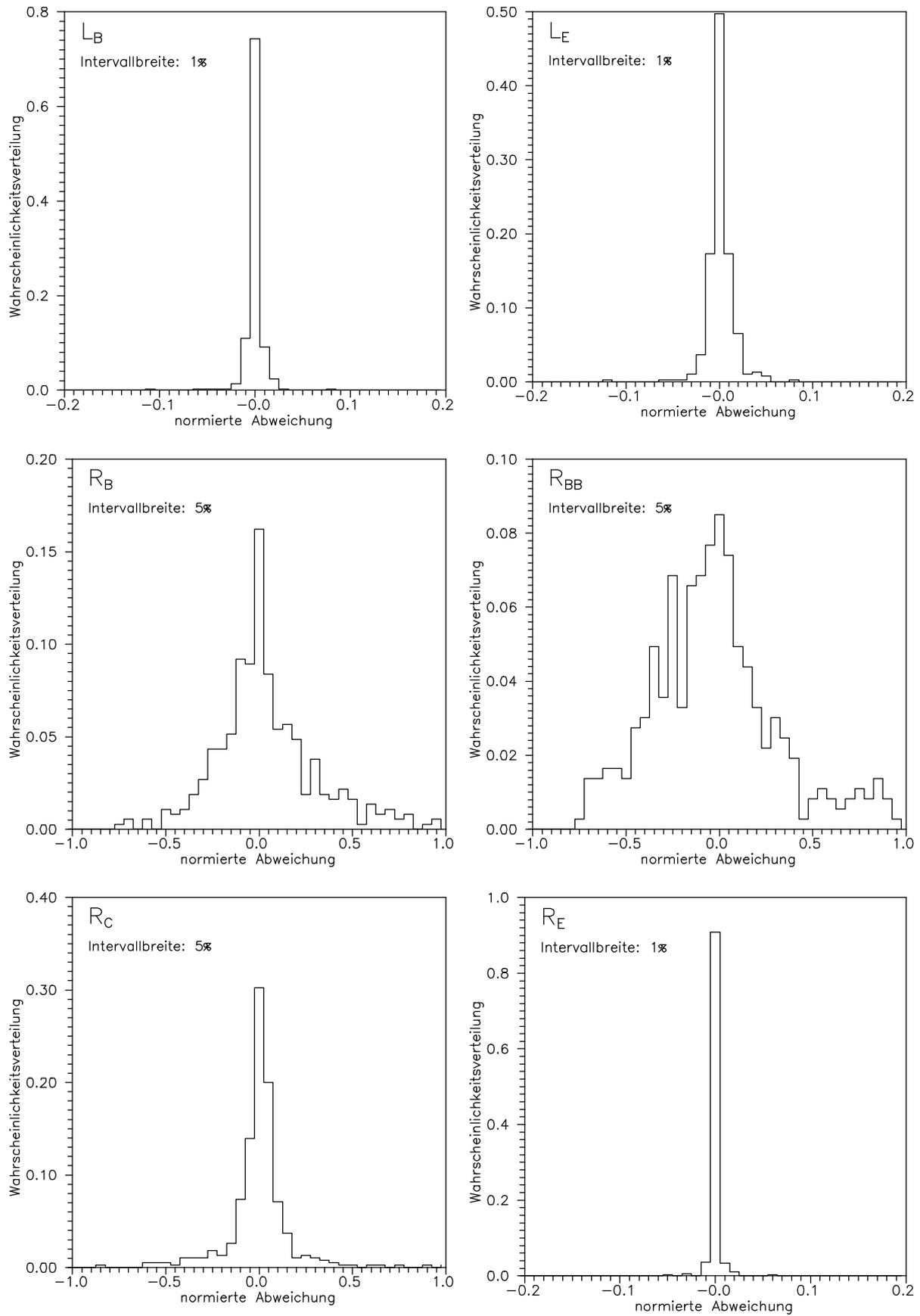


Abb 3.12a: Testergebnisse von SA_LIN14

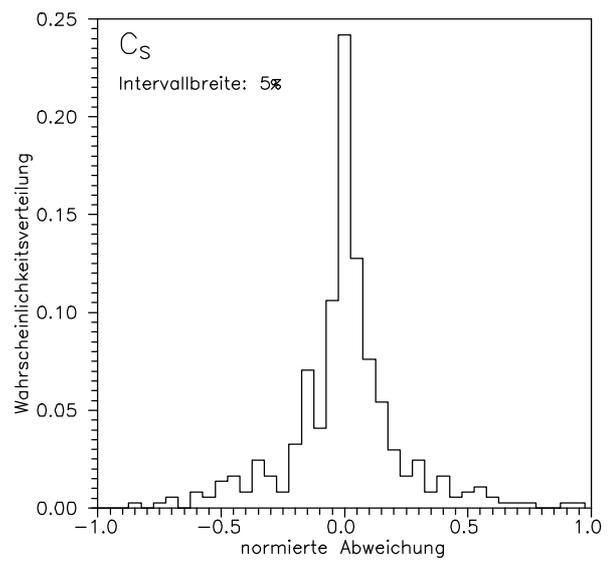
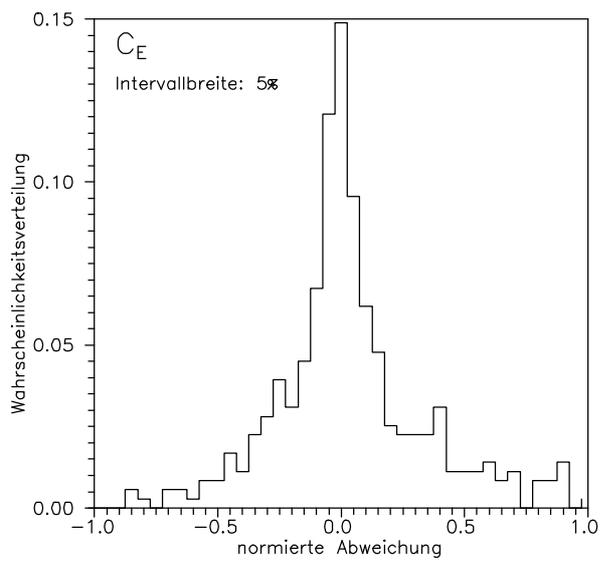
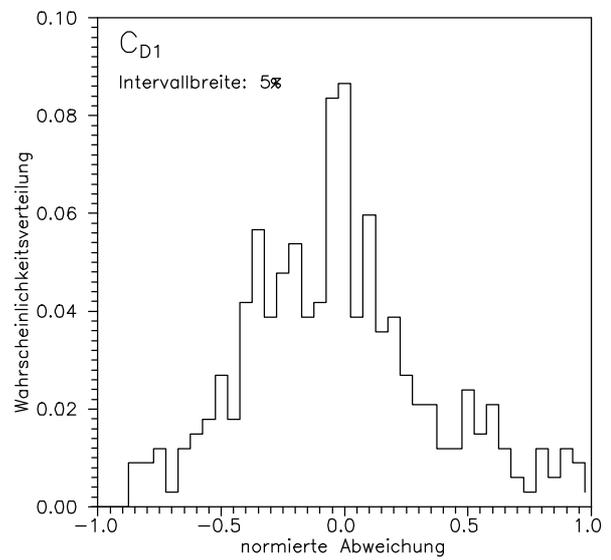
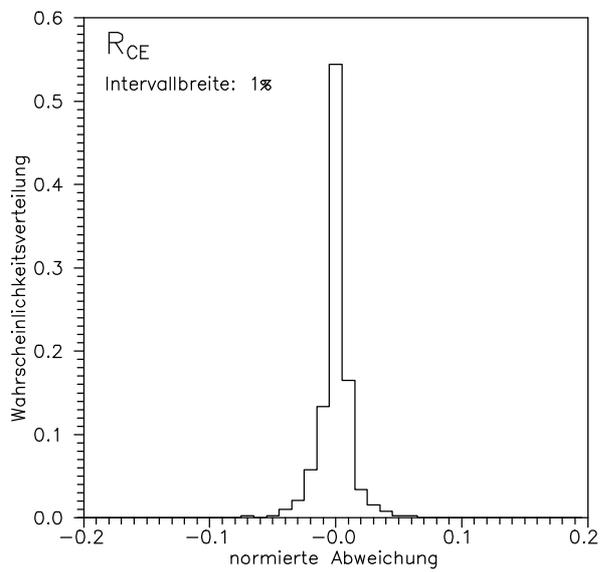
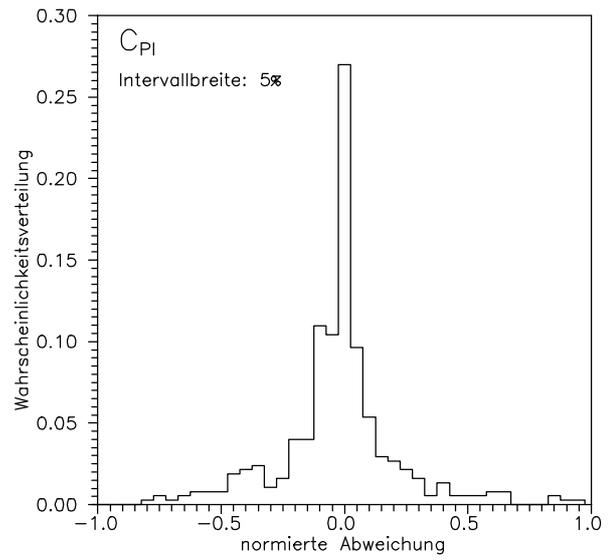
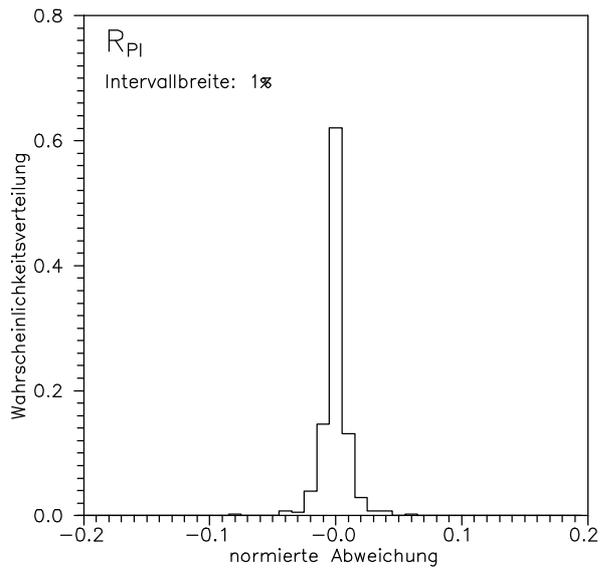


Abb 3.12b: Testergebnisse von SA_LIN14

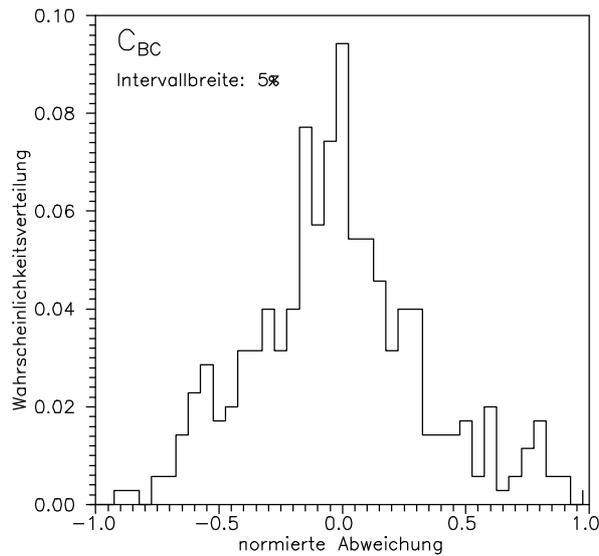


Abb 3.12c: Testergebnisse von SA_LIN14

Abb 3.12 verschafft einen Überblick über die Möglichkeiten dieser Parameterextraktion. Man kann jene Parameter erkennen, die kein zufriedenstellendes Ergebnis liefern. Diese Parameter haben nur einen sehr kleinen Einfluß auf die Fehlerfunktion, und lassen sich daher aus schlechter bestimmen.

Mit dem Programm SA_LIN habe ich das Modell des Transistors AT41485 extrahiert. Tabelle 3.1 zeigt das Transistormodell als SPICE-Datei.

Format: X N_{Kollektor} N_{Basis} N_{Emitter} AT41485

```
.SUBCKT AT41485 1 2 3
Q1 1 4 5 Q41485
LB 2 6 2.324E-12
RB1 6 4 0.578288
D1 4 1 D41485
CE 4 5 2.549E-12
LE 5 3 0.397033E-9
.MODEL Q41485 NPN (
+ IS=465.673E-18 BF=173.688 VAF=67.858
+ RE=0.144975 RC=3.88 RB=15.099
+ CJE=1.054E-12 VJE=0.8 MJE=0.4
+ CJC=1.156E-18 VJC=0.8 MJC=0.4
+ TF=1.637E-12 FC=0.5 )
.MODEL D41485 D (
+ IS=1.000E-25 CJO=477.935E-15 VJ=0.8 M=0.4 )
.ENDS AT41485
```

Tab 3.1: SPICE-Modell AT41485

3.7 Das Parameterextraktionsprogramm SA_NL:

Dieses Programm extrahiert die GP-Parameter direkt aus den gemessenen Transistorstreuparametern. Ich habe in diesem Programm eine Routine verwendet, die die Streuparameter des GP-Modelles berechnen kann. Diese Routine habe ich aus [ROH] übernommen. Dieses Programm verwendet das einfach Transistormodell mit 10 Parametern (siehe Abb 3.3).

Als Eingabe benötigt das Programm SA_NL eine S-Parameterdatei (*.DAT), die mit dem Dateiformat der Programmes NETW kompatibel ist. Das Programm SA_NL verwendet für die Parameterextraktion nur einen Arbeitspunkt. Es können dadurch auch die arbeitspunktabhängigen GP-Parameter nicht bestimmt werden.

SA_NL extrahiert die folgenden Parameter:

LB, LE, IS, BF, VAF, TF, RB, RE, RC, CJE, CJC

Für die Parameter VJE, MJE, VJC und MJC habe ich für Siliziumtransistoren typische Werte verwendet:

VJE=VJC=0.8V MJE=MJC=0.6

Mit dem Programm SA_NL habe ich das Modell des Transistors AT60535 extrahiert. Tabelle 3.2 zeigt das Transistormodell als SPICE-Datei.

Format: X N_{Kollektor} N_{Basis} N_{Emitter} AT60535

```
.SUBCKT AT60535 1 2 3
Q1 1 4 5 Q60535
LB 2 4 7.853E-10
LE 5 3 3.807E-10
.MODEL Q60535 NPN (
+ IS=6.26209E-18        BF=93.6478        VAF=27.1577
+ RE=1.121654        RC=6.77713        RB=5.153868
+ CJE=3.5681E-13        VJE=0.8        MJE=0.6
+ CJC=4.2091E-13        VJC=0.8        MJC=0.6
+ TF=21.172E-12        FC=0.5)
.ENDS AT60535
```

Tab 3.2: SPICE-Modell AT60535

3.7 Modellverifikation:

3.7.1 Kleinsignalmodell:

Ich habe hier die gemessenen Transistorstreuparameter mit den Streuparametern des extrahierten Kleinsignalmodelles verglichen.

3.7.1.1 Transistor AT41485:

Meß- und Simulationsergebnisse sind in Abb 3.13 zu sehen:

Arbeitspunkt: $I_C=5\text{mA}$ $U_{CE}=2\text{V}$

Frequenzbereich: 25MHz- 3GHz

Simulation Messung

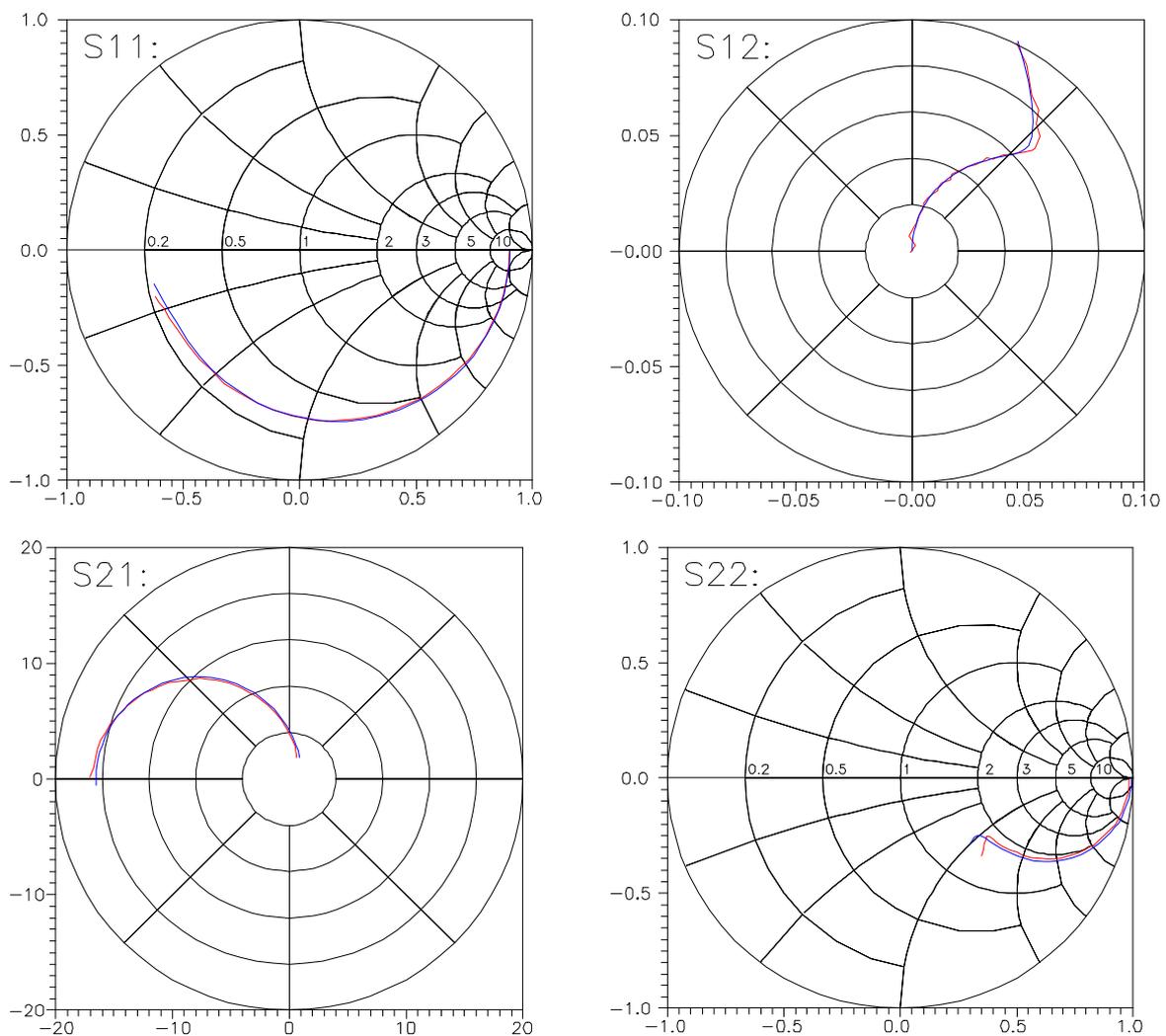


Abb 3.13: Kleinsignalmodell AT41485

3.7.1.2 Transistor AT60535:

Meß- und Simulationsergebnisse sind in Abb 3.14 zu sehen:

Arbeitspunkt: $I_C=5\text{mA}$ $U_{CE}=3\text{V}$

Frequenzbereich: \triangle 25MHz- \square 8GHz

Simulation Messung

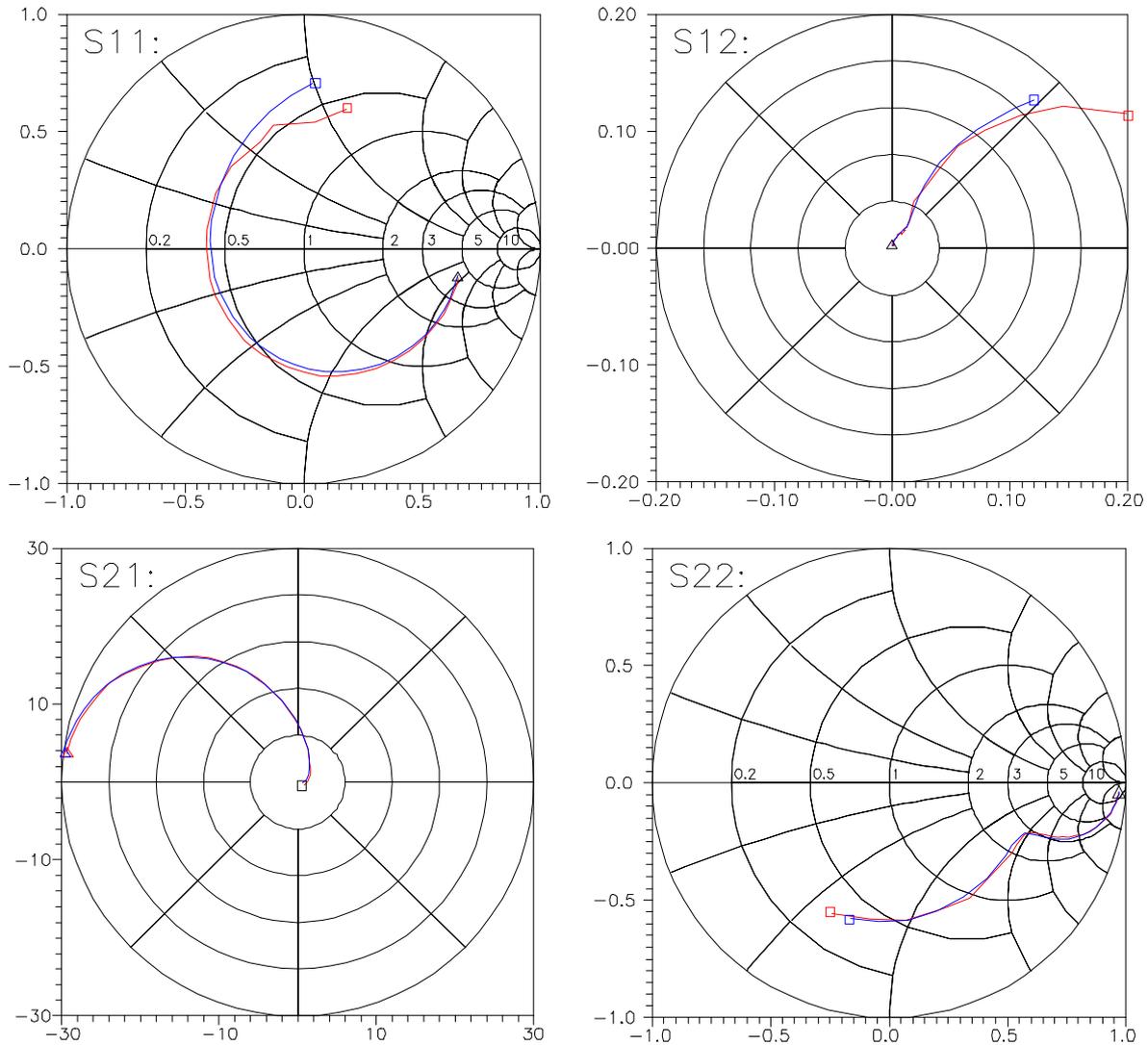


Abb 3.14: Kleinsignalmodell AT60535

Erst bei Frequenzen größer 6GHz weicht das Modell von den Messungen beim S_{11} und S_{12} ab. Der gemessene Verlauf des Eingangsreflexionsfaktors S_{11} im Frequenzbereich 6GHz - 8GHz habe ich nicht modelliert, weil das Transistormodell sonst zu komplex werden würde. Ein größeres Modell würde längere Simulationszeiten verursachen.

Die Widerstände R_{Sep} benötigt das Programm MH zur Trennung der nichtlin. Bauteile D_1, D_2 und T.

$R_{Sep}=10m\Omega$ gewählt.

Die Arbeitspunkteinstellung möchte ich für folgenden Transistorarbeitspunkt erklären:

$$I_C=5mA \quad V_{CE}=2V \quad V_{BE}=0.79V$$

Am Widerstand R_1 sollen $V_{R1}=10V$ abfallen:

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I_C} = \frac{10V}{5mA} = 2k\Omega \quad (3.34)$$

Daraus ergibt sich die Basisvorspannung V_B :

$$V_B = V_{R1} + V_{BE} = 10V + 0.79V = 10.79V \quad (3.35)$$

Die Kollektorspannungsquelle V_C berechnet sich nach:

$$V_C = V_{R1} + V_{CE} = 10V + 2V = 12V \quad (3.36)$$

Die Blockinduktivitäten und Blockkondensatoren habe ich gewählt:

$$L_{Block}=1H \quad C_{Block}=1F$$

3.7.2.1 1dB Kompressionspunkt:

Bei kleinen Aussteuerungen des Transistors steigt der Ausgangspegel linear mit dem Eingangspegel an. Auf Grund der Begrenzung der Ausgangsamplitude durch die Nichtlinearitäten des Bipolartransistors sinkt jedoch ab einer gewissen Aussteuerung die Leistungsverstärkung. Der 1dB-Kompressionspunkt gibt nun den Wert der Eingangsleistung an, bei dem die Leistungsverstärkung um 1dB gegenüber der Kleinsignalverstärkung gesunken ist. Der 1dB-Kompressionspunkt ist ein Maß für die Aussteuerbarkeit eines Transistors /19/.

Meßaufbau:

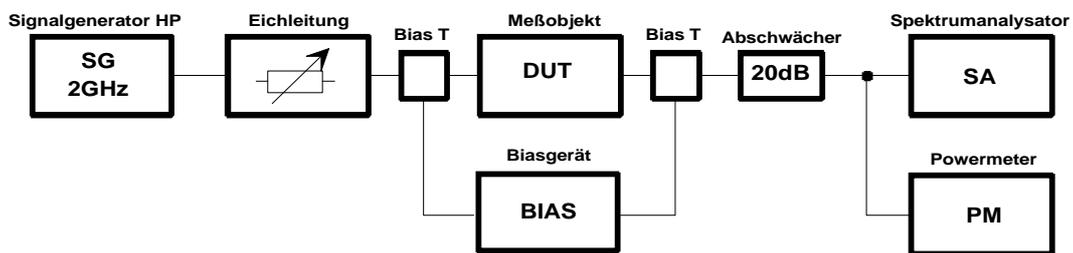


Abb 3.16: Meßaufbau für die 1dB-Kompressionsspunktmessung

Zur Messung habe ich wieder die Transistortestfassung HP85041-80015 verwendet. Die Arbeitspunkteinstellung erfolgte durch das Biasgerät über Bias-T's. Ich habe die Bias-T's HP11612B verwendet. Durch Kompensationsmessungen habe ich die Dämpfungen der in Meßkreis befindlichen Meßkabel, Bias-T's, des Abschwächers und der Transistortestfassung bestimmt. Der Abschwächer vor dem Spektrumanalysator ist sehr wichtig. Ohne den Abschwächer würde die Kompression des Eingangsmischers des Spektrumanalysators (SA) die Messung verfälschen.

Die Größe des Abschwächers habe wie folgt bestimmt. Ich habe in die Testfassung eine Durchverbindung eingelegt. Die Generatorleistung habe ich auf +10dBm eingestellt. Dieser Pegel ist sicher größer, als der maximale Ausgangspegel des Transistors während der Messung. Mit der Eichleitung habe ich den Kompressionspunkt des Eingangsmischers des Spektrumanalysators bestimmt. Den Abschwächer habe ich nun so groß gewählt, daß am SA keine Kompression bemerkbar war.

Meßvorgang:

Den Signalgenerator (SG) habe ich auf einen Ausgangspegel von +5dBm eingestellt und mit der Eichleitung die gewünschten Eingangspegel eingestellt. Diese Vorgangsweise ist sicher genauer als den Ausgangspegel des Generators zu verändern. Mit dem Powermeter habe ich den Absolutpegel bei einem Meßpunkt bestimmt. Den SA habe ich nur für die Messung der Differenzpegel zum Absolutpegel verwendet.

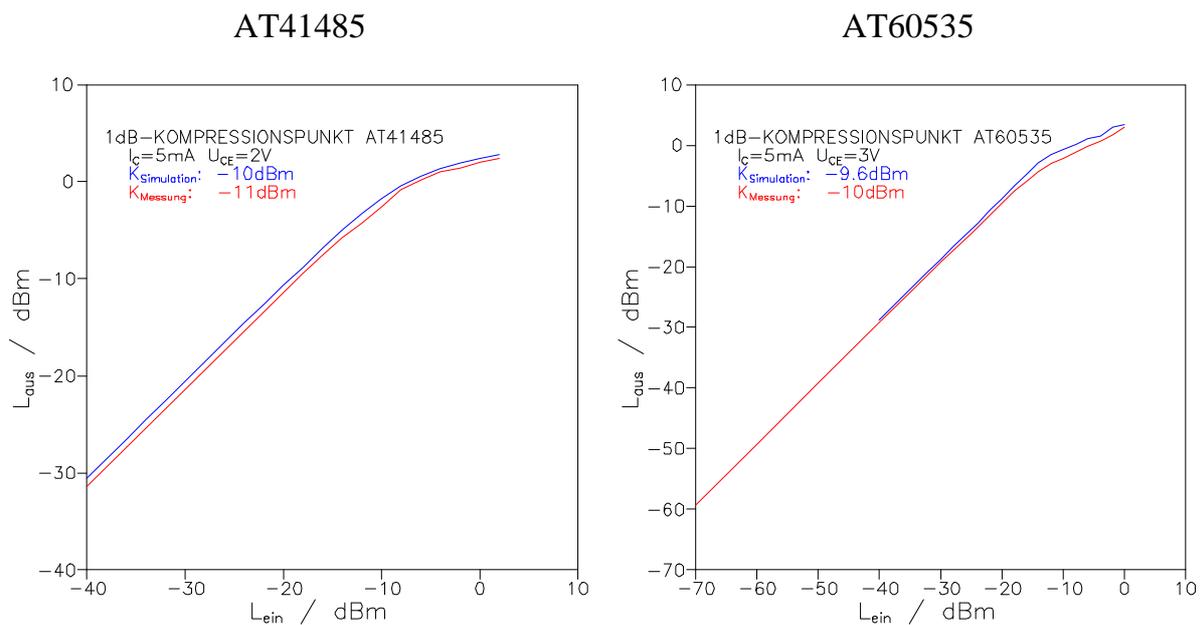


Abb 3.17: 1dB Kompressionspunkt der Meßtransistoren

Die Simulation zeigt eine gute Übereinstimmung mit der Messung bei beiden Transistoren. An Abb 3.17 kann man erkennen, daß die Verstärkung des Transistors in der Simulation immer größer war als die gemessene.

3.7.2.2 Interceptpunkt:

Zur Messung des Interceptpunktes werden zwei Signale gleicher Leistung und geringfügig unterschiedlicher Frequenz (f_1 und f_2) am Eingang des Transistors angelegt. Am Ausgang werden die Leistungen der Grundwelle und der Mischprodukte dritter Ordnung gemessen [19]. Die entstehenden Mischprodukte dritter Ordnung zeigt Abb 3.18:

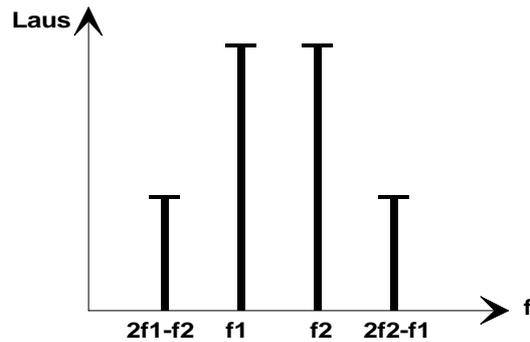


Abb 3.18: Intermodulationsprodukte

Wenn man in einem Diagramm die Ausgangspegel L_{aus} über den Eingangspegel L_{ein} aufträgt ergeben die Mischprodukte eine Gerade mit der Steigung drei, und die Signale f_1 und f_2 eine Gerade mit der Steigung eins. Der Schnittpunkt dieser beiden Geraden ist der Interceptpunkt dritter Ordnung.

Der Interceptpunkt 3.Ordnung gibt den Pegel des Eingangssignales an, wo der Pegel der Intermodulationsprodukte gleich dem Nutzsignalpegel wäre.

Abb 3.19 zeigt den Meßaufbau:

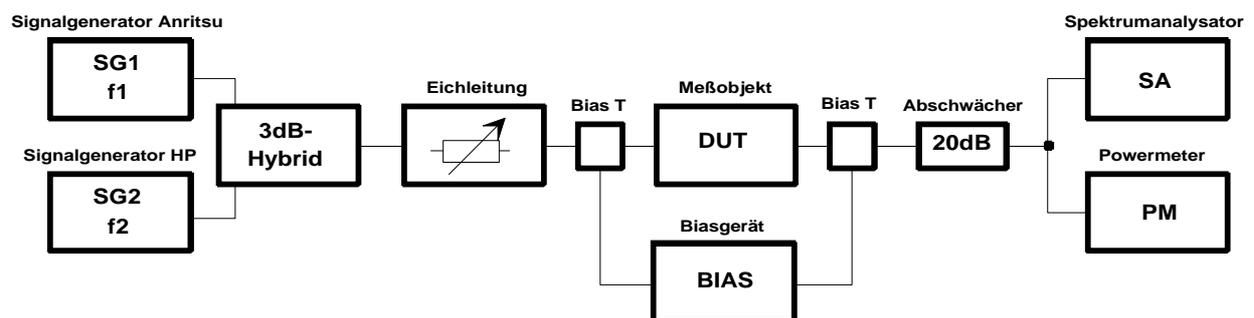


Abb 3.19: Meßaufbau der Intermodulationsmessung

Für die Interceptpunktbestimmung habe ich folgende Frequenzen gewählt:

Transistor AT41485: $f_1=2\text{GHz}$ $f_2=2.1\text{GHz}$

Transistor AT60535: $f_1=2\text{GHz}$ $f_2=2.0001\text{GHz}$

Abb 3.20 zeigt die Meß- und Simulationsergebnisse:

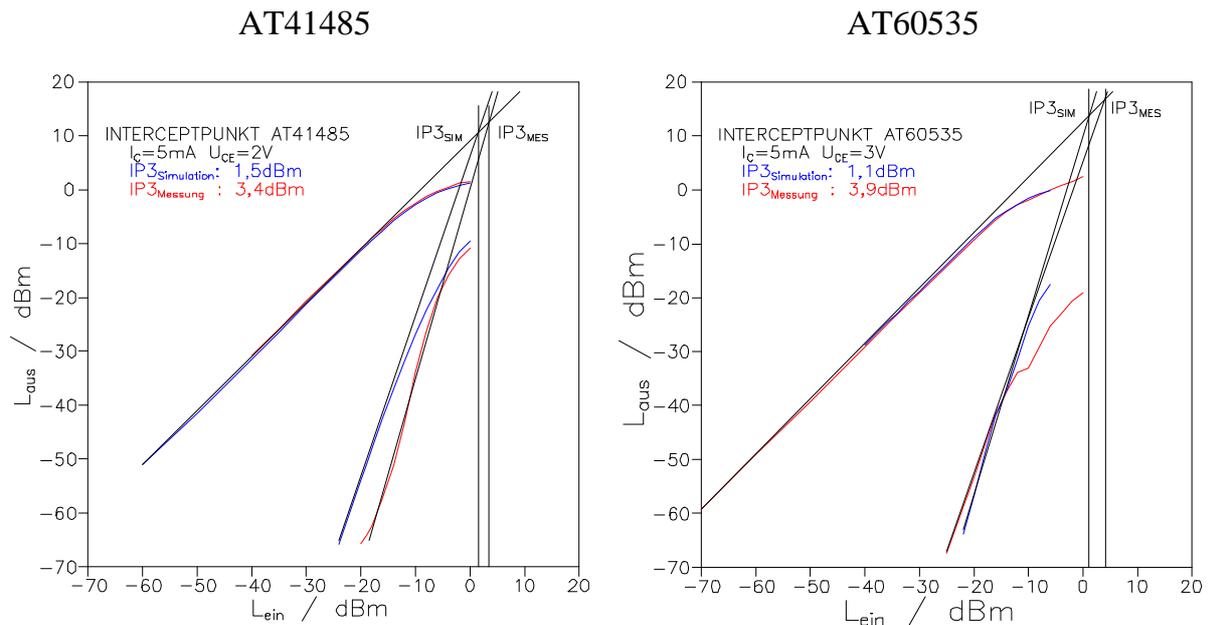


Abb 3.20: Interceptpunkt der Meßtransistoren

Laut der Theorie /19/ soll die Steigung der Intermodulationsprodukte 3.ter Ordnung $k=3$ betragen. Wie in Abb 3.20 ersichtlich ist weichen sowohl die Steigungen bei der Simulation, als auch bei der Messung von diesem Wert ab. Schuld daran sind die spannungsabhängigen Kapazitäten im Transistor. Diese Nichtlinearitäten sind die Ursache für diese Abweichung.

Die Simulation zeigt eine gute Übereinstimmung zur Messung bei beiden Transistoren.

4. Simulation und Aufbau eines Mikrowellen-VCO's

Der Mikrowellen-VCO soll im DECT-Testbed eingesetzt werden und soll zu einem späteren Zeitpunkt integriert werden. In meiner Arbeit stand die Modellierung und die Simulation im Vordergrund.

gewünschte VCO-Parameter:

- Oszillatorfrequenz: 2GHz
- Realisierung in Bipolartechnologie
- Verwendung von koaxialen Keramikresonatoren
- Abstimmbereich: 20MHz
- Frequenzsteilheit: 5MHz/V

4.1 Schaltungskonzept

Ich habe eine Applikationsschaltung der Fa. Siemens gewählt [20]. Die Grundstruktur dieses Oszillators ist ein mitgekoppelter Breitbandverstärker. Am Eingang ist ein $\lambda/4$ -Resonator angeschlossen. Die Oszillatorfrequenz f_0 liegt wegen des Einflusses von Anschluß- und Streukapazitäten um etwa 10% niedriger als die Resonanzfrequenz f des unbelasteten Koaxialresonators.

Abb 4.1 zeigt das Schaltbild des Oszillators.

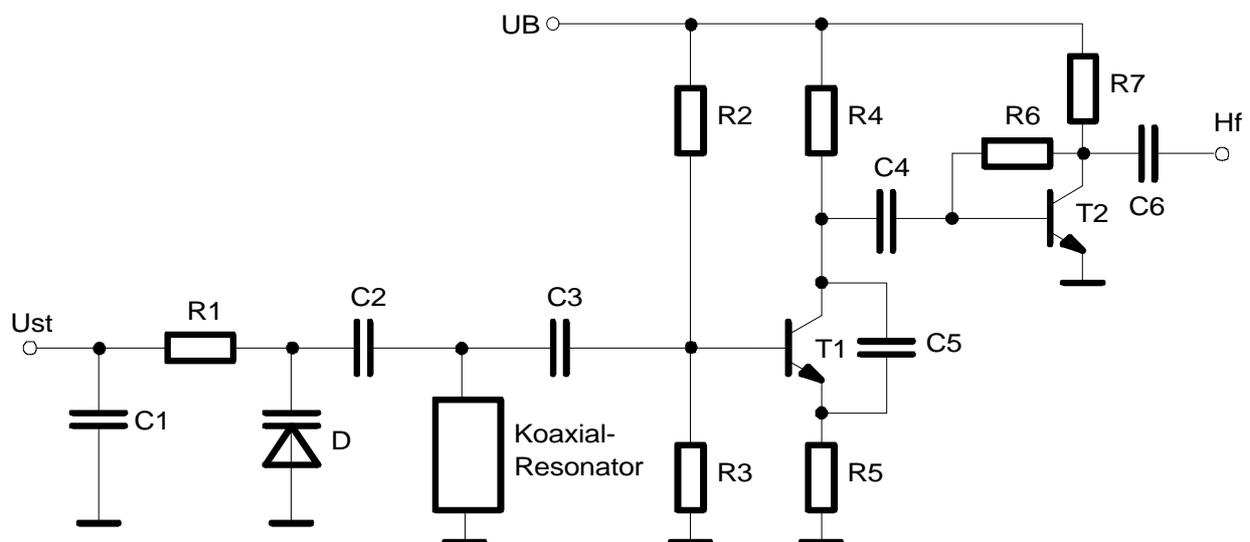


Abb 4.1: Schaltbild des VCO's

Beide Transistoren T_1 und T_2 arbeiten im A-Betrieb. Der Wirkungsgrad des Oszillators ist dadurch sehr gering, jedoch garantiert diese Betriebsart einen geringen Oberwellengehalt des Oszillators. Der Transistor T_1 stellt den aktiven Oszillatorteil dar. Er wird durch die innere CE-Kapazität und durch C_5 mitgekoppelt. Die Oszillatorleistung wird gepuffert und zusätzlich in der zweiten Transistorstufe T_2 verstärkt. Die Pufferstufe soll einerseits einen hochohmigen Eingang besitzen, um T_1 möglichst wenig zu bedämpfen, und andererseits eine Ausgangsimpedanz von 50Ω haben. Moduliert wird der VCO über eine Kapazitätsdiode D , die dem Resonator parallel geschaltet ist. Über diese Kapazitätsdiode wird auch die Frequenzabstimmung des VCO's vorgenommen.

4.2 Modellierung des Mikrowellen VCO's:

Für die Modellierung des Mikrowellen-VCO's werden noch zusätzliche Modelle benötigt:

- Kapazitätsdiodenmodell
- Koaxialresonatormodell
- Kondensatormodell

4.2.1 Kapazitätsdiode:

Die Kapazitätsdiode ist eine Diode, die in Sperrichtung betrieben wird. Durch eine spezielle Dotierung erzielt man eine sehr stark spannungsabhängige Sperrschichtkapazität. Dieses Bauteil eignet sich daher sehr gut für die Frequenzabstimmung eines Oszillators. Mit zunehmender Spannung nimmt die Kapazität ab. Die Wirkungsweise beruht darauf, daß sich die Sperrschicht eines pn-Überganges durch eine angelegte Gleichspannung in ihrer Breite verändern läßt. Das Modell einer Kapazitätsdiode entspricht einer in Sperrichtung gepolten Diode. Ich habe das SPICE-Diodenmodell verwendet und noch um die Gehäusekapazität C_G und die Bonddrahtinduktivität L erweitert.

Typische Parameter einer Kapazitätsdiode sind nach [20]:

Sperrschichtpotential:	$U_J=0.2V-1V$
Exponent der Sperrschichtkapazität:	$M=0.33$ (stetiger PN-Übergang)
	$M=0.5$ (aprupter PN-Übergang)

Abb 4.2 zeigt das Kapazitätsdiodenmodell:

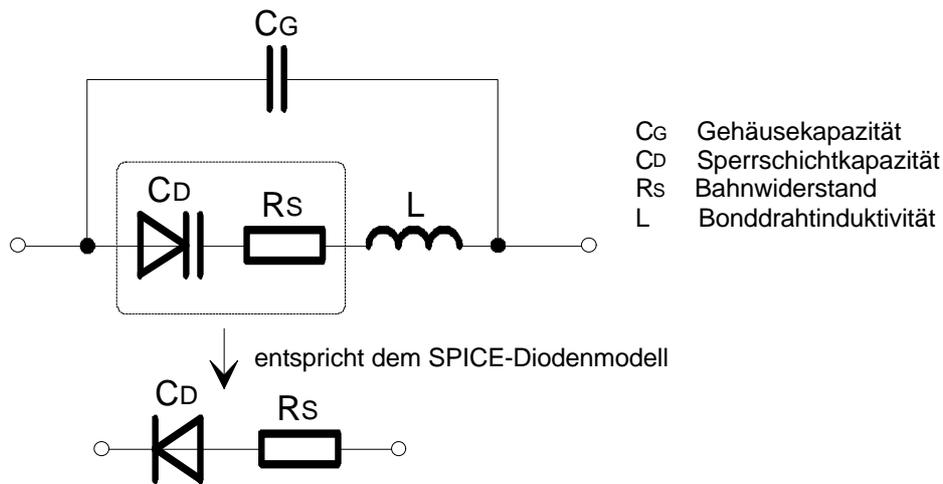


Abb 4.2: Kapazitätsdiodenmodell

Da das Kapazitätsdiodenmodell dem Modell einer in Sperrichtung betriebenen Diode entspricht habe ich die SPICE-Diodenmodellgleichungen zur Beschreibung der Kapazitätsdiode verwendet.

Die Sperrschichtkapazität hängt von der an die Diode angelegten Sperrspannung U_D ab. Die spannungsabhängige Sperrschichtkapazität wird durch Gleichung 4.1 beschrieben /1/:

$$C_D = \frac{C_{J0}}{\left(1 - \frac{U_D}{U_J}\right)^M} \quad (4.1)$$

- CJ0 Sperrschichtkapazität bei 0V Vorspannung
- M Exponent der Sperrschichtkapazität
- U_J Sperrschichtpotential bei 0V Vorspannung
- U_D Diodensperrspannung

Als Kapazitätsdiode habe ich die Diode BBY52-03W gewählt. Diese Diode hat eine sehr kleine Sperrschichtkapazität und ist besonders gut für einen Mikrowellen-VCO geeignet:

Datenblattdaten: $V_{R,max}$: 7V $I_{F,max}$: 20mA
 C_T bei $V_R=1V$: 1.75pF C_T bei $V_R=4V$: 1.25pF
 C_{Ratio} : 1.40

Ich habe die Kapazitätsdiode auf eine SMA-Buchse gelötet, wie es Abb 4.3 zeigt.

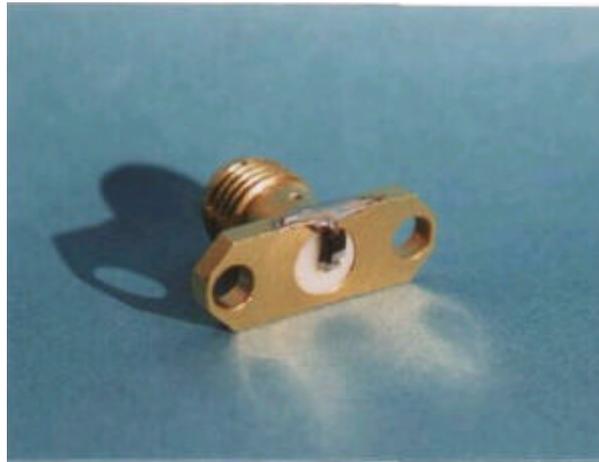


Abb 4.3 SMA-Buchse mit aufgelöteter Kapazitätsdiode

Ich habe zwei Methoden für die Parameterbestimmung untersucht:

4.2.1.1 Methode 1:

Die Parameter der Diode habe ich in zwei Stufen bestimmt:

1. Die Kapazitätsdiode habe ich am Netzwerkanalysator HP8753A angeschlossen. Über das interne Bias-Tee des Netzwerkanalysators habe ich die Sperrspannung an die Kapazitätsdiode angelegt und die Kapazitätskennlinie der Diode gemessen. Die Kapazitätswerte habe ich dabei direkt vom Netzwerkanalysator abgelesen. Aus den gemessenen Kapazitätswerten habe ich mit Gl. 4.1, unter Vernachlässigung von R_S , C_G und L , die Parameter C_{J0} , U_J und M bestimmt. Die gemessene und die modellierte Kapazitätskennlinie zeigt Abb 4.4:

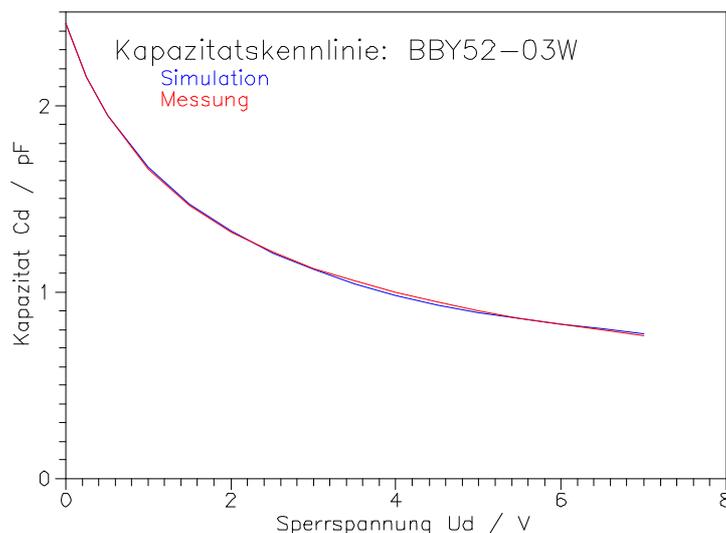


Abb 4.4: Kapazitätskennlinie der Diode BBY52-03W

2. Ich habe den Eingangsreflexionsfaktor der Kapazitätsdiode in Abhängigkeit von der Sperrspannung gemessen. Kalibriert habe ich mit dem N-Kalibrations-Kit wobei ich eine Portextension von 9.58ps verwendet habe. Die Meßanordnung zeigt Abb 4.5.

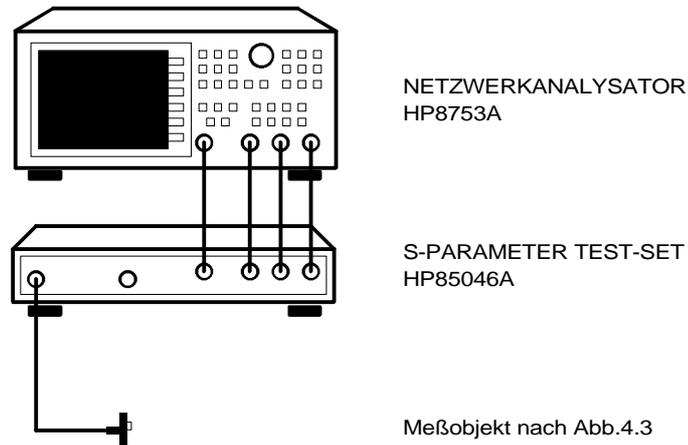


Abb 4.5: Meßanordnung der Kapazitätsdiodenmessung

Aus diesen Eingangsreflexionsfaktormessungen habe ich die Parameter C_G , R_S und L bestimmt. Dazu habe ich mein Programm SA_LIN um die Berechnung der S-Matrix der Kapazitätsdiode erweitert.

Ich habe folgende Parameter extrahiert:

$C_{J0}=2.44\text{pF}$	$U_J=0.988\text{V}$	$M=0.553$
$C_G=60.7\text{fF}$	$R_S=1.31\Omega$	$L=1.38\text{nH}$

Das SPICE-Modell BBY52-03W zeigt Tab 4.1:

Format: X N_{Anode} N_{Kathode} BBY52-03W

```
.SUBCKT BBY52-03W 1 2
D1 3 1 DBBY52
L 3 2 1.38E-9
CG 1 2 60.7E-15
.MODEL DBBY52 D ( CJO=2.44E-12 VJ=0.988 M=0.553 RS=1.31 )
.ENDS BBY52-03W
```

Tab 4.1: Kapazitätsdiodenmodell BBY52-03W

4.2.1.2 Methode 2:

Ich habe die Parameterextraktion der Kapazitätsdiode mit einem Standardverfahren verifiziert /20/. Ich möchte dieses Verfahren kurz beschreiben:

Dieses Verfahren benötigt drei Kapazitätsmessungen der Diode:

1. kleine Sperrspannung U_{D1} nahe 0V
2. Sperrspannung $U_{D2} > U_J$
3. Sperrspannung $U_{D3} \gg U_J$

Diese drei Punkte habe ich in Abb 4.6 in die Kapazitätskennlinie eingezeichnet. Die Kapazitätskennlinie habe ich im doppeltlogarithmischen Maßstab dargestellt:

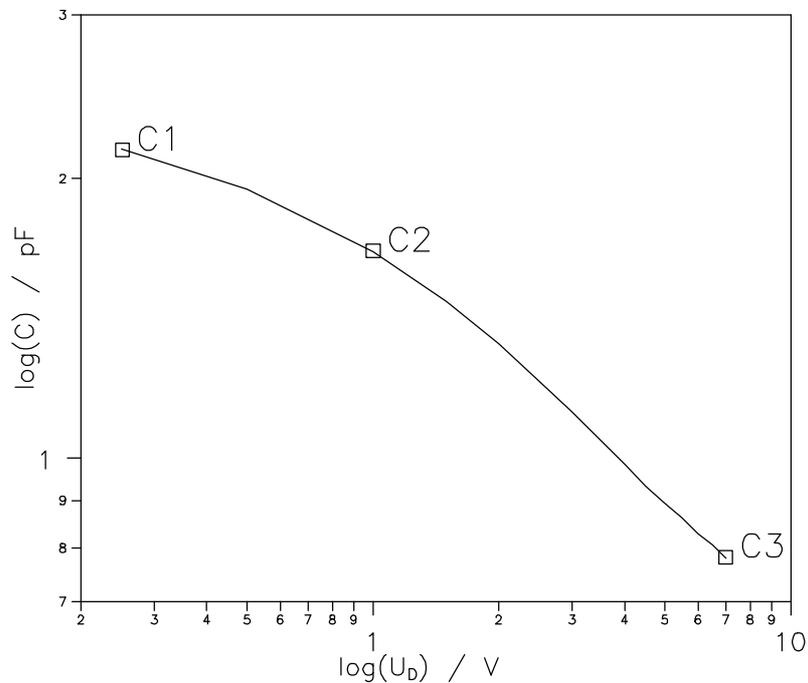


Abb 4.6: Kapazitätskennlinie im doppeltlogarithmischen Maßstab

Nach /20/ werden die Diodenparameter wie folgt bestimmt:

Der Parameter M ist die Steigung der Kurve $\log(C)$ über $\log(U_D)$. Dieser Parameter wird am besten bei großen Sperrspannungen bestimmt, damit der Einfluß des Sperrschichtpotentials U_J möglichst gering ist. (Gl. 4.2)

$$M = \frac{\ln(C_3) - \ln(C_2)}{\ln(U_{D3} + U_J) - \ln(U_{D2} + U_J)} \quad (4.2)$$

Mit dem Parameter M wird nun das Sperrschichtpotential mit zwei Meßpunkten nahe $U_D=0V$ bestimmt: (Gl. 4.3)

$$U_J = \frac{U_{D2} * \left(\frac{C_1}{C_2}\right)^{\frac{-1}{M}} - U_{D1}}{1 - \left(\frac{C_1}{C_2}\right)^{\frac{-1}{M}}} \quad (4.3)$$

Zum Schluß wird noch die Sperrschichtkapazität C_{J0} mit einem Meßpunkt nahe $U_D=0V$ bestimmt: (Gl. 4.4)

$$C_{J0} = \frac{C_1}{\left(1 + \frac{U_{D1}}{U_J}\right)^{-M}} \quad (4.4)$$

Ich habe dieses Verfahren um eine Iteration erweitert. Bei der Bestimmung von M mit Gl 4.2 muß man für U_J einen Startwert annehmen (z.B. $U_J=0.7V$). Mit Gl 4.3 erhält man jedoch ein anderes Sperrschichtpotential. Ich habe nun folgenden Algorithmus entwickelt: (siehe Abb 4.7)

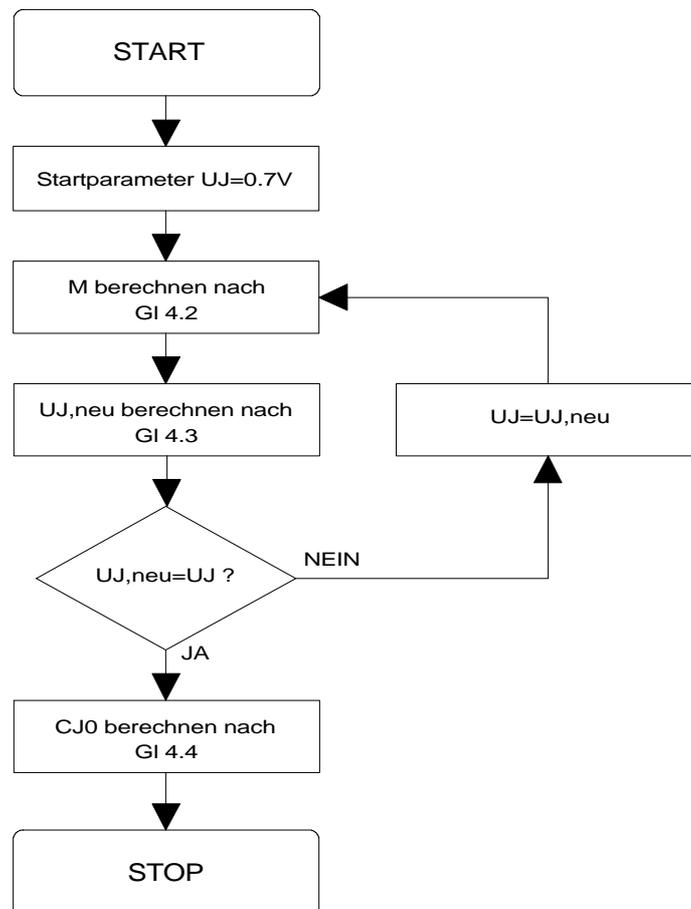


Abb 4.7: Parameterbestimmung einer Kapazitätsdiode

Ich habe mit dieser Methode das PASCAL-Programm KAP_DIOD geschrieben. Das Listing zu diesem Programm findet man im Anhang:

Ich habe mit Methode 2 folgende Parameter extrahiert:

$$CJ0=2.438\text{pF} \quad UJ=1.023\text{V} \quad M=0.551$$

Vergleich zwischen Methode 1 und Methode 2:

Ich habe die beiden Methoden anhand des quadratischen Fehlers zwischen der gemessenen und der simulierten Kapazitätskennlinie verglichen:

$$\begin{aligned} F(\text{Methode 1}) &= 1.05 \cdot 10^{-3} \\ F(\text{Methode 2}) &= 3.51 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$

Methode 2 liefert ein nur geringfügig schlechteres Ergebnis als Methode 1, benötigt jedoch nur drei Kapazitätsmessungen und einen sehr einfachen Berechnungsalgorithmus. Ich habe in meiner Arbeit das genauere Ergebnis von Methode 1 verwendet.

4.2.2 Koaxialresonator:

Der koaxiale Keramikresonator hat die Form eines Zylinders mit dem Außendurchmesser D und einer axialen Bohrung mit dem Innendurchmesser d . Der äußere und innere Zylindermantel sind mit einer Silberschicht metallisiert und bilden so zwei parallele Leitungen. Diese Leitungen werden über die Metallisierung einer Stirnfläche kurzgeschlossen. Auf diese Weise wirkt der koaxiale Keramikresonator als $\lambda/4$ Leitungskreis. Die Frequenz des Resonators hängt von dessen Länge l und vom ϵ_r -Wert der verwendeten Keramik ab [21]. Abb 4.8 zeigt die Bauform des Resonators:

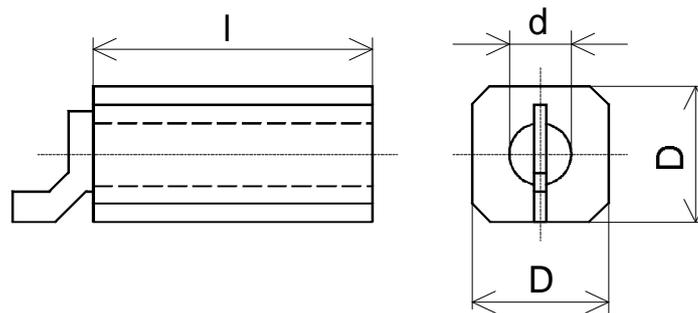


Abb 4.8: Koaxialresonatorbauform

Koaxialresonatoren zeichnen sich durch folgende Eigenschaften aus:

- Geringe dielektrische Verluste und damit hohe Güte.
- Ausgezeichnete Temperaturstabilität von ϵ_r . Sie führt in weiten Bereichen zu temperaturunabhängigen Resonanzfrequenzen.
- Herstellung von Resonatoren mit speziellen Temperaturkoeffizienten und sehr gut reproduzierbaren der Resonanzfrequenzen.
- Kleine Abmessungen

Ich habe den Resonator B69620-G2007-A410 der Fa. Siemens Matsushita mit folgenden Daten verwendet:

$$f=2\text{GHz} \quad \epsilon_r=38 \quad Q_0>350$$

$$l=6.3\text{mm} \quad D=4\text{mm} \quad d=2\text{mm}$$

Ich habe versucht den Koaxialresonator durch eine Koaxialleitung zu modellieren. Jedoch zeigten sich während der Simulation mit SPICE Konvergenzprobleme. Ich habe daher den Koaxialresonator als Schwingkreis modelliert. Der $\lambda/4$ -Resonator verhält sich wie ein Parallelschwingkreis bei der Resonanzfrequenz. Das Ersatzschaltbild (ESB) des Koaxialresonators zeigt Abb 4.9 /21/:

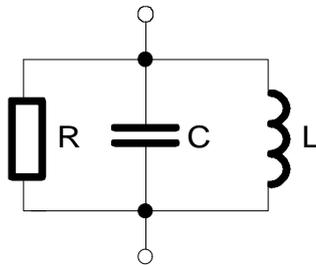


Abb 4.9: ESB eines Koaxialresonators

Die Messung des Eingangsreflexionsfaktors des Resonators war nicht möglich. Der Resonator besitzt eine große Güte $Q_0 > 350$ und deshalb ist eine feste Ankopplung an ein 50Ω -Meßsystem nicht sinnvoll. Eine lose Ankopplung über Streufelder ist nicht verifizierbar. Deshalb habe ich die Parameter mit folgenden Formeln bestimmt /21/:

Kapazitätsbelag C' :

$$C' = \frac{2\pi\epsilon_r\epsilon_0}{\ln \frac{D}{d}} \quad C = \frac{C'l}{2} \quad (4.5)$$

Induktivitätsbelag L' :

$$L' = \frac{\mu_r\mu_0}{2\pi} \ln \frac{D}{d} \quad L = \frac{8L'l}{\pi^2} \quad (4.6)$$

Verlustwiderstand R :

$$R = \frac{Q}{\sqrt{\frac{C}{L}}} \quad (4.7)$$

Für den Resonator B69620-G2007-A410 habe ich folgende Bauteilwerte berechnet:

$$C=9.6\text{pF} \quad L=708\text{pH} \quad R=3000$$

Diese Modell beschreibt nur das Verhalten für die $\lambda/4$ -Resonanz. Bei $\lambda/2$ stellt der Resonator einen Serienschwingkreis dar. Deshalb habe ich versucht das Modell zu erweitern. Das erweiterte Modell zeigt Abb 4.10:

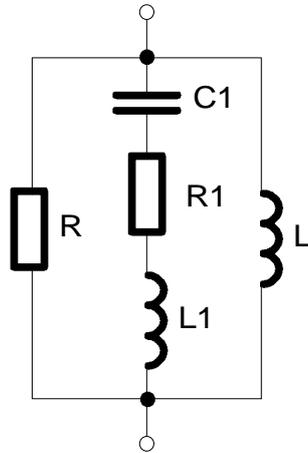


Abb 4.10: erweitertes ESB eines Koaxialresonators

Dieses Modell beschreibt sowohl die Parallelresonanz als auch die Serienresonanz. Abb 4.11 zeigt den Impedanzverlauf des Resonatormodelles:

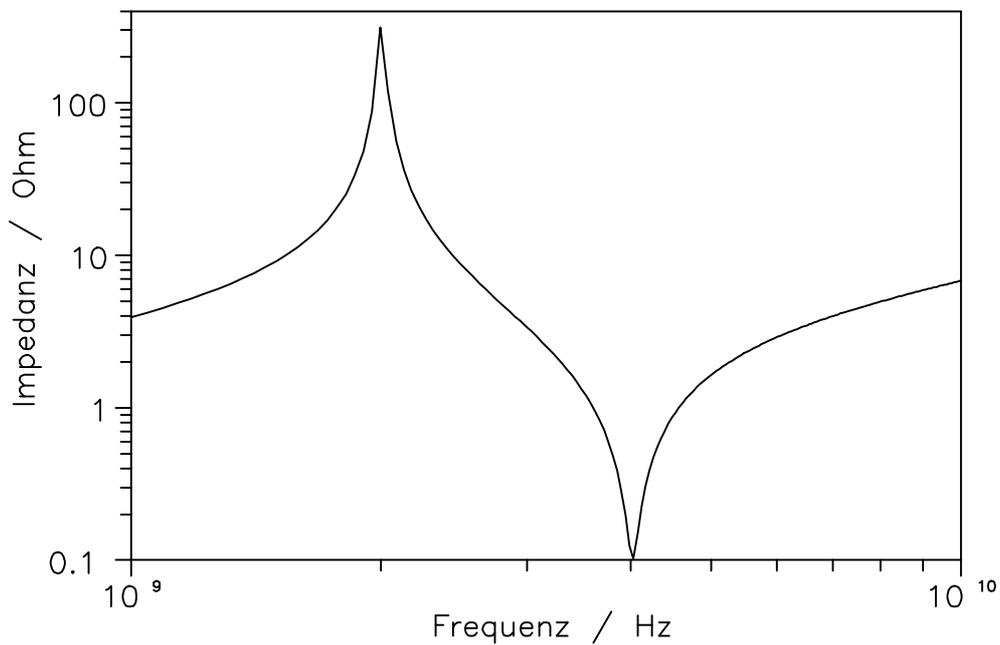


Abb 4.11: Impedanzverlauf des erweiterten Koaxialresonatormodelles

Das SPICE-Modell KOAXRESO zeigt Tab 4.2:

Format: X N₁ N₂ KOAXRESO

```
.SUBCKT KOAXRESO 1 2
C1 1 3 9.5E-12
L1 3 4 165E-12
R2 4 2 0.1
R 1 2 3000
L 1 2 500E-12
.ENDS KOAXRESO
```

Tab 4.2: erweitertes Koaxialresonatormodell

4.2.3 Kondensator:

Als Hochfrequenzkondensatoren standen zwei verschiedene Typen zur Verfügung:

- Single-Layer Kondensatoren der Firma AVX-KYOCERA
- HF-Kondensatoren der Firma Roederstein

In Abb 4.12 kann man beide Kondensatoren auf eine SMA-Buchse aufgelötet sehen:

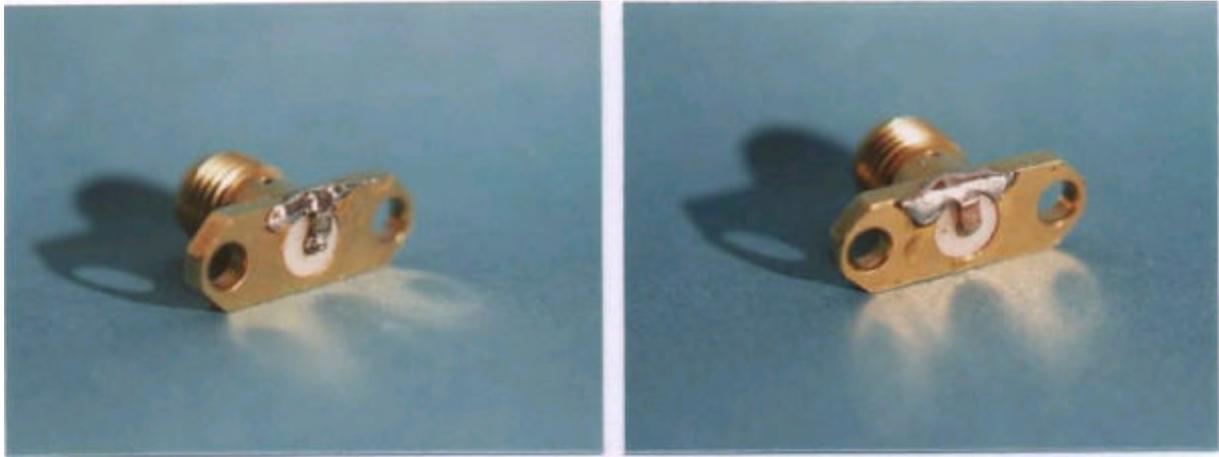


Abb 4.12a: AVX-Kondensator

Abb 4.12b: PCC-Kondensator

Beide Kondensatortypen sind Hochfrequenzkondensatoren hoher Güte. Im Mikrowellenbereich jedoch kann man nicht mehr mit idealen Kondensatoren rechnen. Man muß den idealen Kondensator um eine Serieninduktivität erweitern. Mit zunehmender Frequenz wird der Kondensator immer induktiver, bis es zur Serienresonanz kommt. Bei noch größeren Frequenzen wirkt der Kondensator dann wie eine Induktivität bis zu dem Punkt, an dem die Induktivität mit der Streukapazität einen Parallelschwingkreis bildet. Die Frequenz der Serienresonanz ist ein Gütekriterium eines Hochfrequenzkondensators und sollte möglichst hoch sein.

In Abb 4.13 zeigt das Modell eines HF-Kondensators.

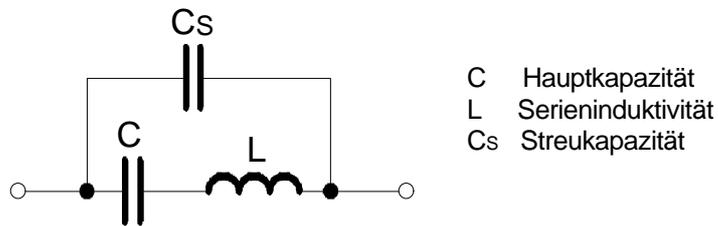


Abb 4.13: Modell eines HF-Kondensators

Als Meßobjekte wurden zwei 18pF Kondensatoren gewählt und wie Abb.4.12 zeigt auf eine SMA-Buchse gelötet. Mit dem Netzwerkanalysator HP8510 wurde der Eingangsreflexionsfaktor der beiden Kondensatoren gemessen.

Kalibrierung: HP85052D 3.5mm Economy Calibration Set

Portextension: 37.85ps

Frequenzbereich: 0.5GHz - 18.5GHz

Meßleistung: 10dBm

Abschwächer: 0dB

Aus den gemessenen Eingangsreflexionsfaktoren wurden die Parameter C, L und C_S extrahiert.

Ergebnisse:

AVX-KYOCERA Kondensator 05055J180GAW 18pF:

Baugröße: 0505

$C=18,2\text{pF}$

$L=0.59\text{nH}$ (laut Datenblatt 0.54nH)

$C_S=70\text{fF}$

Serienresonanzfrequenz: 1.5GHz

Abb 4.14 zeigt den Eingangsreflexionsfaktor des AVX-Kondensators:

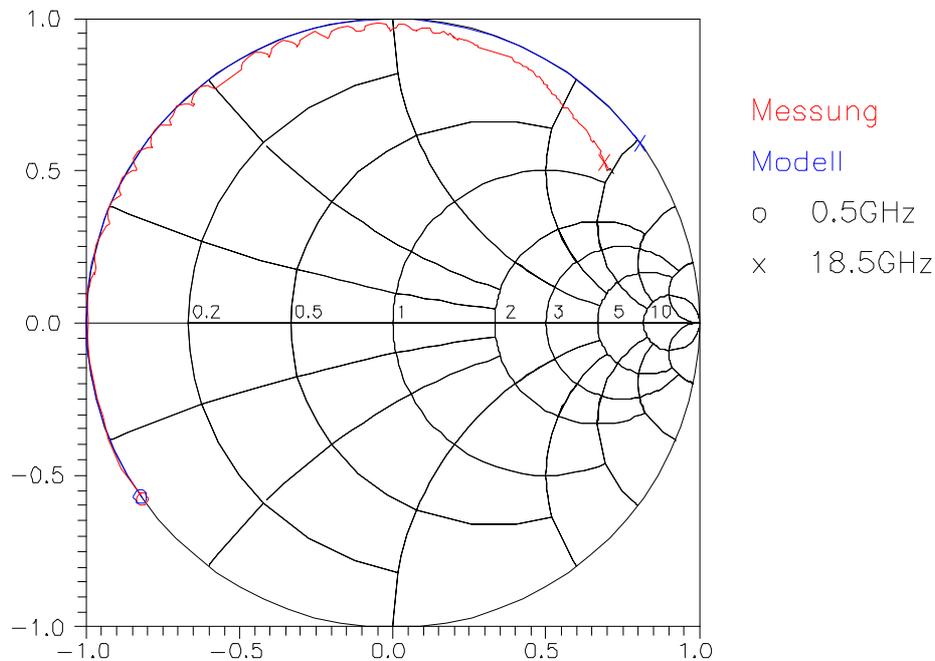


Abb 4.14: AVX-KYOCERA Kondensator 05055J180GAW 18pF

Bis ca. 12GHz stimmen Messung und Modell gut überein. Ab 12GHz treten im Dielektrikum Verluste auf, die in Abb 4.14 zu erkennen sind. Diese Verluste wurden im Modell nicht berücksichtigt, da die Kondensatoren in dieser Arbeit nur bis 2GHz eingesetzt werden. Die extrahierte Serieninduktivität ist nur geringfügig größer als der im Datenblatt angegebene Wert.

HF-Kondensator PCC101P 18pF:

Baugröße: 0805

$C=18,8\text{pF}$

$L=0.69\text{nH}$

$C_S=81\text{fF}$

Serienresonanzfrequenz: 1.4GHz

Abb 4.15 zeigt den Eingangsreflexionsfaktor des PCC-Kondensators:

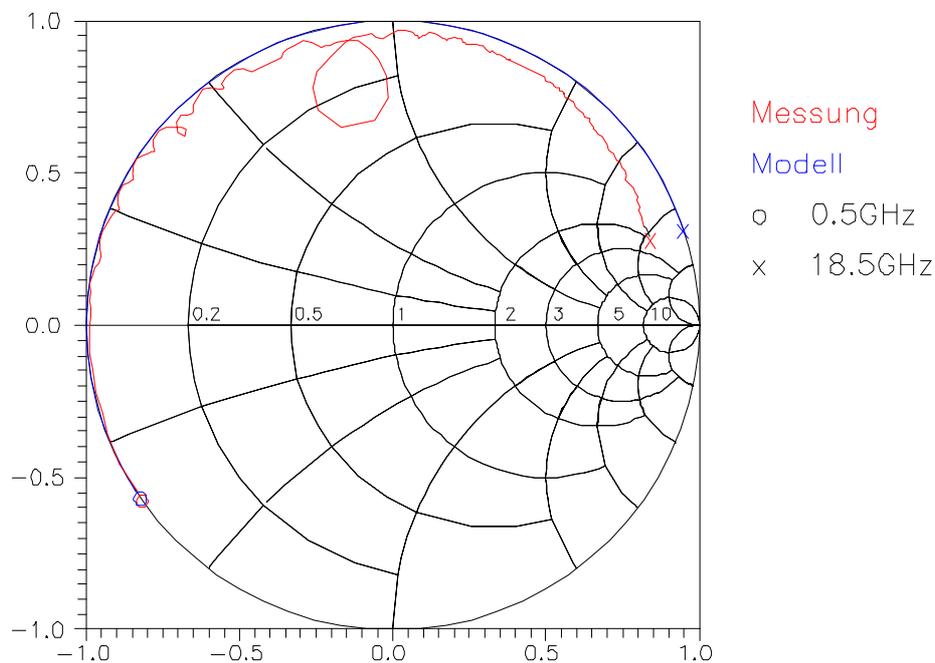


Abb 4.15: HF-Kondensator PCC101P 18pF

Die dielektrischen Verluste setzten bei diesem Kondensator schon bei 10GHz ein und es zeigte sich ein resonantes Verhalten bei 12GHz. Aufgrund der kleineren Serieninduktivität und dem besseren HF-Eigenschaften wurden in dieser Diplomarbeit nur AVX-Kondensatoren verwendet. Da alle in dieser Arbeit verwendeten AVX-Kondensatoren die selbe Bauform haben wurden die Parameter L und C_S für alle Kondensatoren verwendet.

Das SPICE-Modell: AVX_18PF zeigt Tab 4.3:

Format: X N₁ N₂ AVX_18PF

```
.SUBCKT AVX_18PF 1 2
C 1 3 18.2E-12
L 1 3 0.59E-9
CS 2 3 70E-15
.ENDS AVX_18PF
```

Tab 4.3: SPICE-Modell AVX-Kondensator

Die Serienresonanz stellt ein großes Problem für die Schaltungsentwicklung dar. Denn nur unterhalb dieser Frequenz ist der Kondensator kapazitiv. Abb 4.16 stellt die Resonanzfrequenz eines AVX-Kondensators in Abhängigkeit von der Kapazität dar.

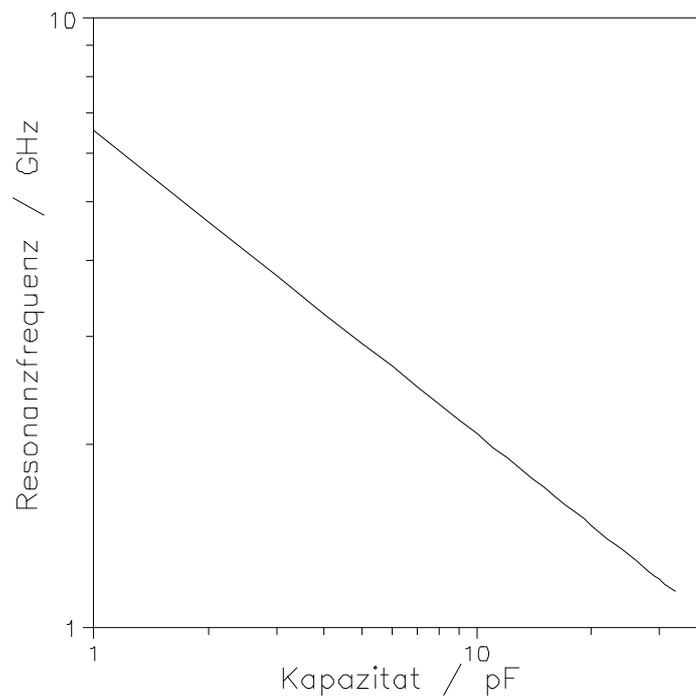


Abb 4.16: Serienresonanzfrequenzen von AVX-Kondensatoren

Grenzkapazitäten:

2GHz: 10pF

4GHz: 2.7pF

4.3 Schaltungsdimensionierung und Schaltungsaufbau:

Ich habe folgende Bauteile verwendet:

- Transistoren: AT60535 (siehe Kap 3.7)
- Kapazitätsdiode: BBY52-03W (siehe Kap 4.2.1)
- 2GHz-Koaxialresonator B69620-G1707-A410 (siehe Kap 4.2.2)
- HF-Kondensatoren: AVX-ACCU F (siehe Kap 4.2.3)

Bei der Messung der Transistorstreuparameter habe ich die Abhängigkeit des S_{21} vom Kollektorstrom bei 2GHz aufgenommen (siehe Abb.4.17). Ich habe den Arbeitspunkt der Transistoren so gewählt, daß der Transistor ein möglichst großes S_{21} besitzt.

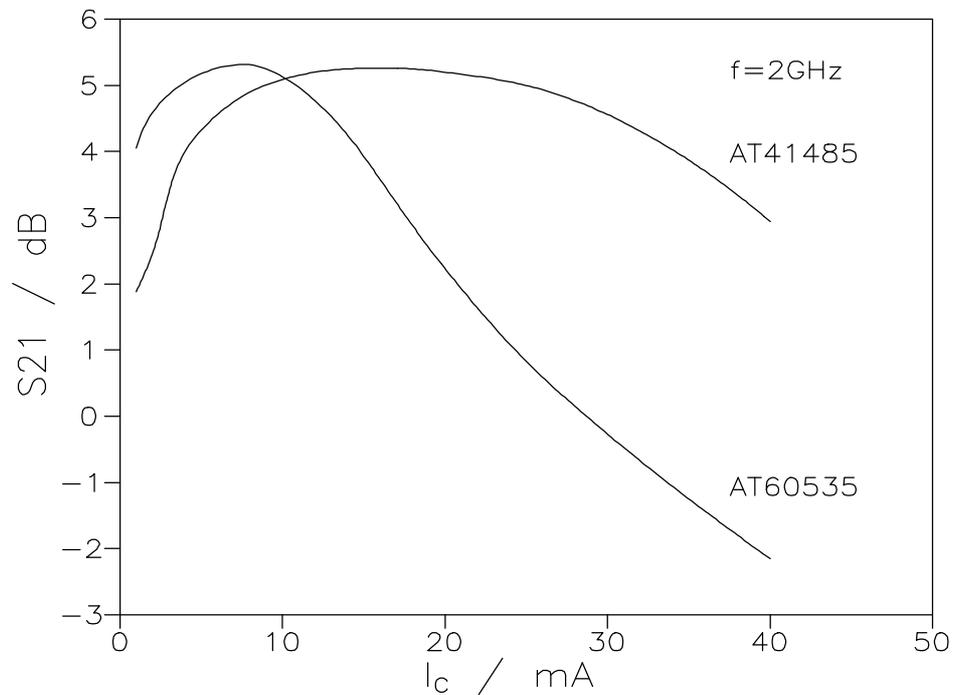


Abb 4.17: Stromabhängigkeit des Transistorparameters S_{21}

Die Versorgungsspannung habe ich $U_B=5V$ gewählt.

Transistorarbeitspunkt: $I_C=10mA$ $U_{CE}=3V$ gewählt

Die Widerstände R_2 und R_3 dürfen nicht zu klein sein, da sie die Güte des Koaxialresonators verringern. Die Basis von T_1 liegt auf der halben Versorgungsspannung U_B :

$R_2=R_3=12k$ gewählt

Der Widerstand R_5 ergibt sich aus dem Spannungsabfall U_{R5} und I_C :

$R_5=(U_B/2-U_{BE})/I_C=(2.5V-0.8V)/10mA=170\Omega$ $R_5=180\Omega$ gewählt

$R_4=100\Omega$ gewählt

Die Pufferstufe arbeitet in Emitterschaltung mit Spannungsgegenkopplung:

$R_7=270\Omega$ gewählt

$R_6=33k$ gewählt

Der Oszillator wird über C_5 und die Kollektor-Emitter-Kapazität rückgekoppelt. Den optimalen Wert habe ich durch Simulationen bestimmt. Ich habe dabei ein Optimum zwischen Ausgangsleistung und Oberwellengehalt gesucht:

$C_5=0.82pF$ durch Simulationen bestimmt

Die Koppelkondensatoren habe ich wie folgt gewählt:

$C_2=C_3=0.5pF$

$C_4=C_6=33pF$

Die Bauteile R_1 und C_1 habe ich wie folgt gewählt:

$R_1=4k7$

$C_1=22pF$

Den VCO habe ich in SMD-Technik auf einer Hf-Printplatte aufgebaut. Die fertige Schaltung habe ich in ein geschirmtes Gehäuse eingebaut.

Für den Aufbau des VCO's habe ich folgendes Printmaterial verwendet:

Printmaterial: Teflon RT/duroid 5870 der Fa. ROGERS
 $\tan\delta=0.0012$ $h=0.79\text{mm}$ $\epsilon_r=2.33$

Die 50Ω -Leitung ist bei diesem Printmaterial ca. 2.3mm breit.

Abb 4.18 zeigt den Print- und den Bestückungsplan:

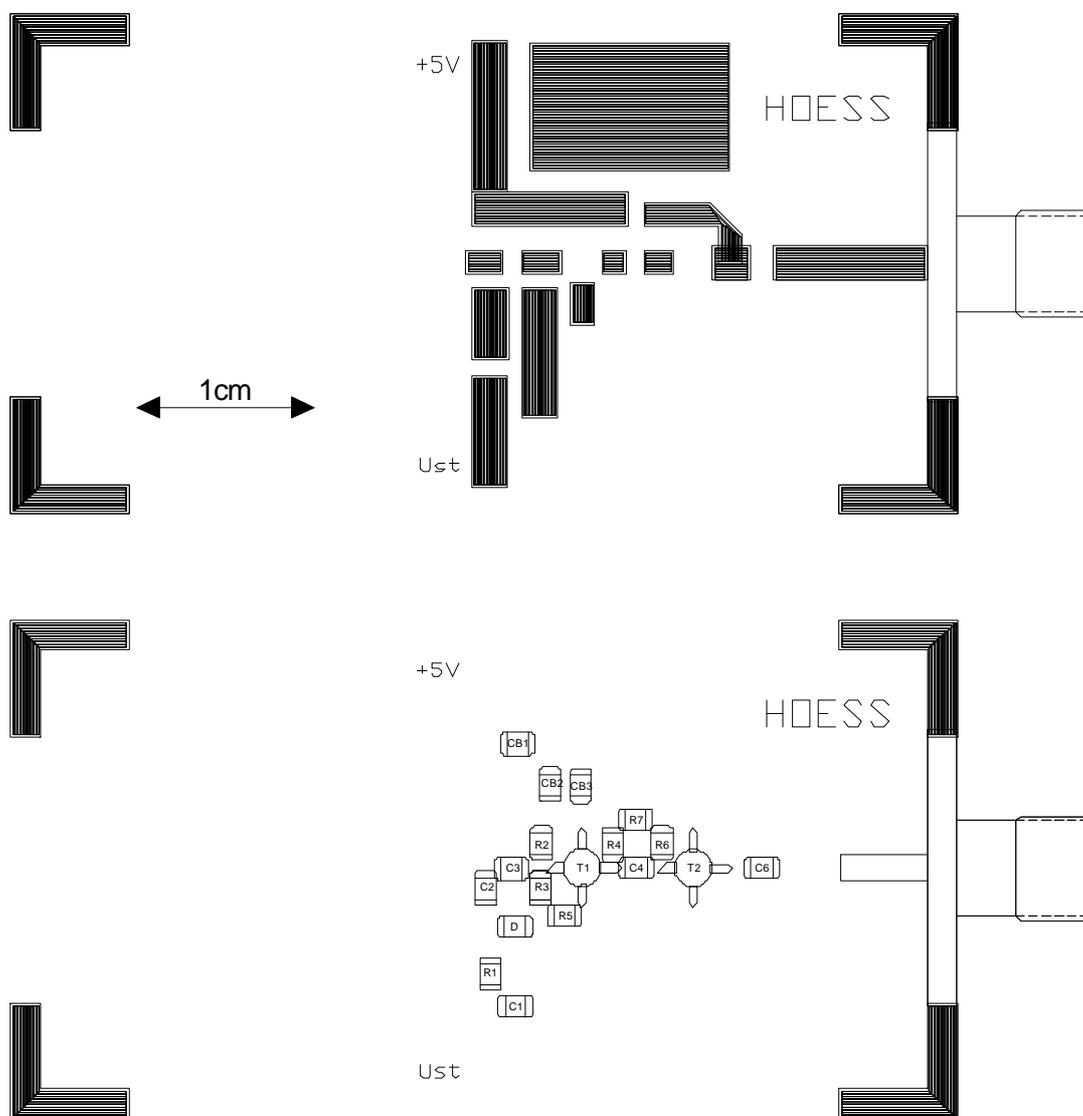
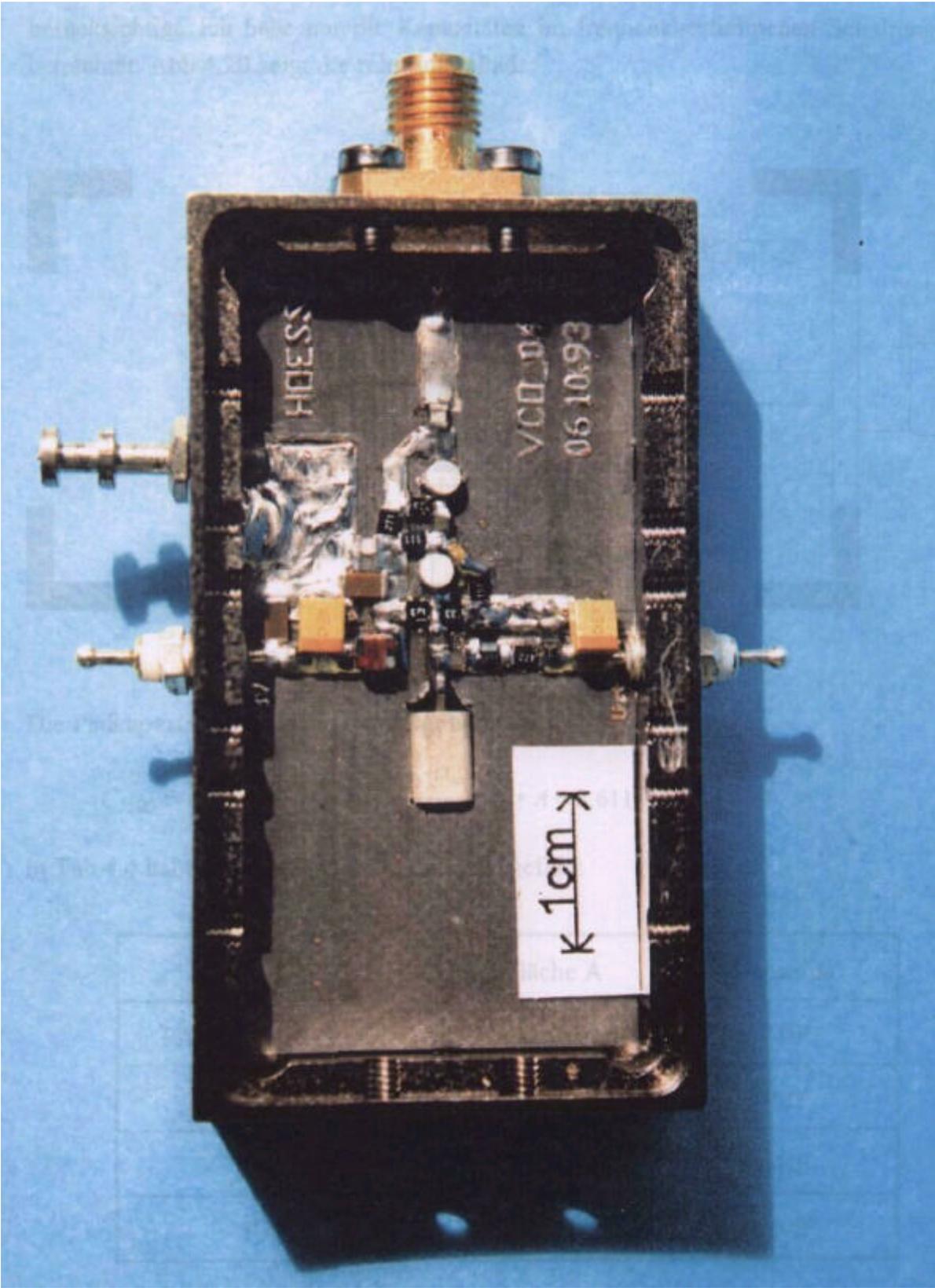


Abb 4.18: Print- und Bestückungsplan des VCO's

Abb 4.19 zeigt den fertigen VCO mit abgenommenen Gehäusedeckel:



4.4 Schaltungssimulation:

Für die Simulation des VCO's habe ich die Padkapazitäten der Printplatte berücksichtigt. Ich habe nur die Kapazitäten im frequenzbestimmenden Schaltungsteil betrachtet. Abb 4.20 zeigt die relevanten Pads:

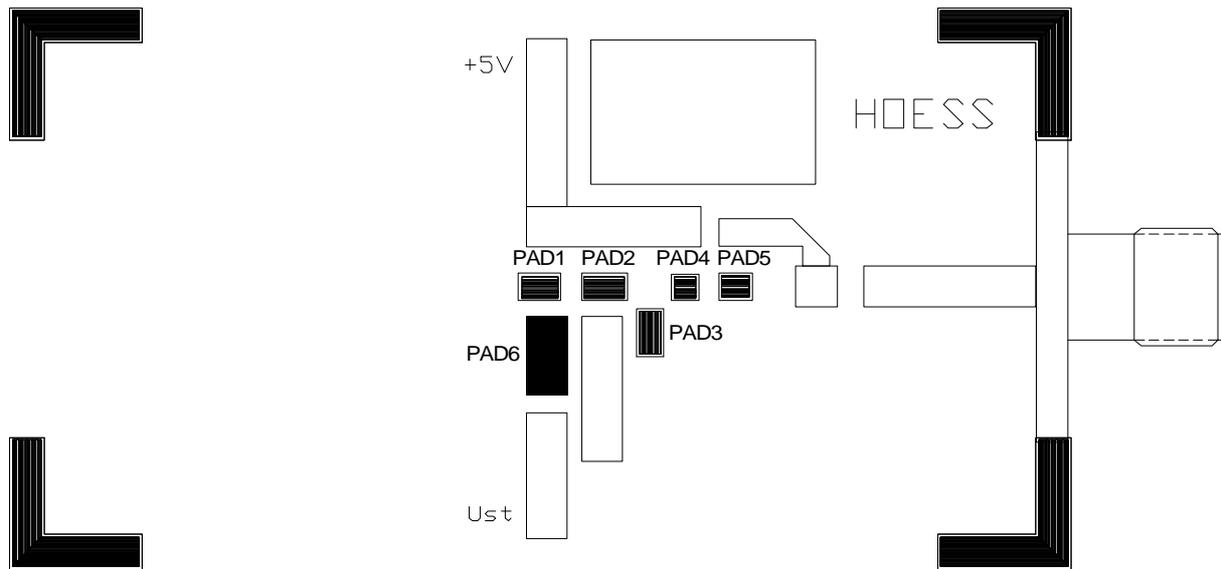


Abb 4.20: Printplan mit ausgewählten Pads

Die Padkapazitäten habe ich wie folgt berechnet:

$$C_{PAD} = \frac{\epsilon_0 * \epsilon_r * A}{d} = \frac{8.8542 * 10^{-12} * 2.33}{0.79 * 10^{-3}} * A = 2.611 * 10^{-8} * A$$

In Tab 4.4 habe ich die Resultate zusammengefaßt:

	Fläche A	Kapazität
PAD1=PAD2=PAD3	$2.835 * 10^{-6} \text{m}^2$	74fF
PAD4	$1.823 * 10^{-6} \text{m}^2$	48fF
PAD5	$2.43 * 10^{-6} \text{m}^2$	64fF
PAD6	$8.19 * 10^{-6} \text{m}^2$	214fF

Tab 4.4: Padkapazitäten

Abb 4.21 zeigt die gesamte SPICE-Simulationsschaltung:

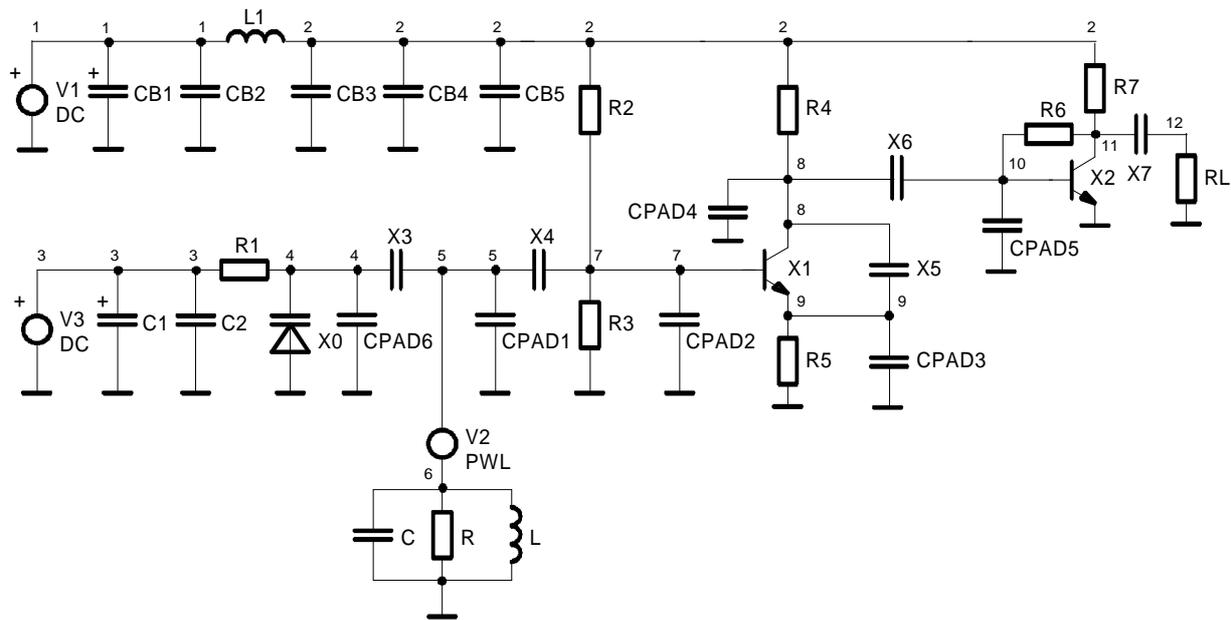


Abb 4.21: SPICE-Simulationsschaltung

In Tabelle 4.5 habe ich die verwendeten Bauteile und ESB-Werte aufgelistet:

R, L, C	2GHz Koaxialresonator: B69620-G2007-A410 ESB: R=3k L=708pH C=9.6pF
X0	Kapazitätsdiode: BBY52-03W (Fa. Siemens)
X1, X2	Bipolartransistor: AT60535 (Fa. Avantek)
X3, X4	Hf-Kondensatoren: 0.5pF (Fa. AVX-Kyocera)
X5	Hf-Kondensator: 0.82pF (Fa. AVX-Kyocera)
X6, X7	Hf-Kondensatoren: 33pF (Fa. AVX-Kyocera)
L1	SMD-Induktivität: 8.2uF
CB1, C1	SMD-Tantalkondensator: 22uF/25V
CB2, CB3, C2	SMD-Kondensatoren: 22nF
CB4	SMD-Kondensator: 22pF
CB5	SMD-Kondensator: 2.2pF
R1	SMD-Widerstand: 4k7
R2, R3	SMD-Widerstände: 12k
R4	SMD-Widerstand: 110
R5	SMD-Widerstand: 150
R6	SMD-Widerstand: 33k
R7	SMD-Widerstand: 270
RL	Lastwiderstand: 50
CPAD1, CPAD2, CPAD3	Streukapazität: 74fF
CPAD4	Streukapazität: 48fF
CPAD5	Streukapazität: 64fF
CPAD6	Streukapazität: 214fF
V1	Versorgungsspannung: 5V
V2	Pulsquelle zum Anschwingen des VCO's
V3	Steuerspannung: 0-7V

Tab 4.5: verwendete Bauteilwerte

Die SPICE-Simulationsdatei findet man im Anhang C.3.

4.5 Vergleich Messung - Simulation:

4.5.1 Ausgangssignal:

Ich habe mit dem Samplingoszilloskop Tektronix 11801A das Ausgangssignal des VCO's aufgezeichnet. Eine Gegenüberstellung zwischen Messung und Simulation zeigt Abb 4.22:

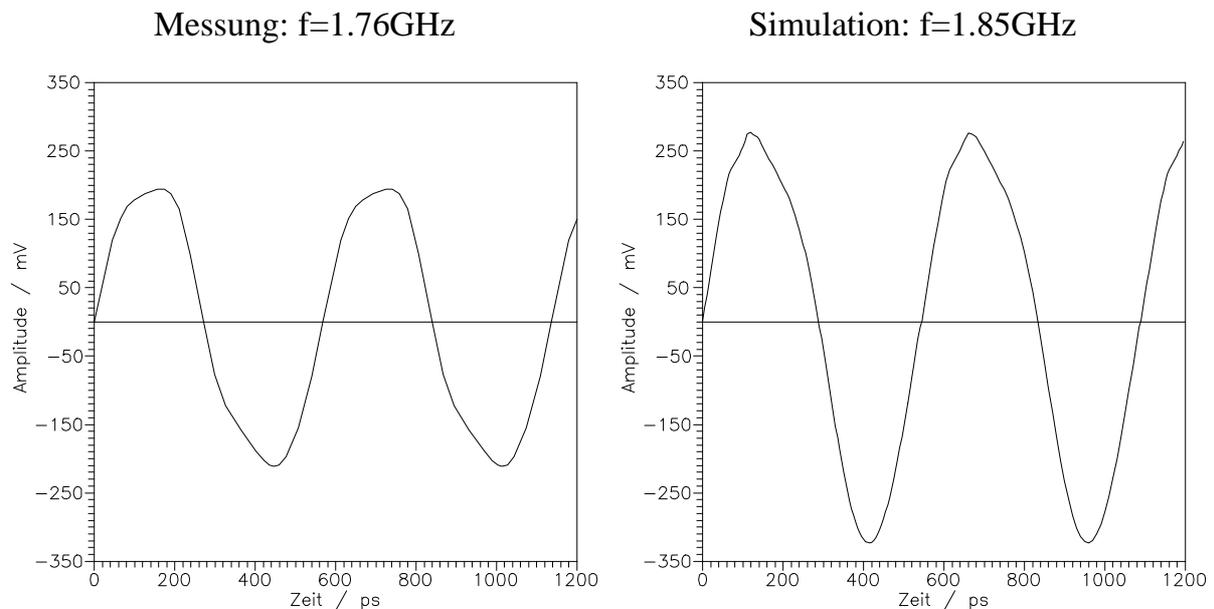


Abb 4.22: Ausgangssignal des VCO's

Die Form der Ausgangssignale weicht voneinander ab. Die Spitzen-Spitzen-Spannung des simulierten Signales ist nur um 50% größer als das Ausgangssignal des VCO's.

Abb 4.23 zeigt das gemessene Ausgangsspektrum des VCO:

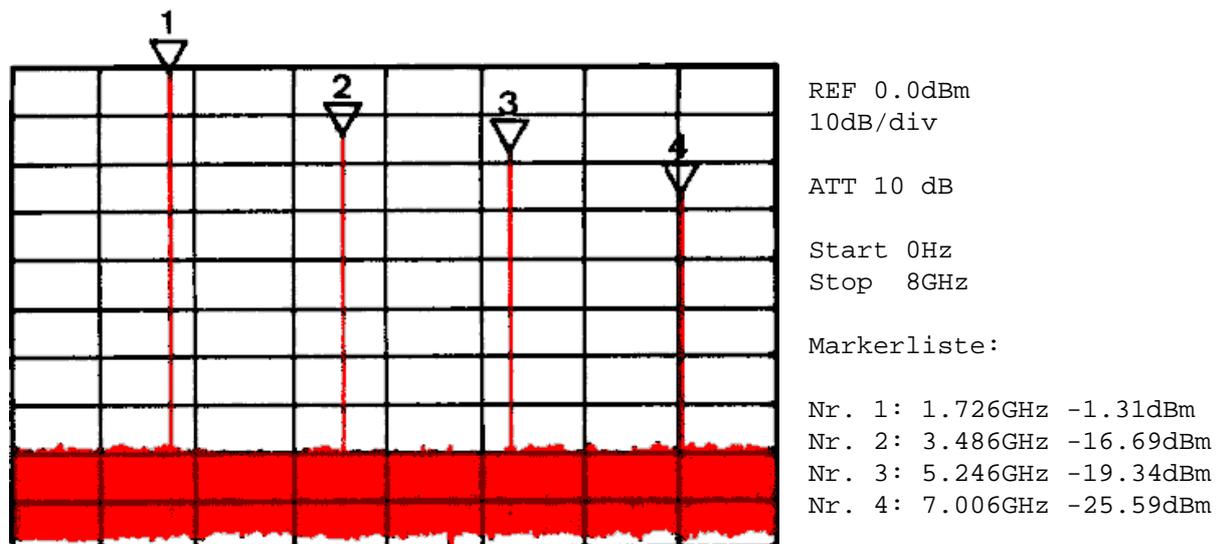


Abb 4.23: gemessenes Ausgangsspektrum des VCO

4.5.2 Steuerkennlinie:

Die Messung der Steuerkennlinie habe ich mit dem Samplingoszilloskop vorgenommen. Diese Oszilloskop kann die Schwingfrequenz direkt anzeigen, und die Messgenauigkeit ist größer als vom Spektrumanalysator. Für die Simulation mußte ich für jeden Steuerspannungswert eine eigene Simulation laufen lassen. Ich habe 2000 Schwingungszüge berechnet und die Frequenz durch Zählen der Nulldurchgänge bestimmt.

Abb 4.23 zeigt die gemessene und die simulierte Steuerkennlinie:

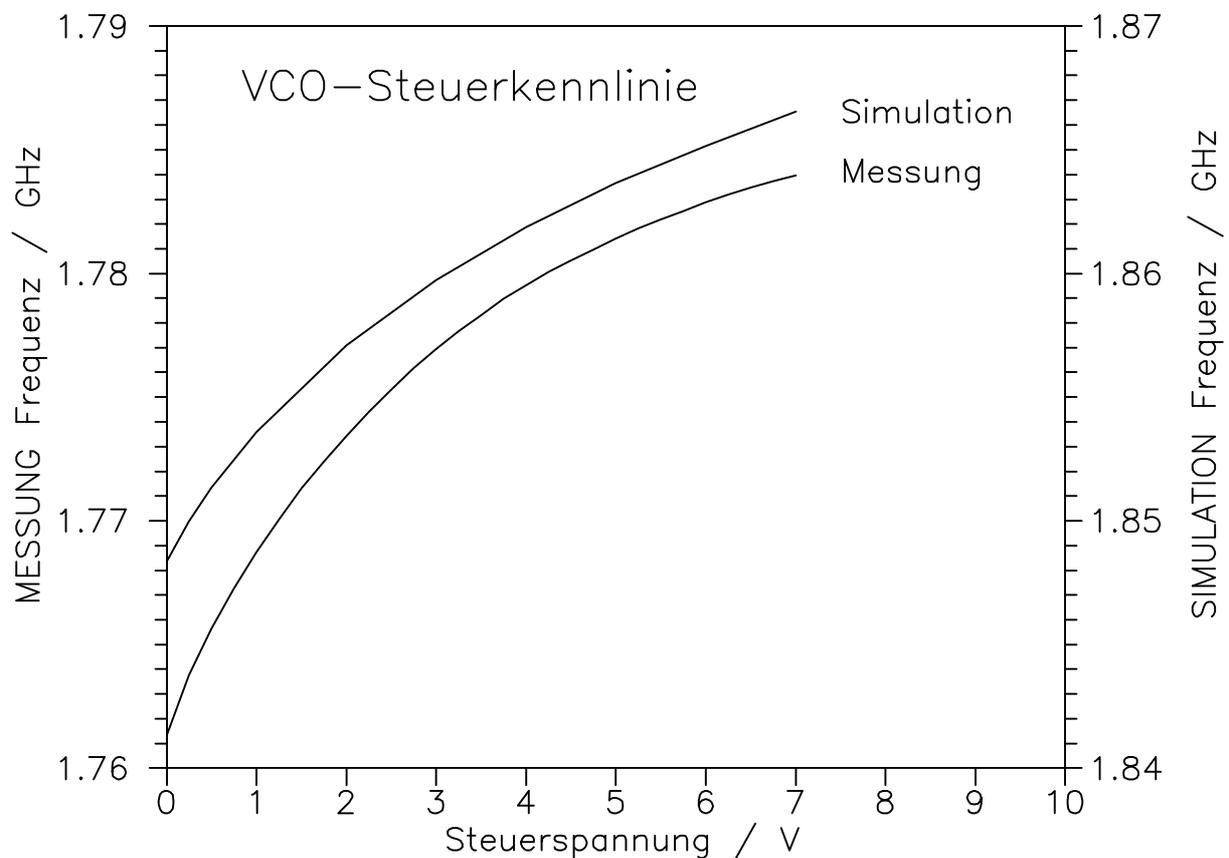


Abb 4.23: Steuerkennlinie

Aus der Steuerkennlinie habe ich den Abstimmbereich und die Frequenzsteilheit bestimmt. Die Ergebnisse habe ich in Tab 4.6 zusammengefaßt:

	Messung:	Simulation
Frequenz/ $U_{ST}=0V$	1.76GHz	1.85GHz
Abstimmbereich	22.6MHz	18.2MHz
Frequenzsteilheit/ $U_{ST}=-3V$	3.0MHz	2.4MHz

Tab 4.6: Vergleich zwischen Messung und Simulation

Die simulierte VCO-Frequenz ist um 5% größer als die gemessene Frequenz und der simulierte Abstimmbereich ist um 25% kleiner als der gemessene. Mögliche Ursachen können sein:

- zusätzliche Streukapazität, die durch den Einbau des VCO's in ein geschirmtes Gehäuse entstanden ist.
- Modellierung der Kapazitätsdiode: Ich habe die Kapazitätsdiode mit zwei verschiedenen Methode modelliert, die fast das selbe Ergebnis lieferten. Daher ist die Ursache in der Meßmethode der Kapazitätskennlinie eine mögliche Erklärung. (z.B. Kalibrierung des Netzwerkanalysators)
- Modellierung des Koaxialresonators: Die Modellierung des Resonators durch ein koaxiales Leitungsstück wäre sich besser als die Modellierung durch ein Parallelschwingkreis-ESB. Jedoch hat sich bei der Simulation gezeigt, das SPICE Konvergenzprobleme mit Leitungsstücken hat.

4.5.2 Seitenbandrauschen:

Das Seitenbandrauschen habe ich für drei Frequenzabstände gemessen. Von den gemessenen Werten habe ich noch den Einfluß des Zwischenfrequenzfilters des Spektrumanalysators (RBW=10Hz) berücksichtigt:

$$L(f) = L(f)_{gemessen} - 10 \cdot \log \frac{RBW [Hz]}{1Hz} = L(f)_{gemessen} - 10dB \quad (4.8)$$

Seitenbandrauschen:	L(1kHz)	< -60dBc/Hz
	L(5kHz)	< -80dBc/Hz
	L(10kHz)	< -85dBc/Hz

Abb 4.24 zeigt das Seitenbandrauschen L(1kHz):

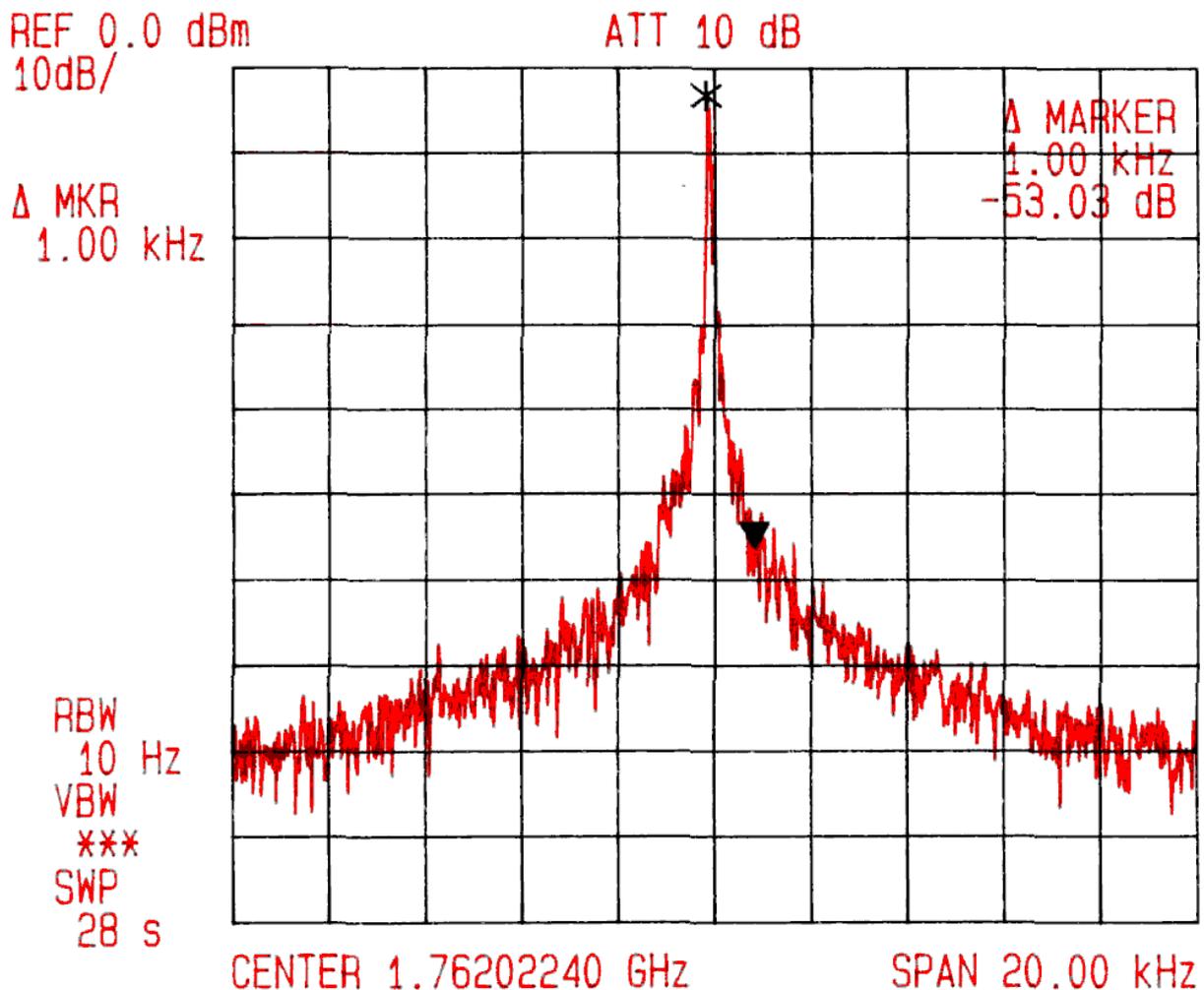


Abb 4.24 Seitenbandrauschen

4.6 Datenblatt des VCO's:

Abb 4.25 zeigt den fertigen VCO im Maßstab 1:1

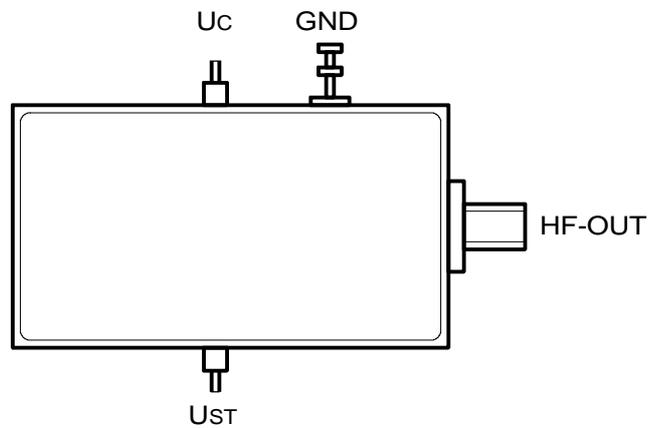


Abb 4.25: VCO im Maßstab 1:1

Daten:

Ausgangsleistung:	$L_{\text{aus}}=0\text{dBm}$
Versorgungsspannung:	$U_C=5\text{V} / 15\text{mA}$
Abstimmspannung:	$U_{ST}= 0\dots-7\text{V}$
Frequenzbereich:	1.761GHz...1.784GHz
Abstimbereich:	22.6MHz
Frequenzsteilheit:	3.0MHz/V bei $U_{ST}=-3\text{V}$
Seitenbandrauschen:	$L(1\text{kHz}) < -60\text{dBc/Hz}$ $L(5\text{kHz}) < -80\text{dBc/Hz}$ $L(10\text{kHz}) < -85\text{dBc/Hz}$