

**Aufbau eines automatischen Load Pull
Messplatzes für Leistungsverstärker
mittlerer Ausgangsleistung**

Masterarbeit

durchgeführt von

Robert Jöbstl

am Institut für Breitbandkommunikation des Fachbereichs
Nachrichtentechnik und Wellenausbreitung
der Technischen Universität Graz

Vorstand: Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Gernot Kubin

Betreuer: Ass.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Erich Leitgeb

Graz, Mai 2007

**Diese Arbeit wurde in Zusammenarbeit
mit der Firma**



Siemensstraße 43
8530 Deutschlandsberg

unter der Betreuung von
Dipl.-Ing. Thomas Rottach und **Dipl.-Ing. Christian Korden**
durchgeführt.

Danksagung

Den größten Dank möchte ich meinen Eltern aussprechen, die mich im Laufe meines Studiums in allen Belangen vollauf unterstützt haben und es mir damit ermöglichten ein Universitätsstudium abzuschließen.

Für die gute Zusammenarbeit und Betreuung während der Masterarbeit bedanke ich mich bei Thomas Rottach und Christian Korden. Des Weiteren möchte ich mich bei den Mitarbeitern der Abteilung HF-Modulentwicklung bedanken, die bei Fragen und Problemen immer ein offenes Ohr für mich hatten. Ein Dank gilt auch den Labormitarbeitern Andreas Haas und Martin Lienhart für ihre Unterstützung im Zuge der Arbeiten für den Messaufbau.

Schließlich bedanke ich mich bei meinem Betreuer Erich Leitgeb vom Institut für Nachrichtentechnik und Wellenausbreitung der Technischen Universität Graz.

Kurzfassung

Leistungsverstärker spielen als Komponenten von mobilen Endgeräten eine wichtige Rolle, da sie einerseits die Betriebszeit des Geräts und andererseits die Qualität des Signals entscheidend mit beeinflussen. Zur Analyse des Verhaltens und der Ausgangsanpassung von Leistungsendstufen dient das sogenannte *Load Pull Tuning*.

Das Ziel dieser Arbeit war es einen Messplatz aufzubauen und ein entsprechendes Programm zu entwickeln, um automatisierte *Load Pull* Messungen an PA-Modulen durchführen zu können und die aufgenommenen Daten zu sichern, graphisch darzustellen und auszuwerten. Dazu wurden zunächst die benötigten Komponenten ausgewählt und der erforderliche Messaufbau realisiert, um die gewünschten Parameter messen zu können. Im Anschluss daran wurde das Programm in der Umgebung von Agilent VEE Pro entwickelt, bevor abschließend zwei verschiedene Varianten zur Darstellung und Auswertung der aufgenommenen Daten miteinander verglichen und ihre Ergebnisse bewertet wurden.

Abstract

The importance of power amplifiers (PA) as components of wireless communication applications is vital due to its influence regarding operating time and signal quality. Load pull tuning is a procedure to analyze the behaviour and output matching of amplifiers.

The objective of this thesis was to develop a measuring system including the appropriate user software to perform load pull measurements with PA-modules and to save, graph and interpret the acquisitioned data. For this purpose the necessary components were chosen and the required measurement setup was realized to measure the desired parameters. Subsequently the software was developed using the environment of Agilent VEE Pro. A comparison and evaluation of two different alternatives for the graphical representation and interpretation of the acquisitioned data concluded the task.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	- 1 -
2	Grundlagen	- 3 -
2.1	Streuparameter	- 3 -
2.1.1	Zweiter	- 3 -
2.1.2	Stehwellenverhältnis und Anpassungsfaktor	- 7 -
2.2	Smith-Diagramm	- 7 -
2.3	Hochfrequenzverstärker	- 10 -
2.3.1	Kenngrößen	- 11 -
2.3.2	Nichtlinearität	- 12 -
2.4	<i>Load Pull Tuning</i>	- 16 -
2.4.1	Allgemeines	- 16 -
2.4.2	Automatisierte Tuner	- 17 -
2.5	Module	- 21 -
2.5.1	Produktionsprozess	- 21 -
2.5.2	Aufbau der Module	- 23 -
3	Entwurf und Realisierung	- 26 -
3.1	Messaufbau	- 26 -
3.2	Steuerung und Charakterisierung des Tuners	- 27 -
3.2.1	Steuerung des Tuners	- 27 -
3.2.2	Charakterisierung des Tuners	- 28 -
3.3	Realisierung des Messprogramms	- 34 -
3.3.1	Überblick	- 34 -
3.3.2	Gesamtablauf und Flussdiagramm	- 37 -
3.3.3	Initialisierung	- 39 -
3.3.4	Kalibrierung	- 40 -
3.3.5	Messungen	- 46 -
4	Auswertung der Messergebnisse	- 57 -
4.1	Variante I – Tabellenkalkulationsprogramm	- 57 -
4.1.1	Messung <i>Gain/Current</i>	- 57 -
4.1.2	Messung <i>1 db Compression</i>	- 60 -
4.2	Variante II – Simulationsprogramm	- 62 -

4.3	Vergleich und Bewertung	- 64 -
5	Zusammenfassung	- 66 -
	Literaturverzeichnis	- 67 -
	Abkürzungsverzeichnis	- 69 -

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Vor- und rücklaufende Spannungswelle	- 3 -
Abbildung 2: Anschlussleitungen beim Zweitor	- 4 -
Abbildung 3a: Konforme Abbildung in das Kreisdiagramm I	- 9 -
Abbildung 3b: Konforme Abbildung in das Kreisdiagramm II.....	- 10 -
Abbildung 4: Ersatzschaltbild eines Verstärkerzweitors.....	- 10 -
Abbildung 5: Darstellung des 1-dB-Kompressionspunkts	- 13 -
Abbildung 6: Lage der Intermodulationsprodukte 3. Ordnung P_3 und P_4	- 14 -
Abbildung 7: Kurvenverläufe zur Definition des IP_2 und IP_3	- 15 -
Abbildung 8: Messaufbau für eine Messung mit <i>Source-</i> und <i>Load Pull Tuning-</i>	- 17 -
Abbildung 9: Schematischer Aufbau der LTCC.....	- 22 -
Abbildung 10: Darstellung eines realen Moduls.....	- 23 -
Abbildung 11: Blockschaltbild eines PAiD-Moduls.....	- 24 -
Abbildung 12: Blockschaltbild des Leistungsverstärkers	- 24 -
Abbildung 13: Messaufbau	- 26 -
Abbildung 14: Foto des automatisierten Tuners	- 29 -
Abbildung 15: Blockschaltbild für die Tunercharakterisierung	- 29 -
Abbildung 16: Dialogfenster zur Definition der <i>Step Reflection</i> -Charakterisierung .	- 31 -
Abbildung 17: Dialogfenster zur Definition der <i>Step Position</i> -Charakterisierung....	- 32 -
Abbildung 18: Darstellung einer Tunercharakterisierung in SNPW	- 33 -
Abbildung 19: Benutzeroberfläche des Programms.....	- 34 -
Abbildung 20: Flussdiagramm der Funktion Main	- 37 -
Abbildung 21: Flussdiagramm der Initialisierung	- 39 -
Abbildung 22: Flussdiagramm der Kalibrierung	- 41 -
Abbildung 23: Messaufbau für Schritt 1 der Kalibrierung.....	- 43 -
Abbildung 24: Messaufbau für Schritt 2 der Kalibrierung.....	- 44 -
Abbildung 25: Messaufbau für Schritt 3a der Kalibrierung	- 44 -
Abbildung 26: Messaufbau für Schritt 3b der Kalibrierung.....	- 45 -
Abbildung 27: Flussdiagramm der Messung <i>Gain/Current</i>	- 47 -
Abbildung 28: Informationsfenster der Messung <i>Gain/Current</i>	- 48 -
Abbildung 29: Flussdiagramm der Messung <i>1 dB Compression</i>	- 54 -
Abbildung 30: Informationsfenster der Messung <i>1 dB Compression</i>	- 55 -

Abbildung 31: Smith-Diagramm in Excel.....	- 59 -
Abbildung 32: Ausgangsleistung als Funktion der Eingangsleistung.....	- 61 -
Abbildung 33: Gewinnkompression als Funktion der Eingangsleistung	- 62 -
Abbildung 34: Auswertung in Microwave Office	- 63 -

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Werte der Datenreihe für 25,2 dB.....	- 60 -
Tabelle 2: Werte der Datenreihe für 20,4 dB.....	- 60 -

1 Einleitung

Durch das schnelle Wachstum der drahtlosen Kommunikationsindustrie in den letzten Jahren werden an die Hersteller der Bauteile von mobilen Endgeräten immer höhere Ansprüche gestellt. Die drei wichtigsten Faktoren in diesem Zusammenhang sind Kosten, Größe und Zuverlässigkeit. Das bedeutet, die Komponenten sollen bei ständig sinkenden Preisen eine immer geringere Größe, aber gleichzeitig auch eine höhere Zuverlässigkeit aufweisen. Von zunehmender Relevanz ist auch die Betriebsdauer von mobilen Endgeräten, die unter anderem stark von der Bauweise und dem Verhalten der verwendeten Leistungsverstärker abhängt. Dieses Verhalten von Leistungsendstufen wiederum steht in engem Zusammenhang mit dem Anpassungsgrad des Transistorausgangs, der auf unterschiedliche Charakteristika hin optimiert werden kann. Zur Feststellung der verschiedenen Lastimpedanzen, welche bestmöglichen Gewinn, Wirkungsgrad oder maximale Ausgangsleistung bedeuten, bedient man sich eines Verfahrens namens *Load Pull Tuning*. Dabei werden die Lastimpedanzen am Ausgang des Verstärkers nach Betrag und Phase schrittweise verändert, während die wesentlichen Parameter wie Gewinn, Stromaufnahme oder Sättigungsleistung gemessen werden.

Das Ziel dieser Arbeit ist es, einen Messplatz für Leistungsverstärker aufzubauen und ein geeignetes Programm zur Steuerung der Messabläufe zu entwickeln, um damit automatisierte *Load Pull* Messungen an Leistungsverstärkern durchführen zu können. Weiters soll eine geeignete Möglichkeit gefunden werden, um die Messdaten zu erfassen, darzustellen und auszuwerten.

Die vorliegende Arbeit gliedert sich in drei Hauptteile. Im ersten Abschnitt werden die theoretischen Grundlagen, die für die Durchführung der genannten Aufgaben von Bedeutung sind, dargestellt. Dabei werden zunächst die Streuparameter, das Smith-Diagramm sowie die wichtigsten Kenngrößen und das nichtlineare Verhalten von Hochfrequenzverstärkern erläutert, bevor das *Load Pull Tuning* im Allgemeinen beschrieben und ein Überblick über verschiedene Bauformen und die bedeutendsten Eigenschaften von automatisierten Tunern gegeben wird. Den Abschluss des theoretischen Teils bildet eine Beschreibung der zu untersuchenden Module, die eine kurze Schilderung der Produktionstechnologie, sowie des Aufbaus der Module beinhaltet.

Das zweite Kapitel widmet sich der Beschreibung der praktischen Umsetzung, wobei zuerst der Messaufbau und darauffolgend die Steuerung und Charakterisierung des Tuners erläutert wird. Den größten Teil dieses Abschnitts bildet die anschließende Beschreibung des entwickelten Programms, welche mit Flussdiagrammen und Screenshots veranschaulicht wird.

Im dritten Hauptabschnitt wird die Auswertung der erhaltenen Ergebnisse anhand der zwei zur Verfügung stehenden Varianten dargelegt und im Anschluss ein Vergleich und eine Bewertung der zwei Methoden durchgeführt.

2 Grundlagen

In diesem Kapitel werden die theoretischen Grundlagen, die für diese Arbeit von Bedeutung sind, näher betrachtet.

2.1 Streuparameter

Im Niederfrequenzbereich werden die linearen Eigenschaften von Ein- und Mehrportnetzen mit Spannungen und Strömen an den Toren beschrieben. Bei höheren Frequenzen eignet sich dieser Ansatz jedoch nicht, da bei manchen Leitungen (z. B. Hohlleiter oder dielektrische Leiter) Ströme und Spannungen an den Toren nicht messbar sind und Kurzschlüsse oder Leerläufe nicht zufriedenstellend realisiert werden können.

Aus diesem Grund verwendet man in der Hochfrequenztechnik zur Charakterisierung von Mehrportnetzen Streuparameter (S-Parameter) [12], [13].

2.1.1 Zweitor

Am anschaulichsten lassen sich die Netzwerkparameter erklären, indem man ein Netzwerk mit nur zwei Toren betrachtet.

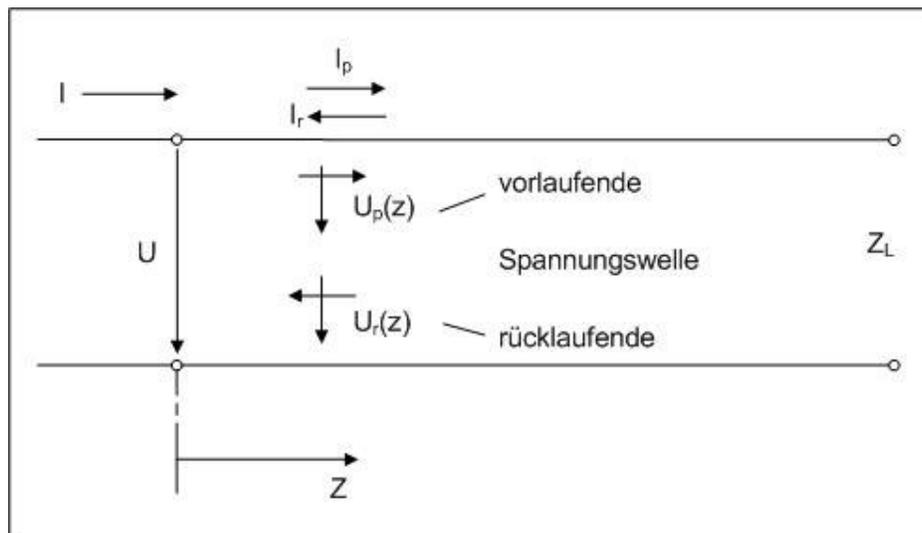


Abbildung 1: Vor- und rücklaufende Spannungswelle [15]

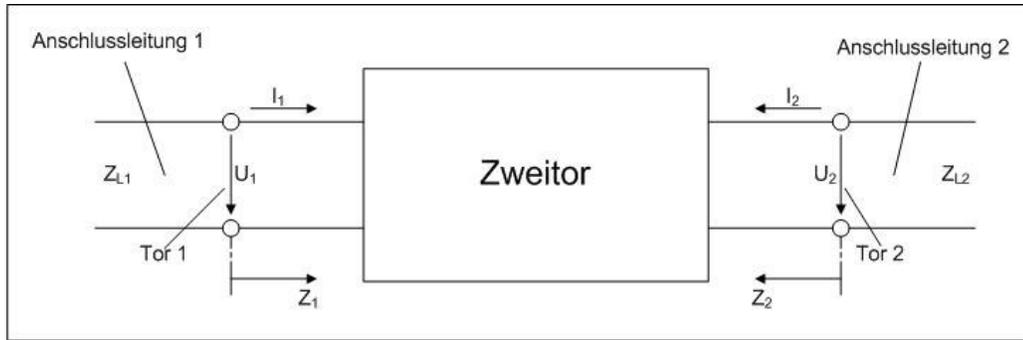


Abbildung 2: Anschlussleitungen beim Zweitor [15]

Ein- und Ausgang dieses Zweitors sind durch Anschlussleitungen (Abbildung 2) mit den Wellenwiderständen Z_{L1} und Z_{L2} beschaltet, wobei in der Koaxialtechnik meist $Z_{L1} = Z_{L2} = Z_0 = 50 \Omega$ gewählt wird. Die Klemmenspannungen U_1 und U_2 sowie die Klemmenströme I_1 und I_2 an den Toren des Zweitors werden als vor- und rücklaufende Wellen (Abbildung 1) auf den Anschlussleitungen dargestellt.

Für die Anschlussleitungen i ($i=1,2$) gilt

$$\underline{U}_i = \underline{U}_{pi} e^{-\gamma_i z} + \underline{U}_{ri} e^{+\gamma_i z}, \quad \underline{I}_i = \frac{\underline{U}_{pi}}{Z_{Li}} e^{-\gamma_i z} - \frac{\underline{U}_{ri}}{Z_{Li}} e^{+\gamma_i z}. \quad \text{Gl. 1}$$

Der Nullpunkt der z -Koordinate der Anschlussleitungen wird in die Ebene des zugehörigen Tores gelegt:

$z_i=0$:

$$\underline{U}_i = \underline{U}_{pi} + \underline{U}_{ri}, \quad \underline{I}_i = \frac{\underline{U}_{pi}}{Z_{Li}} - \frac{\underline{U}_{ri}}{Z_{Li}} \quad \text{Gl. 2}$$

Die vor- und rücklaufenden Wellen werden mit dem so genannten Normierungswiderstand (entspricht der Wurzel aus dem jeweiligen Wellenwiderstand der Anschlussleitungen) normiert, um nicht zwischen Spannungs- und Stromgrößen unterscheiden zu müssen:

$$\underline{a}_i = \frac{\underline{U}_{pi}}{\sqrt{Z_{Li}}}, \quad \underline{b}_i = \frac{\underline{U}_{ri}}{\sqrt{Z_{Li}}} \quad \text{Gl. 3}$$

a und b werden als normierte zu- und ablaufende Wellen bezeichnet.

Mit den Gleichungen 1 und 3 gilt

$$\underline{U}_i = \underline{U}_{pi} + \underline{U}_{ri} = \sqrt{Z_{Li}} \underline{a}_i + \sqrt{Z_{Li}} \underline{b}_i \Rightarrow \underline{U}_i = \sqrt{Z_{Li}} (\underline{a}_i + \underline{b}_i), \quad \text{Gl. 4}$$

$$\underline{I}_i = \frac{\underline{U}_{pi}}{Z_{Li}} - \frac{\underline{U}_{ri}}{Z_{Li}} = \frac{\sqrt{Z_{Li}} \underline{a}_i}{Z_{Li}} - \frac{\sqrt{Z_{Li}} \underline{b}_i}{Z_{Li}} \Rightarrow \underline{I}_i = \frac{1}{\sqrt{Z_{Li}}} (\underline{a}_i - \underline{b}_i). \quad \text{Gl. 5}$$

Nach den zu- und ablaufenden Wellen aufgelöst erhält man:

$$\underline{a}_i = \frac{1}{2} \left(\frac{\underline{U}_i}{\sqrt{Z_{Li}}} + \sqrt{Z_{Li}} \underline{I}_i \right) \quad \text{Gl. 6}$$

$$\underline{b}_i = \frac{1}{2} \left(\frac{\underline{U}_i}{\sqrt{Z_{Li}}} - \sqrt{Z_{Li}} \underline{I}_i \right). \quad \text{Gl. 7}$$

Die Streumatrix \underline{S} gibt den Zusammenhang zwischen den von einem Zweitor ablaufenden Wellen \underline{b}_i und den an den Toren zulaufenden Wellen \underline{a}_i an:

$$\begin{pmatrix} \underline{b}_1 \\ \underline{b}_2 \end{pmatrix} = \underline{S} \begin{pmatrix} \underline{a}_1 \\ \underline{a}_2 \end{pmatrix} \quad \text{Gl. 8} \quad \text{mit der Streumatrix}$$

$$\underline{S} = \begin{pmatrix} \underline{s}_{11} & \underline{s}_{12} \\ \underline{s}_{21} & \underline{s}_{22} \end{pmatrix}. \quad \text{Gl. 9}$$

Man erhält also folgende lineare Gleichungen, die das Zweitor-Netzwerk beschreiben:

$$\underline{b}_1 = \underline{s}_{11} \underline{a}_1 + \underline{s}_{12} \underline{a}_2 \quad \text{Gl. 10}$$

$$\underline{b}_2 = \underline{s}_{21} \underline{a}_1 + \underline{s}_{22} \underline{a}_2$$

Wobei die Größen s_{ik} ($i, k = 1, 2$), die im Allgemeinen komplex und frequenzabhängig sind, folgende Bedeutung haben:

$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{Gl. 11}$$

entspricht dem Übertragungsfaktor vom Eingang auf den Ausgang bei angepasster Ausgangsleistung. Bei Verstärkern ist s_{21} ein Maß für die Vorwärtsverstärkung.

$$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{Gl. 12}$$

entspricht dem Übertragungsfaktor vom Ausgang auf den Eingang bei angepasster Eingangsleistung. Bei Verstärkern ist s_{21} ein Maß für die unerwünschte Rückwirkung.

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{Gl. 13} \quad \text{entspricht dem Reflexionsfaktor } \underline{r}_1$$

$$\underline{r}_1 = \frac{\underline{Z}_1 - Z_{L1}}{\underline{Z}_1 + Z_{L1}} \quad \text{Gl. 14}$$

am Tor 1 mit dem Eingangswiderstand \underline{Z}_1 , bei angepasster Ausgangsleistung.

$$s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{Gl. 15} \quad \text{entspricht dem Reflexionsfaktor } \underline{r}_2$$

$$\underline{r}_2 = \frac{\underline{Z}_2 - Z_{L2}}{\underline{Z}_2 + Z_{L2}} \quad \text{Gl. 16}$$

am Tor 2 mit dem Ausgangswiderstand \underline{Z}_2 , bei angepasster Eingangsleistung [12], [5].

Somit gilt allgemein für den Reflexionsfaktor \underline{r} :

$$\underline{r} = \frac{\underline{Z} - Z_L}{\underline{Z} + Z_L} \quad \text{Gl. 17}$$

Der Betrag des Reflexionsfaktors liegt zwischen 0 (bei Anpassung) und 1 (bei Totalreflexion). Handelt es sich um verlustlose Leitungen, so ist der Betrag des Reflexionsfaktors unabhängig vom Ort. Bei Leitungen mit Verlusten hingegen nimmt r mit wachsender Leitungslänge ab.

2.1.2 Stehwellenverhältnis und Anpassungsfaktor

Eine wichtige Rolle spielen der Anpassungsfaktor m und der Welligkeitsfaktor s , der auch als *VSWR* (*voltage standing wave ratio*) oder Stehwellenverhältnis bezeichnet wird.

$$m = \frac{1-r}{1+r} = \frac{U_{\min}}{U_{\max}} = \frac{I_{\min}}{I_{\max}} = \frac{1}{s}, \quad (0 \leq m \leq 1) \quad \text{Gl. 18}$$

$$s = \frac{1+r}{1-r} = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{I_{\max}}{I_{\min}} = \frac{1}{m}, \quad (1 \leq s \leq \infty) \quad \text{Gl. 19}$$

Die beiden Faktoren m und s verknüpfen maximale bzw. minimale Amplituden von Strom und Spannung auf einer Leitung mit dem Betrag des Reflexionsfaktors. Dieser Wert lässt sich also schnell aus einer Messung der Extremwerte von U oder I ermitteln [3], [15].

2.2 Smith-Diagramm

Das Smith-Diagramm hat in der Hochfrequenztechnik eine herausragende Bedeutung bei der Darstellung von Reflexions- und Transmissionsgrößen. Wobei das „klassische“ grafische Arbeiten mit Bleistift und Zirkel praktisch völlig ersetzt wurde durch den Einsatz von diversen Software-Tools und daher kaum noch Anwendung findet. Da das Smith-Diagramm für die vorliegende Arbeit eine zentrale Rolle spielt, wird es im Folgenden genauer vorgestellt [4]. Die anschließenden Ausführungen beziehen sich auf die Skripten von Wiesbeck [14] und Solbach [11].

Zwischen der Impedanz \underline{Z} auf einer verlustlosen Leitung und dem Reflexionsfaktor \underline{r} besteht ein Zusammenhang und mit Gl. 16 gilt:

$$\underline{Z} = Z_L \frac{1+\underline{r}}{1-\underline{r}} \quad \text{Gl. 20}$$

Aus dieser Gleichung kann man entweder die normierte Impedanz \underline{z} aus dem Reflexionsfaktor bestimmen, oder umgekehrt:

$$\underline{z} = \frac{\underline{Z}}{Z_L} = \frac{1+r}{1-r} \quad r \rightarrow \underline{z} = \frac{\underline{Z}}{Z_L} \quad \text{Gl. 21}$$

$$\underline{r} = \frac{\underline{z}-1}{\underline{z}+1} \quad \underline{z} = \frac{\underline{Z}}{Z_L} \rightarrow \underline{r} \quad \text{Gl. 22}$$

Für normierte Leitwerte \underline{y} gilt dementsprechend mit $Y_L = 1/Z_L$:

$$\underline{y} = \frac{y}{y_L} = \frac{1-r}{1+r} \quad r \rightarrow \underline{y} = \frac{Y}{Y_L} \quad \text{Gl. 23}$$

$$\underline{r} = \frac{y-1}{y+1} \quad \underline{y} = \frac{Y}{Y_L} \rightarrow \underline{r} \quad \text{Gl. 24}$$

Vergleicht man die beiden Gleichungen Gl. 21 und Gl.23, so erkennt man, dass eine Vorzeichenumkehr in \underline{r} eine Kehrwertbildung in \underline{Z}/Z_L bzw. in \underline{Y}/Y_L bedeutet.

z.B.: $\underline{r}' = -\underline{r}$

$$\frac{\underline{Z}'}{Z_L} = \frac{1+r'}{1-r'} = \frac{1-r}{1+r} = \frac{Y}{Y_L} = \frac{Z_L}{\underline{Z}} \quad \text{Gl. 25}$$

Die normierte Impedanz, zugehörig zu \underline{r} , ist also der Kehrwert der normierten Impedanz, die $-\underline{r}$ zugehörig ist.

Die Gleichungen Gl. 21, Gl. 22, Gl. 23 und Gl. 24 sind Transformationen aus der Klasse der konformen Abbildung, mit den Abbildungsschritten Addition und Multiplikation komplexer Zahlen.

Sämtliche Impedanzen sind auf Z_L zu normieren und sämtliche Admittanzen auf $Y_L=1/Z_L$.

Beachtet man die Abbildungsvorschrift nach Gl. 22 für normierte Impedanzen

$$\underline{r} = \frac{\underline{z}-1}{\underline{z}+1}, \quad \text{Gl. 26}$$

jene nach Gleichung 24 für normierte Admittanzen

$$-\underline{r} = \frac{y-1}{y+1} \quad \text{Gl. 27}$$

und nützt man die im Anschluss aufgezählten Regeln der Funktionentheorie, so wird die Transformation von der \underline{z} -Ebene (bzw. \underline{y} -Ebene) in die \underline{r} -Ebene und zurück übersichtlich.

Regeln der Funktionentheorie:

Winkeltreue im Kleinen (Schnittwinkel der Kurven bleiben erhalten)

Kreistreue (Kreise werden auf Kreisen abgebildet)

Geraden sind Kreise durch das Unendliche

In den Abbildungen 3a und 3b ist zur Veranschaulichung der Übergang einiger Kurvenscharen von der Widerstands- bzw. der Leitwertebene in das Kreisdiagramm dargestellt.

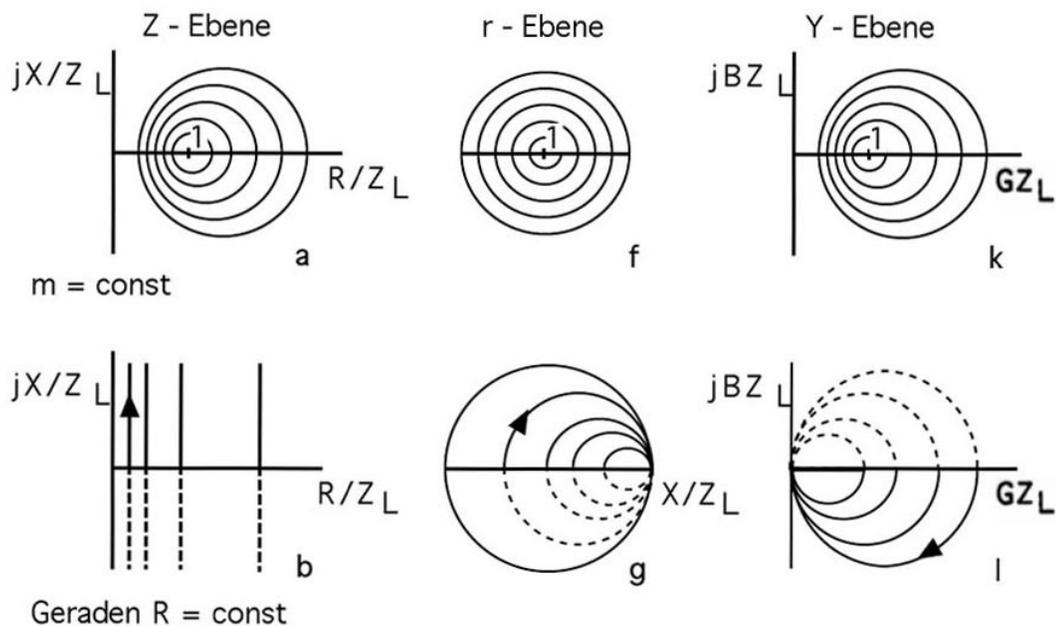


Abbildung 3a: Konforme Abbildung in das Kreisdiagramm I [14]

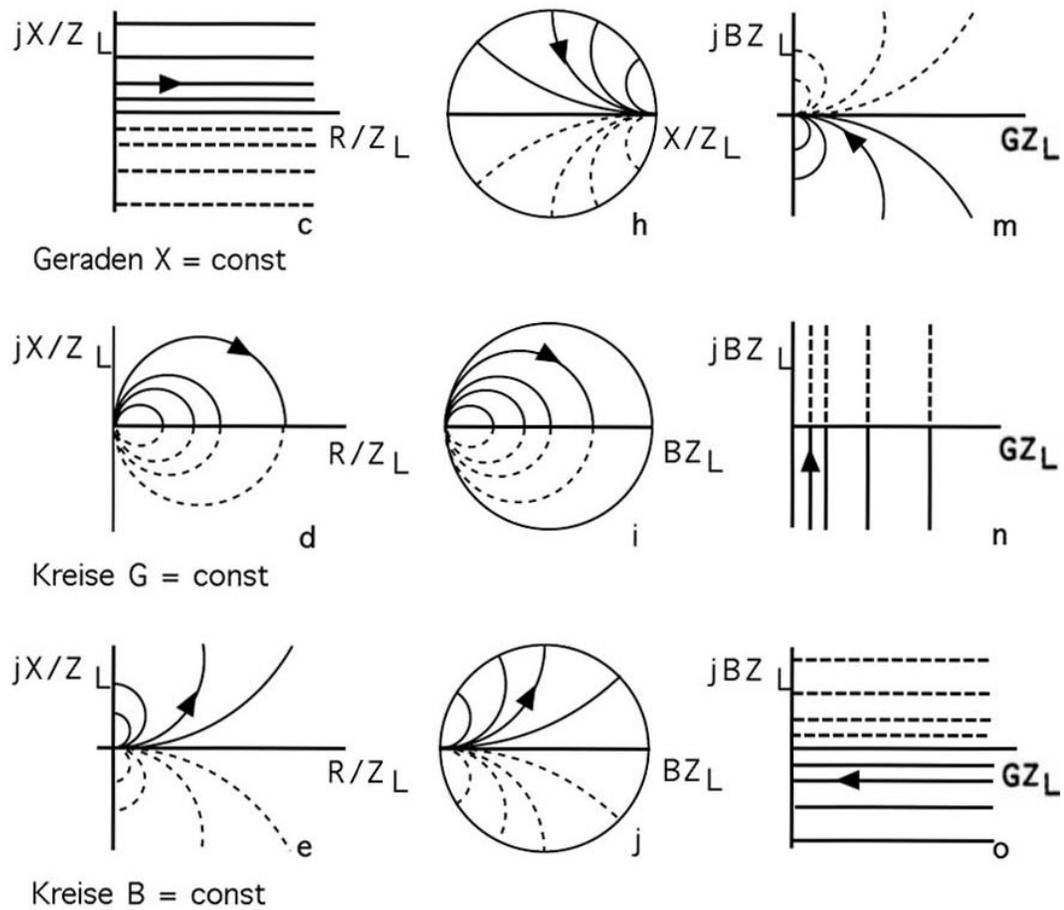


Abbildung 3b: Konforme Abbildung in das Kreisdiagramm II [14]

2.3 Hochfrequenzverstärker

Zur Veranschaulichung der nachfolgenden Erläuterungen, ist in Abbildung 4 das Ersatzschaltbild eines Verstärkerzweitors zu sehen.

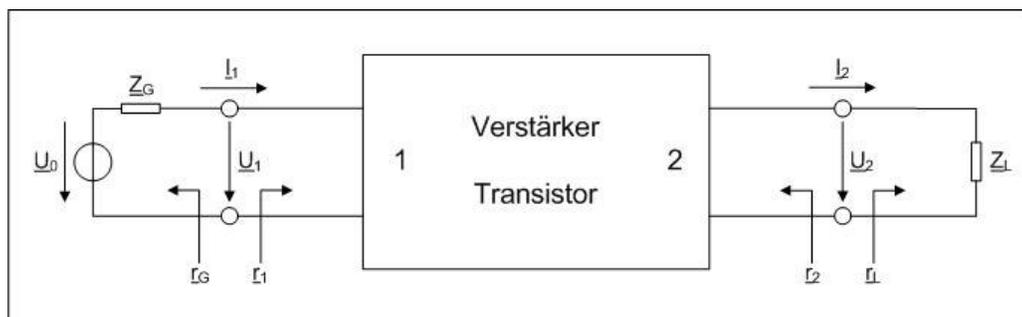


Abbildung 4: Ersatzschaltbild eines Verstärkerzweitors [3]

2.3.1 Kenngrößen

Dieses Unterkapitel dient zur Erläuterung der wichtigsten Kenngrößen bei Leistungsverstärkern.

2.3.1.1 Wirkungsgrad

Der Wirkungsgrad (*Power Added Efficiency*, PAE) eines Hochfrequenzverstärkers ergibt sich aus dem Quotienten der Differenz der Ausgangsleistung P_2 und der Eingangsleistung P_1 und der Gleichstromeingangsleistung P_{DC} [3].

$$PAE = \frac{P_2 - P_1}{P_{DC}} \quad \text{Gl. 28}$$

Diese Kenngröße ist besonders interessant für batteriebetriebene Mobilgeräte, da durch eine Erhöhung des Wirkungsgrades die batteriebetriebene Betriebsdauer erhöht werden kann.

2.3.1.2 Gewinn

Die Verstärkung g (*operating power gain*) entspricht dem Quotienten aus der Leistung P_2 , die an die Last Z_L abgegeben wird, und der Leistung P_1 , die vom Zweitor aufgenommen wird:

$$P_1 = a_1^2 - b_1^2 = a_1^2(1 - r_1^2) \quad \text{Gl. 29}$$

$$P_2 = b_2^2 - a_2^2 = b_2^2(1 - r_L^2) \quad \text{Gl. 30}$$

$$g = \frac{P_2}{P_1} = \frac{b_2^2(1 - r_L^2)}{a_1^2(1 - r_1^2)} = s_{21}^2 \frac{1 - r_L^2}{(1 - r_1^2)|1 - s_{22}r_L|^2} \quad \text{Gl. 31}$$

Wobei mit Gl. 9 für den Reflexionsfaktor r_1

$$r_1 = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}r_L}{1 - s_{22}r_L} \quad \text{Gl. 32}$$

und für den Reflexionsfaktor r_2

$$r_2 = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}r_G}{1 - s_{11}r_G} \quad \text{Gl. 33}$$

gilt.

Als Betriebsleistungsverstärkung g_T (Transducer Power Gain) bezeichnet man den Quotienten aus P_2 und der Maximalleistung des Generators $P_{1\max}$.

Mit $P_{1\max} = \frac{a_G^2}{1 - r_G^2}$ Gl. 34 ergibt sich für g_t

$$g_t = \frac{P_2}{P_{1\max}} = \frac{b_2^2}{a_G^2} (1 - r_L^2)(1 - r_G^2) = s_{21}^2 \frac{(1 - r_L^2)(1 - r_G^2)}{|(1 - r_L s_{22})(1 - r_G s_{11}) - r_L r_G s_{12} s_{21}|^2}. \quad \text{Gl. 35}$$

2.3.2 Nichtlinearität

In diesem Abschnitt sollen die Nichtlinearitäten bei Leistungsverstärkern betrachtet werden.

2.3.2.1 1-dB-Kompressionspunkt

Stellt man die Ausgangsleistung P_2 (in dBm) eines Verstärkers als Funktion der Eingangsleistung P_1 (in dBm) dar, so erhält man typischerweise einen Kurvenverlauf, wie er in Abbildung 5 zu sehen ist [3].

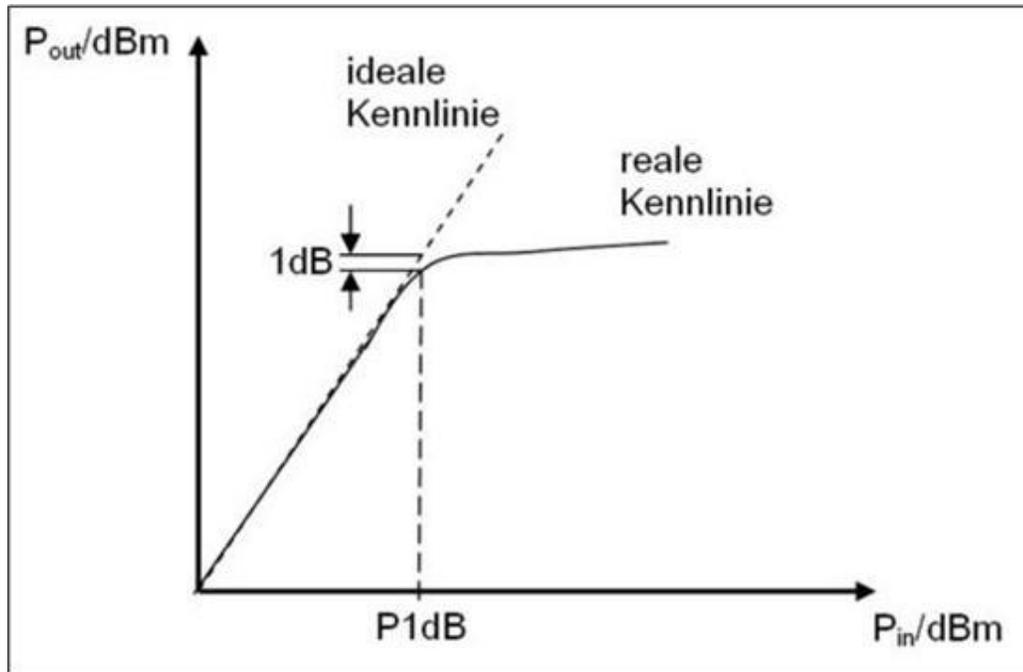


Abbildung 5: Darstellung des 1-dB-Kompressionspunkts [9]

Es ist zu erkennen, dass der Verstärker bei zunehmender Eingangsleistung in die Sättigung gerät. Dies bedeutet, dass P_2 nicht mehr proportional zu P_1 steigt, die Verstärkung g also abnimmt. Jener Punkt, bei dem die Verstärkung um 1 dB niedriger ist, als im linearen Bereich, wird als 1-dB-Kompressionspunkt (in Abbildung 5 *1dB*) bezeichnet.

2.3.2.2 Oberwellen

Da die Übertragungskennlinie eines Transistors einen nichtlinearen Verlauf aufweist, enthält das Ausgangssignal bei einem sinusförmigen Eingangssignal mit der Frequenz f_1 neben der verstärkten Grundschwingung stets auch die harmonischen Frequenzen $2f_1$, $3f_1, \dots, nf_1$. Mit steigender Ordnungszahl n klingt die Amplitude der Hüllkurve dieser Spektrallinien relativ schnell ab. Unterstützt wird dieser Vorgang durch die mit zunehmender Frequenz abnehmende Verstärkung. Angaben über den Wirkungsgrad eines Verstärkers beziehen sich immer auf die Grundschwingung [3].

2.3.2.3 Intermodulation

Intermodulation beschreibt die Wechselwirkungen zwischen den Eingangssignalen benachbarter Frequenzen aufgrund der nichtlinearen Transistorkennlinie. Man misst die Intermodulation mit zwei Signalen gleicher Amplitude der Frequenz f_1 und f_2 am Verstärkereingang, wobei der Abstand zwischen f_1 und f_2 wenige MHz beträgt. Die Intermodulationsprodukte 2. Ordnung bei den Frequenzen $f_2 \pm f_1$ fallen nur dann in den Durchlassbereich des Verstärkers, wenn die relative Bandbreite größer als 2:1 ist. Im Gegensatz dazu liegen die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung bei den Frequenzen $2f_1 - f_2$ und $2f_2 - f_1$ praktisch immer innerhalb des Durchlassbereichs [3].

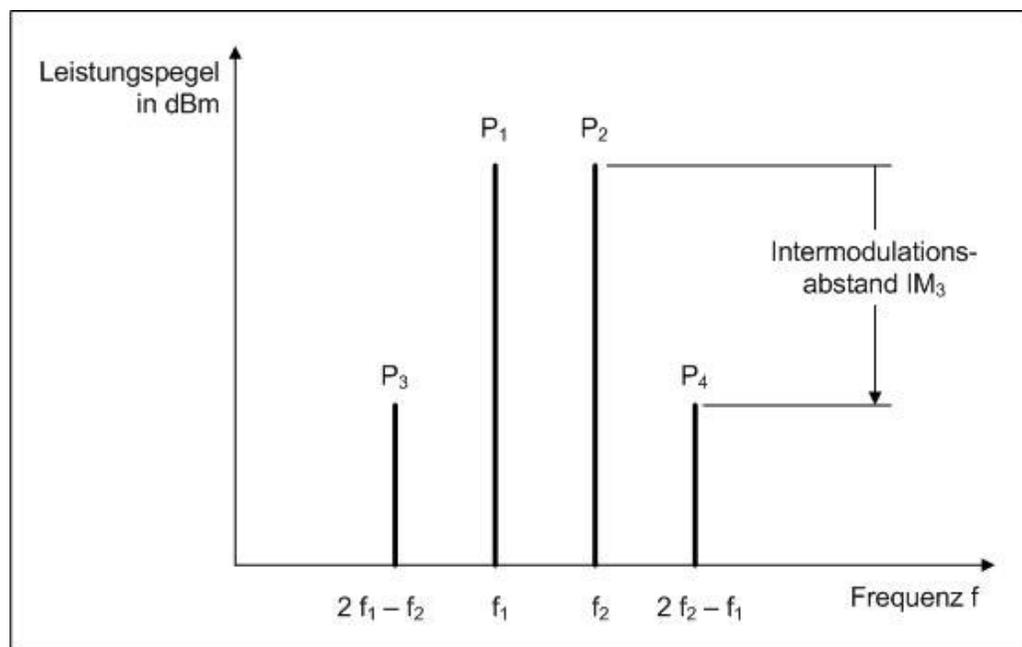


Abbildung 6: Lage der Intermodulationsprodukte 3. Ordnung P_3 und P_4 [3]

Im Kleinsignalbereich steigt bei jeder Erhöhung von 1 dB am Eingang die Grundschiwingung am Ausgang um 1 dB an, jeder Intermodulationsterm IM_2 um 2 dB und jeder Intermodulationsterm IM_3 um 3 dB. Diese Funktionen sind in Abbildung 7 dargestellt.

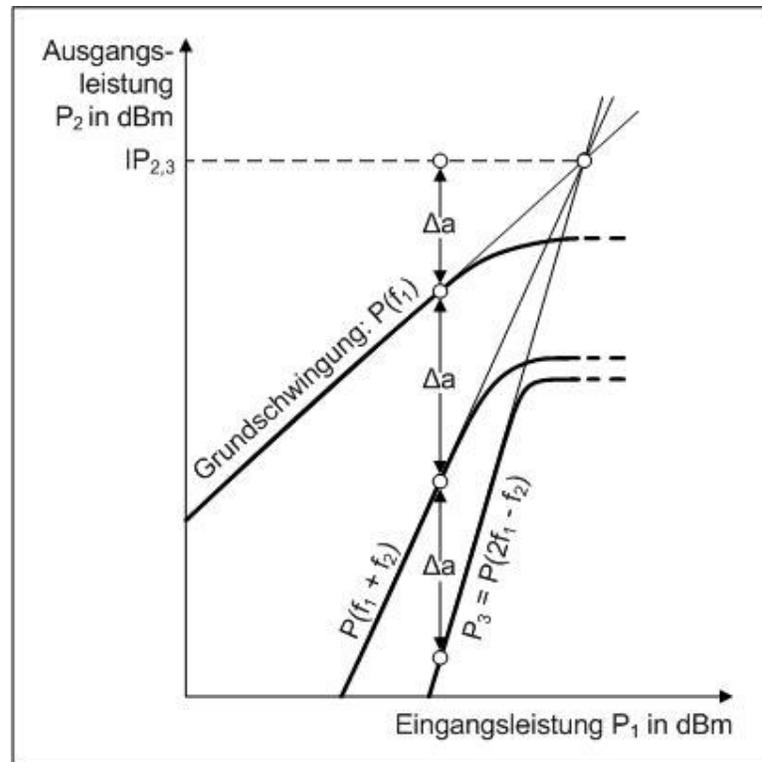


Abbildung 7: Kurvenverläufe zur Definition des IP_2 und IP_3 [3]

In der Realität flachen die Kurven spätestens im Sättigungsbereich ab, während in der Theorie sich die extrapolierten Geraden in einem Punkt treffen, dem *intercept point* IP. Die Angabe des IP_3 (*third order intercept point*) in dBm kennzeichnet das Intermodulationsverhalten eines Transistors beziehungsweise Verstärkers. Ist nun die Grundschwungung um Δa in dB kleiner als IP_3 , so ist der störende Intermodulationsterm 3. Ordnung um $3\Delta a$ kleiner als IP_3 . Für zwei Signale mit unterschiedlicher Amplitude ergeben sich die Störpegel zu

$$P_3 = 2P_1 + P_2 - 2IP_3$$

Gl. 36

$$P_4 = P_1 + 2P_2 - 2IP_3$$

Ersetzt man IP_3 durch IP_2 , so erhalten diese Gleichungen auch Gültigkeit für die Intermodulationsprodukte 2. Ordnung.

Abhängig ist die Größe der Intermodulationsprodukte eines Verstärkers vom Transistortyp, dem ausgesteuerten Kennlinienbereich, der Verstärkung und der

Lastimpedanz Z_L bei den verschiedenen im mathematischen Ausdruck auftretenden Frequenzen.

2.4 Load Pull Tuning

In diesem Abschnitt sollen die Grundkenntnisse über *Load Pull Tuning* vermittelt werden, wobei zuerst allgemeine Betrachtungen im Mittelpunkt stehen und im Anschluss daran automatisierte Tuner und deren Eigenschaften näher erläutert werden.

2.4.1 Allgemeines

Als *Load Pull* bezeichnet man jenen Vorgang, bei dem die Lastimpedanz aus der Sicht eines *Device Under Test* (DUT) verändert wird, während man das Verhalten dieses DUT misst. Man verwendet *Load Pull* also um bestimmte Parameter eines DUT unter realen Betriebsbedingungen zu vermessen. Das Verfahren spielt eine wichtige Rolle bei der Entwicklung und Vermessung von nicht linearen Großsignal-Bauelementen, bei denen sich der Arbeitspunkt mit unterschiedlicher Leistung oder durch geänderte Abstimmung (*Tuning*) verschieben kann. Für lineare Bauelemente, bei denen das Verhalten mit unterschiedlichen Lasten aufgrund der Kleinsignal-S-Parameter vorhergesagt werden kann, ist das *Load Pull* Verfahren üblicherweise nicht nötig [6].

In Abbildung 8 ist ein typischer Messaufbau für eine automatisierte Leistungsmessung mit *Source-* und *Load Pull Tuning* dargestellt. Der Ablauf des *Source Pull* entspricht jenem des *Load Pull*, jedoch befindet sich hierbei der Tuner am Eingang des DUT. Je nach Bedarf kann auf die beiden Leistungsmessgeräte und somit auf die beiden Koppler am Eingang auch verzichtet werden. Die Steuerung der Geräte läuft über einen PC, der mittels GPIB-Schnittstelle (*General Purpose Interface Bus*) mit den Geräten verbunden ist.

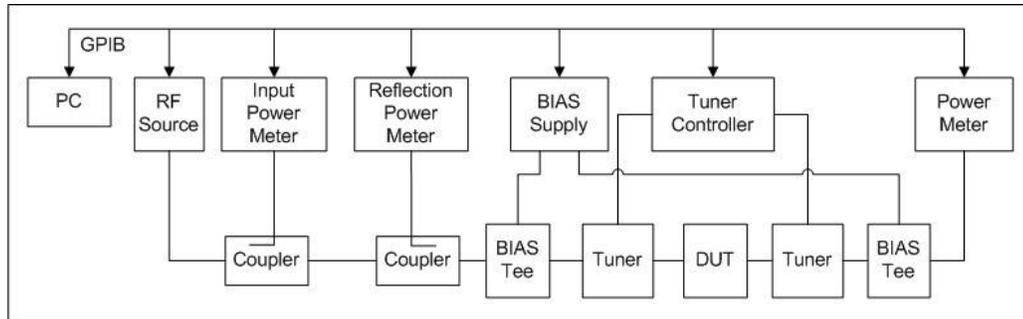


Abbildung 8: Messaufbau für eine Messung mit *Source-* und *Load Pull Tuning* [6]

2.4.2 Automatisierte Tuner

Der Tuner ist für *Load Pull*-Messungen von herausragender Bedeutung. Deshalb soll in diesem Unterpunkt ein Überblick über die verschiedenen Architekturen von automatisierten Tunern und wichtige Tunereigenschaften gegeben werden.

Hochfrequenz- und Mikrowellentransistoren verstärken Spannung, Strom und Leistung. Aus diesem Grund erscheint es logisch Transistoren in Bezug auf einen Parameter zu charakterisieren, der diese drei Größen verbindet. Dieser Parameter ist die Impedanz. Automatisierte tunerbasierte Messungen erlauben eine schnelle und genaue Charakterisierung diverser Eigenschaften von Transistoren, wie Rauschzahl, Gewinn, optimale Linearität oder PAE, jeweils bezogen auf die Impedanz [7].

Im Allgemeinen bezieht sich der Begriff der tunerbasierten Charakterisierung auf jene Anwendungen, bei denen das Verhalten von Transistoren ermittelt wird, indem man die Impedanz der Quelle oder der Last variiert. Unter automatisierter tunerbasierter Charakterisierung versteht man im Speziellen eine Darstellung von einer im Vorhinein bekannten Impedanz auf genau kontrollierte Art und Weise.

2.4.2.1 Tunerarchitekturen

Eine gebräuchliche Methode um tunerbasierte Charakterisierungsarchitekturen zu unterscheiden, ist die Art und Weise, wie es zur Darstellung der Impedanz kommt. Die Mess- und Charakterisierungsanforderungen und -ziele geben vor, welche Architektur am geeignetsten ist. Impedanzbereich, Tunergeschwindigkeit, Tunerauflösung, Leistungstauglichkeit und die Größe des Tuners sind wichtige Gesichtspunkte, die in die Entscheidung zur Auswahl der Tunerarchitektur einfließen. Die drei

Grundarchitekturen, die für die Darstellung von arbiträren Impedanzen zur Verfügung stehen, sind die passive Halbleiterarchitektur (*passive solid-state*), die passiv-mechanische Architektur (*passive-mechanical*) und die aktive Einkopplungsarchitektur (*active-injection*).

Tuner mit passiver Halbleiterarchitektur

Diese Tuner bestehen aus einer Mikrostreifen-*slabline*, die von einem exakt platzierbaren, computergesteuerten Shunt, bestehend aus pin-Dioden, belastet werden. Als *slab transmission line* (kurz *slabline*) bezeichnet man eine Hohlleiterstruktur, die aus zwei parallelen Masseplatten und einem Innenleiter bestehen. Die Struktur ist zugänglich für die Einführung von Tastköpfen, um die Impedanz der Leitung zu variieren. Mehrere hintereinander geschaltete Tuner mit passiver Halbleiterarchitektur ermöglichen die Darstellung von einigen hunderttausend verschiedenen Impedanzpunkten.

Tuner mit passiv-mechanischer Architektur

Passiv-mechanische Tuner setzen sich zusammen aus einer *slabline*, die von einem Tastkopf (auch *shunt sliding-short* oder *probe*) und diversen computergesteuerten Motoren belastet wird. Die Motoren kontrollieren sowohl die Position des Verfahrsschlittens, der das Shuntelement enthält, als auch die Position des Tastkopfes. Bei moderneren Tunern sind üblicherweise zwei Tastköpfe auf dem Verfahrsschlitten angebracht, um den Frequenzbereich zu erhöhen. Mit Hilfe von Interpolationsmethoden können passiv-mechanische Tuner mehrere Millionen verschiedener Impedanzpunkte darstellen.

Tuner mit aktiver Einkopplungsarchitektur

Tuner mit dieser Architektur stellen die Impedanz mit Hilfe eines Referenzverstärkers dar, dessen Signal in Richtung des Transistors eingekoppelt wird. Sowohl die Amplitude als auch die Phase des Signals können höchst präzise kontrolliert werden. Im Prinzip kann man mit dieser Architektur einen Reflexionsfaktor von $r = 1$ darstellen, jedoch gibt es signifikante Nachteile gegenüber den beiden anderen Architekturen, wie zum Beispiel die relativ höheren Kosten, höhere Komplexität und die Zunahme an Messzeit. Aus diesen Gründen sind passiv-mechanische Tuner und jene mit passiver

Halbleiterarchitektur weiter verbreitet als Tuner mit aktiver Einkopplung, welche jedoch in der Millimeterwellentechnik verstärkt zum Einsatz kommen.

Lässt man nun Tuner mit aktiver Einkopplung außer Acht, so stellt sich die Frage, welche der zwei Formen von Tunern mit passiver Architektur man für welche Anwendungen bevorzugt.

Diese Frage lässt sich allerdings nicht ganz einfach beantworten, da es zwar gewisse Tunereigenschaften gibt, die für beide Arten von Tunersystemen wichtig sind, wie zum Beispiel die Reproduzierbarkeit, aber die Priorität von anderen Eigenschaften wiederum davon abhängt, wie genau die Merkmale des Tuners die Anforderungen einer bestimmten Mess- oder Charakterisierungsanwendung erfüllen. So kann zum Beispiel ein passiv-mechanisches Tunersystem benutzt werden um eine Rausch- oder Leistungscharakterisierung durchzuführen, während sich das passive Halbleitersystem aufgrund seiner Geschwindigkeit und Größe meistens besser für eine schnelle Ablaufverfolgung eines Kleinsignal-Prozesses direkt auf dem Wafer eignet.

2.4.2.2 Wichtige Tunereigenschaften

Im Folgenden wird kurz beschrieben, welche Eigenschaften von besonderer Bedeutung für automatisierte Tuner sind.

Reproduzierbarkeit

Passive, automatisierte Tunersysteme sind angewiesen auf eine Charakterisierung der Tunerimpedanzen, die im Vorhinein durchgeführt werden muss. Um exakte und aussagekräftige Daten in Bezug auf die optimale Impedanz zu erhalten, ist die Tunerreproduzierbarkeit von großer Bedeutung.

Bereich und Verteilung der Impedanz

Unter dem Impedanzbereich versteht man jene Bandbreite des Tuners, über die der Tuner im Stande ist seine vorgegebenen Impedanzen darzustellen. Diese Eigenschaft ist besonders bei Anwendungen mit hohen Leistungen kritisch, weil man hier häufig auf Impedanzen kleiner als 1Ω stößt. Die Impedanzverteilung bezieht sich auf die Abdeckung von Impedanzpunkten im Smith-Diagramm und die Verteilung dieser Punkte innerhalb dieser Region.

Tunergeschwindigkeit

Die Tunergeschwindigkeit bezieht sich auf jene Zeit, die ein Tuner braucht, um von einem Impedanzzustand in den nächsten zu wechseln. Dies ist eine kritische Eigenschaft, wenn zum Beispiel die Daten eines Ablaufvorgangs eines Kleinsignalprozesses gesammelt werden sollen. Die gesamte Messzeit pro Impedanzpunkt ist eine Funktion von verwendeter Messausstattung, der Art der durchgeführten Messung und der Tunergeschwindigkeit.

Leistungstauglichkeit

Die Leistungstauglichkeit bezieht sich sowohl auf den maximalen Effektivwert als auch auf die Spitzenleistung, die an einen Tuner geliefert werden können, ohne dass sich eine nennenswerte Veränderung der Impedanz oder eine Beschädigung des Tuners ergibt. Eine hohe Einfügungsdämpfung des Tuners bewirkt eine Erhitzung der Tunerelemente und kann eine Störung der kalibrierten Impedanzen aus der Sicht des Transistors hervorrufen. Ein ungenau konstruierter Tuner in Verbindung mit bestimmten Modellen von Hochfrequenzanschlüssen kann zu Glimmentladungen oder Funkendurchschlag führen, was Schäden am Tuner bewirken kann.

Tunerauflösung

Unter der Auflösung des Tuners versteht man die Anzahl der Impedanzpunkte, die von einem Tuner dargestellt werden können. Halbleiter-Tunersysteme bestehen üblicherweise aus zwei kaskadierten Tunern, von denen jeder einzelne einige hundert Punkte darstellen kann, insgesamt ergibt sich durch die Kaskadierung eine Anzahl von über 500000 Punkten. Passiv-mechanische Tunersysteme hingegen sind in der Lage mit nur einem Tuner zirka 10000 Punkte darzustellen und mit der Kaskadierung von zwei oder mehreren Tunern oder durch Interpolation kann diese Zahl auf einige Millionen Punkte erhöht werden.

Tunerbandbreite

Die Bandbreite eines Tuners bezieht sich für gewöhnlich sowohl auf den Frequenzbereich des Tuners, als auch auf die momentane Bandbreite des Tuners. Unter der momentanen Bandbreite versteht man die Bandbreite der modulierten Einhüllenden, über die die Gruppenlaufzeit konstant ist. Dies ist ein wichtiger Parameter für Breitbandmodulationsverfahren, wie zum Beispiel WCDMA.

Tunergröße, Integrationsgrad und Einfachheit der Integration

Diese drei Faktoren können in diversen Fällen von Bedeutung sein, wie zum Beispiel bei Messungen direkt auf dem Wafer in einer Hochgeschwindigkeitsumgebung, bei der eine in-situ Kalibrierung verwendet wird und akustische Vibrationen von Bedeutung sein können.

2.5 Module

Der folgende Abschnitt dient zur Erläuterung der für die Messungen verwendeten Module. Zuerst wird der Produktionsprozess geschildert und danach wird der Aufbau der Module und im Speziellen jener des Leistungsverstärkers erklärt.

2.5.1 Produktionsprozess

Die Keramik, welche den Hauptbestandteil jener Module bildet, die im Zuge dieser Arbeit betrachtet werden, wird mit Hilfe der LTCC-Technologie (*Low Temperature Cofired Ceramics Technology*) hergestellt [2]. Diese Technologie verbindet die Vorteile der HTCC- (*High Temperature Cofired Ceramics*) und der Dickschichttechnologie. Der grundsätzliche Prozessablauf der LTCC-Technologie ist jenem der HTCC-Technologie ähnlich, er birgt jedoch den entscheidenden Vorteil, dass die Sintertemperatur zwischen 850° C und 900° C liegt, was den Einsatz von besonders niederohmigen Materialien für die Metallisierung ermöglicht. Solche Materialien, wie zum Beispiel Silber oder Gold, haben einen relativ niedrigen Schmelzpunkt (Silber 962° C, Gold 1064° C) und sind für die HTCC-Technologie unbrauchbar, da hier mit Sintertemperaturen von zirka 1600° gearbeitet wird. Die LTCC-Technologie ermöglicht es auch, ein Schrumpfen des Materials in x/y-Richtung zu vermeiden, weshalb die Strukturgenauigkeiten sehr gut eingehalten werden können.

Wie in Abbildung 9 zu sehen ist, besteht das Substrat aus mehreren Lagen, die sich voneinander in ihrer Höhe und ihren dielektrischen Eigenschaften unterscheiden können.

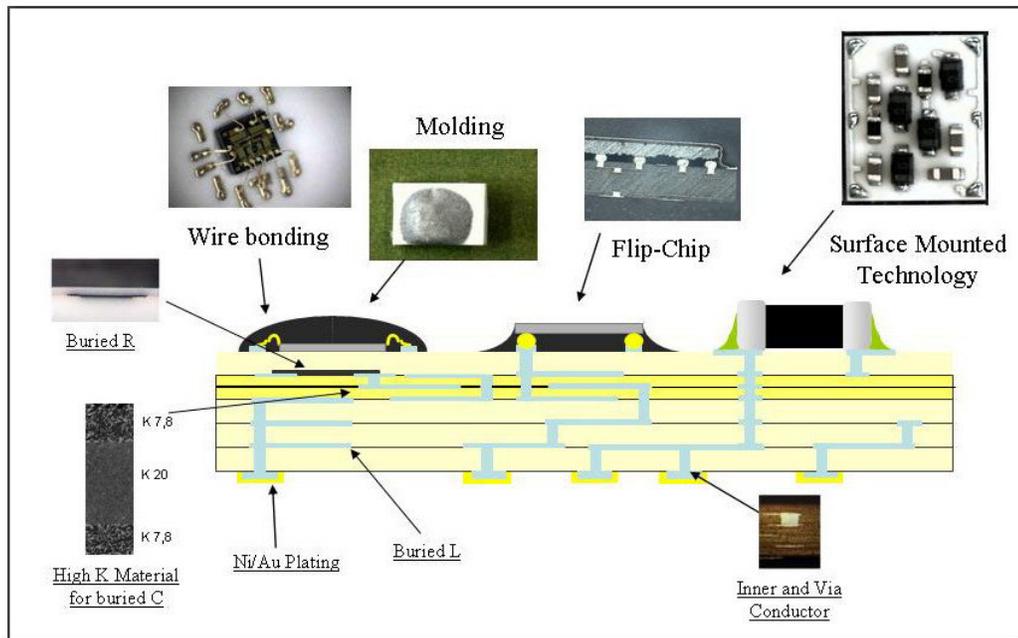


Abbildung 9: Schematischer Aufbau der LTCC [1]

Mit Hilfe von Durchkontaktierungen (*vias*) ist es möglich Verbindungen zwischen diesen einzelnen Lagen herzustellen und gemeinsam mit den aufgetragenen Metallisierungen können auf diese Weise passive Elemente, wie Kapazitäten oder Induktivitäten, realisiert und in die Struktur integriert werden. Thermische *vias* dienen zur Ableitung von entstehender Verlustwärme.

Elemente, die sich nicht integrieren lassen, können auf der obersten Lage mit Hilfe der Technologien *Surface Mounted Technology* (SMT), *Flip Chip* oder *Wire Bonding* aufgebracht werden.

In Abbildung 10 sind zwei vergrößerte Fotos von einem realen Modul dargestellt, bei denen man die Struktur erkennen kann. Die schwarze Vergussmasse (*Globtop*) dient zum Schutz vor Umweltbeeinflussung und gegen Beschädigung der externen Bauelemente.

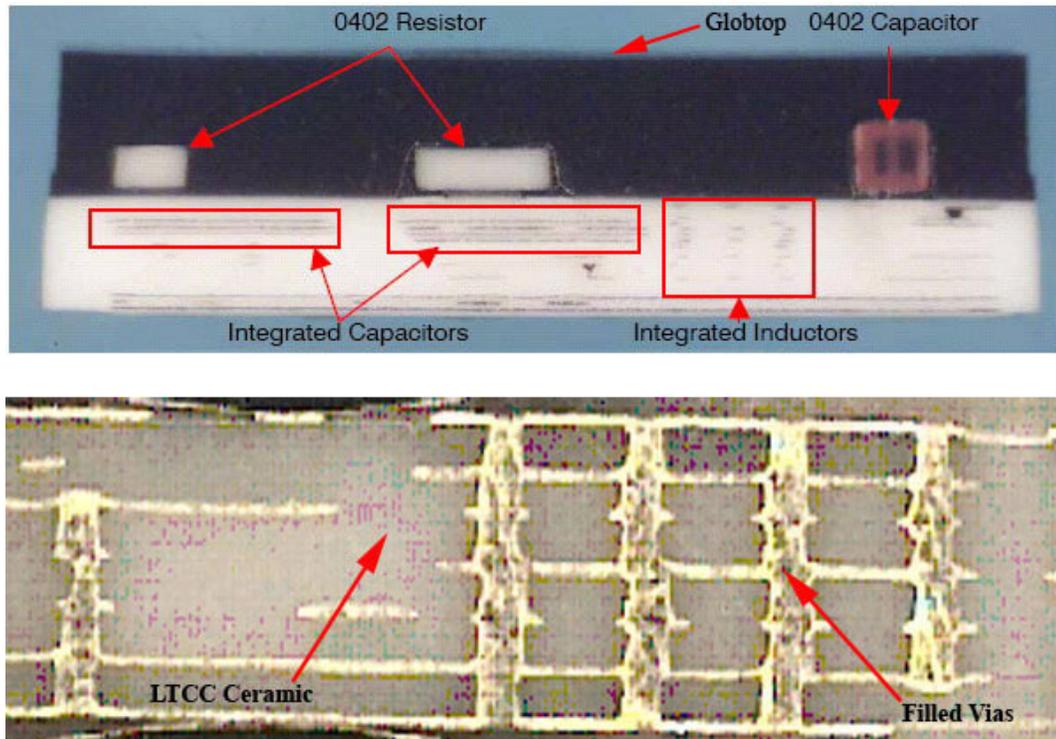


Abbildung 10: Darstellung eines realen Moduls

2.5.2 Aufbau der Module

Im Mittelpunkt der Betrachtungen dieser Arbeit stehen PAiD-Module (*Power Amplifier with integrated Duplexer*). Aus diesem Grund wird in diesem Abschnitt der generelle Aufbau dieser Module dargestellt und ihre Funktionsweise kurz umrissen. Auf die Funktionen des Leistungsverstärkers (PA - *Power Amplifier*) wird etwas genauer eingegangen.

Bei PAiD-Modulen handelt es sich um Bauteile, die sowohl einen Duplexer zur Trennung von Sendepfad und Empfangspfad, als auch einen Leistungsverstärker zur Verstärkung der zu sendenden Signale enthalten. Durch die Integration dieser beiden Elemente auf einem Modul sinkt der Platzbedarf auf der Leiterplatte und es können bessere elektrische Eigenschaften erzielt werden. In Abbildung 11 ist das Blockschaltbild eines derartigen Moduls dargestellt.

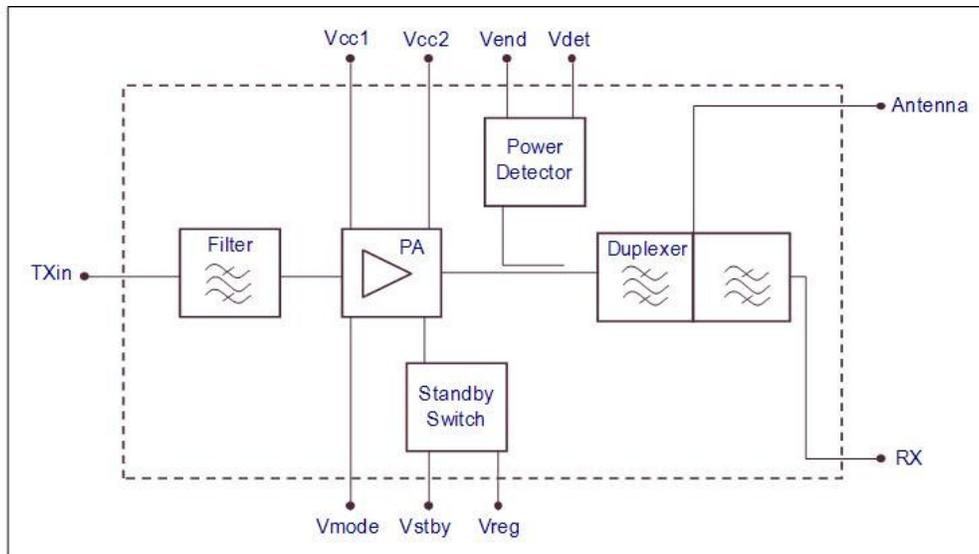


Abbildung 11: Blockschaltbild eines PAiD-Moduls

Über den Anschluss T_{Xin} erhält das Modul die zu sendenden Signale, welche auf den Sendefrequenzbereich gefiltert und verstärkt werden. Das Blockschaltbild des Leistungsverstärkers ist in Abbildung 12 zu sehen.

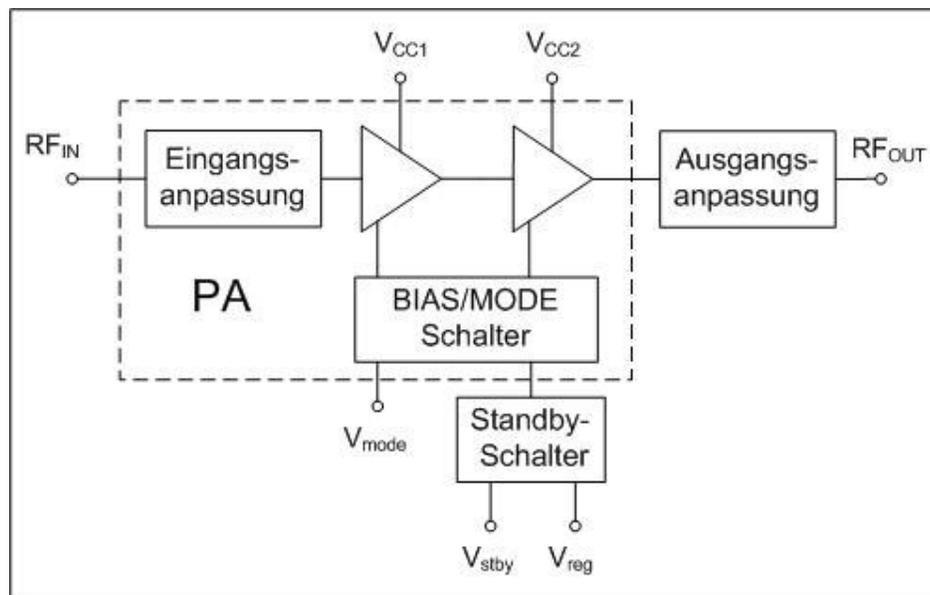


Abbildung 12: Blockschaltbild des Leistungsverstärkers

Über den Standby-Schalter kann der Leistungsverstärker mittels der Steuerspannung V_{stby} je nach Bedarf ein- oder ausgeschaltet werden. Da der Leistungsverstärker häufig nicht benötigt wird, kann durch diese Funktion die Batterie geschont und die Standbyzeit des Endgeräts erhöht werden. Befindet sich der Leistungsverstärker im

eingeschalteten Zustand, so wird über die Spannung V_{mode} bestimmt, ob der Leistungsverstärker im High- oder Low-Power-Modus betrieben werden soll. Im Low-Power-Modus wird bei geringen Ausgangsleistungspegeln der Ruhestrom reduziert, wodurch die Betriebsdauer des mobilen Endgerätes stark erhöht werden kann. Über V_{CC1} und V_{CC2} liegt die Versorgungsspannung am Leistungsverstärker an.

3 Entwurf und Realisierung

Dieses Kapitel beinhaltet die Beschreibung der praktischen Umsetzung der vorgegebenen Zielsetzungen.

3.1 Messaufbau

In diesem Unterpunkt wird der realisierte Messaufbau dargestellt und erläutert. Abbildung 13 zeigt den Messaufbau in Form eines Blockschaltbildes.

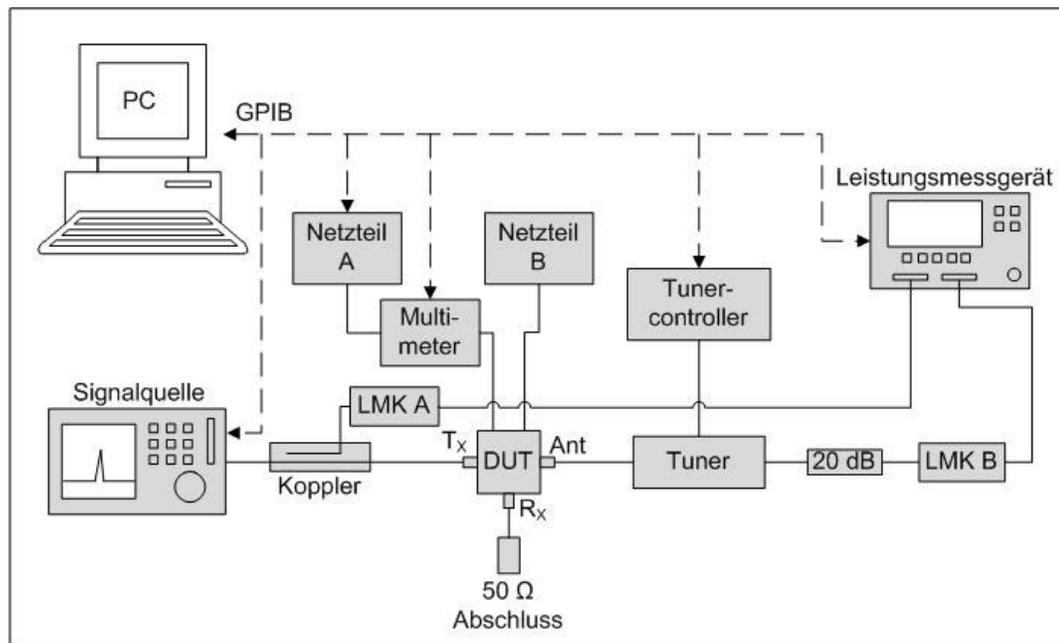


Abbildung 13: Messaufbau

Sämtliche Geräte sind mit einer GPIB-Schnittstelle ausgestattet, über welche die Steuerung der Geräte mit Hilfe des PCs beziehungsweise der Software erfolgt. Netzteil B liefert eine konstante Spannung und ist nicht steuerbar. Die Spannung wird vor Beginn der Messung manuell eingestellt.

Die Signalquelle liefert ein Hochfrequenzsignal, welches vom Benutzer durch Angabe der Frequenz und des Leistungspegels bestimmt wird. Über einen Koppler gelangt das

Signal einerseits zum Leistungsmesskopf A (LMK A) und andererseits zum T_X -Eingang des DUT. Über den Leistungsmesskopf A wird mit dem Leistungsmessgerät gemessen, wie hoch die tatsächliche Leistung des Signals ist, welches die Signalquelle liefert.

Das DUT ist eine Platine mit drei aufgelöteten SMA-Steckern (T_X , R_X und Ant) und zwei aufgelöteten Steckern für die Versorgungsspannung. Von diesen Steckern führen Pfade in die Mitte der Platine zu den Anschlüssen eines aufgelöteten oder aufgedruckten PAiD-Moduls. Der R_X -Anschluss wird mit 50Ω abgeschlossen.

Die beiden Netzteile A und B stellen die, für die Versorgung und Steuerung des Moduls benötigten, Spannungen zur Verfügung.

Das Multimeter dient zur Messung des Stroms, der über die Anschlüsse V_{CC1} und V_{CC2} in das Modul fließt.

An den Antennenanschluss des DUT wird der automatische Tuner angeschlossen, der über den Tunercontroller gesteuert wird. Durch das Anfahren unterschiedlicher Tunerpositionen werden verschiedene Impedanzen dargestellt und so kann das Verhalten des Moduls bei unterschiedlicher Lastanpassung untersucht und dokumentiert, also das *Load Pull Tuning* durchgeführt werden. Am zweiten Anschluss des Tuners wird nach einem 20 dB-Dämpfungsglied mit dem Leistungsmesskopf B (LMK B) und dem Leistungsmessgerät die Ausgangsleistung gemessen.

3.2 Steuerung und Charakterisierung des Tuners

Im folgenden Unterkapitel soll beschrieben werden, wie der automatisierte Tuner gesteuert beziehungsweise charakterisiert wird.

3.2.1 Steuerung des Tuners

Die Steuerung des Tuners erfolgt mit Hilfe einer Tunertreiber-DLL (*Dynamic Link Libraries*), einer Bibliothek, die vom Hersteller des Tuners zur Verfügung gestellt wird. Sie bietet verschiedene bereits implementierte Funktionen zur Steuerung der wichtigsten Tunerdienste, wie zum Beispiel Initialisierung des Tuners, Steuerung des Antriebsmechanismus oder Lesen von Tunerdateien.

Der Tunertreiber erzeugt ein statisches Objekt, das die Spezifikationen und Daten von Tuner und Controller überwacht. Das Objekt wird aufgebaut, indem die vorhandenen

Tuner und Controller hinzugefügt werden. Ebenso müssen die Tunerdaten aus der Tunerdatei in das Objekt eingelesen werden, um die Positionen bestimmen zu können, die zur Erzeugung der gewünschten Reflexionsfaktoren dienen. Die genaue Beschreibung der einzelnen Funktionen befindet sich im Dokument [8].

3.2.2 Charakterisierung des Tuners

Die wichtigste Eigenschaft, der ein Tuner gerecht werden muss, ist die Reproduzierbarkeit, die bei automatisierten Systemen auf der Charakterisierung des Tuners beruht. Daher wird im Folgenden eine derartige Tunercharakterisierung näher erläutert.

Unter der Charakterisierung eines Tuners versteht man jenen Vorgang, bei dem auf gezielte und kontrollierte Art und Weise verschiedene Impedanzen im Smith-Diagramm vom Tuner dargestellt und so gespeichert werden, dass der Tuner zu einem späteren Zeitpunkt, nach Vorgabe des Benutzers einer bestimmten Impedanz, auf die gespeicherten Daten zurückgreifen und exakt jene gewünschte Impedanz darstellen kann. Die Darstellung der Impedanzen kann, wie in Abschnitt 2.4.2.1 beschrieben, mit verschiedenen Tunerarchitekturen realisiert werden. Für diese Arbeit wurde ein Tuner mit einer passiv-mechanischen Architektur verwendet.

Abbildung 14 zeigt ein Foto des Tuners in Draufsicht, wobei zur Veranschaulichung die Verkleidung entfernt wurde, welche normalerweise zum Schutz der Vorrichtung dient. Links und rechts des Tuners sind die zwei K-Steckverbinder zu erkennen, die zum Anschluss der Koaxialkabel an den Tuner dienen. Am oberen Rand des Bildes sieht man den Stecker, der zur Verbindung des Tunercontrollers mit dem Tuner dient. In der Mitte des Tuners erkennt man die zwei Masseplatten, in deren Zentrum sich der Innenleiter befindet (*slabline*). Darüber ist der Trägerschlitten angebracht, der die zwei Tastköpfe (*probes*) und die Schrittmotoren zur Steuerung des Schlittens und der Tastköpfe beherbergt.

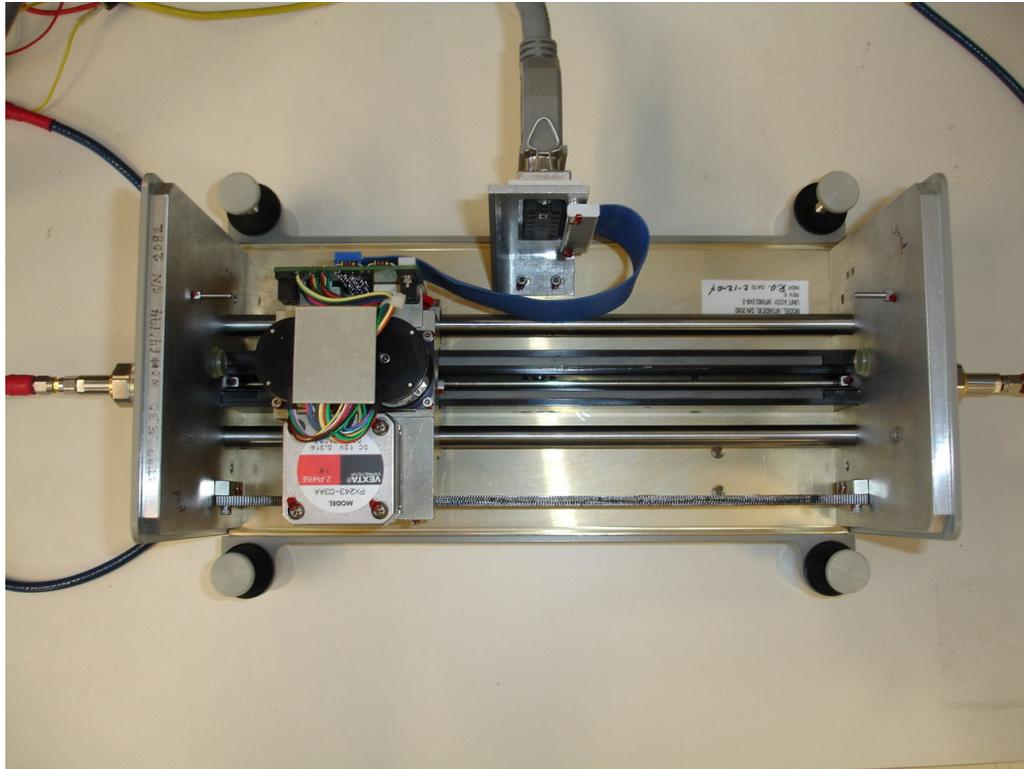


Abbildung 14: Foto des automatisierten Tuners

Abbildung 15 zeigt das Blockschaltbild des Aufbaus, der realisiert werden muss, um eine Charakterisierung durchführen zu können.

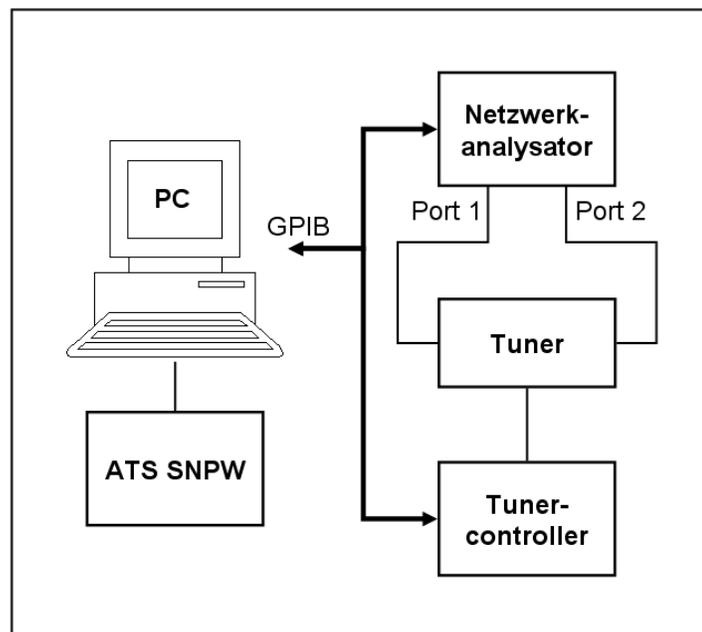


Abbildung 15: Blockschaltbild für die Tunercharakterisierung

Der Netzwerkanalysator dient zur Überprüfung der korrekten Darstellung der ausgewählten Impedanzen. Da die Charakterisierung ein automatisierter Vorgang ist, bedarf es einer Anbindung der Instrumente an einen PC über eine GPIB-Schnittstelle. Gesteuert wird der gesamte Ablauf von der Software ATS (*Automated Tuner Software*), die vom Hersteller des Tuners, Maury Microwave, entwickelt wurde.

Um höchste Genauigkeit der Charakterisierung zu garantieren, muss der Netzwerkanalysator für jene Frequenzen kalibriert sein, bei denen schließlich das *Load Pull Tuning* stattfinden soll. Die geeignetste Kalibrieremethode ist eine volle Zweiter-Kalibrierung nach dem TOSM-Verfahren (*through, open, short, match*), bei der die wichtigsten Punkte im Smith-Diagramm, nämlich direkte Durchverbindung, Leerlauf, Kurzschluss und Anpassung, mit Hilfe von bekannten Standards definiert werden.

Das Programm SNPW bietet zwei Verfahren für eine Tunercharakterisierung, nämlich die *Step Reflection*- und die *Step Position*-Methode. Für beide Verfahren sind zu Beginn die Frequenzen festzulegen, bei denen die Charakterisierung stattfinden soll und es besteht die Möglichkeit der Einbettung einer speziellen Kalibrierung des Netzwerkanalysators. Der Unterschied zwischen den beiden Verfahren liegt in der Art der Auswahl der einzelnen Positionen im Smith-Diagramm.

Bei der *Step Reflection*-Charakterisierung werden die darzustellenden Positionen ausgewählt, indem der gewünschte Bereich des Reflexionsfaktors definiert wird. In Abbildung 16 ist das Dialogfenster abgebildet, mit Hilfe dessen diese Auswahl passiert. Wie in der Abbildung zu erkennen ist, kann der Benutzer den Bereich des Reflexionsfaktors über die gewünschten Intervalle des Betrages (*Magnitude Start-Stop*) und der Phase (*Phase Start-Stop*) des Reflexionsfaktors, sowie den konstanten Abstand der Positionen im Smith-Diagramm definieren. Bevor die eigentliche Charakterisierung startet, vermisst das Programm den Tuner, um ihn modellieren zu können. Wie genau diese Vermessung erfolgen soll, kann der Benutzer im Punkt *Model Positions* bestimmen, indem er die Anzahl der Positionen vom Verfahrslitten und des Tastkopfes festlegt.

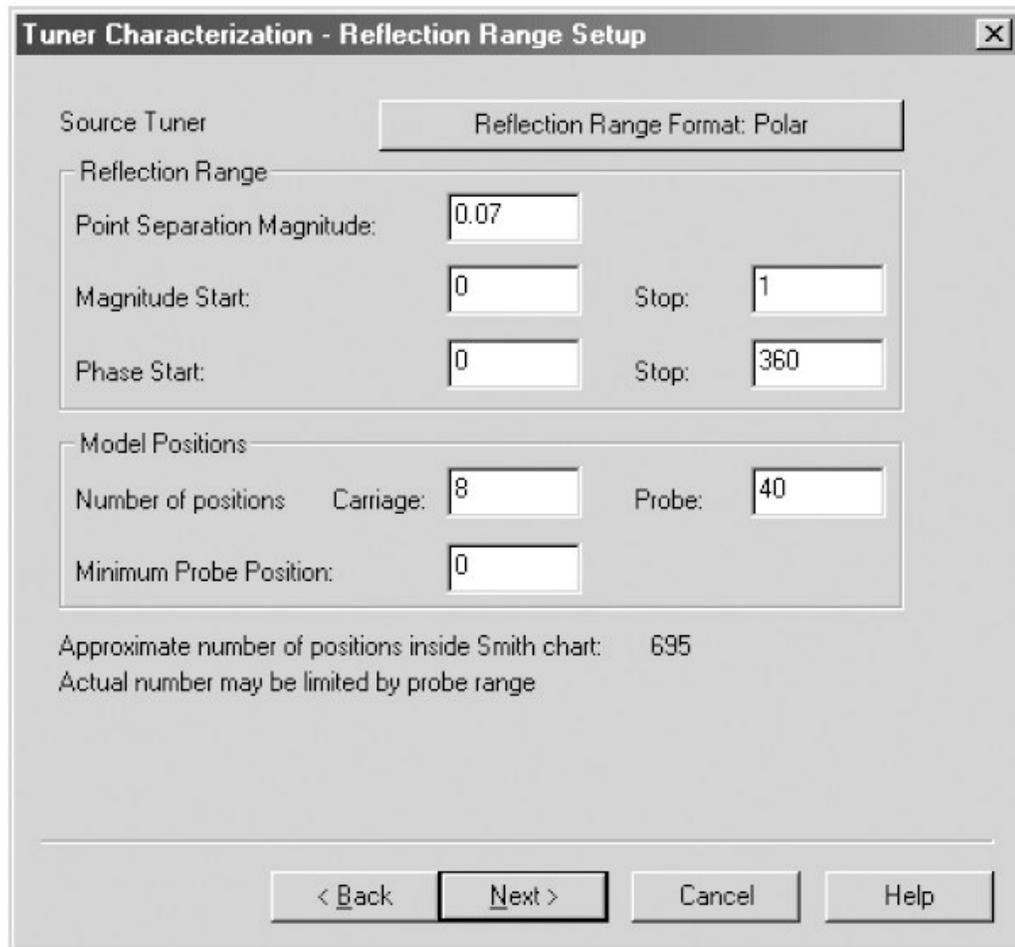


Abbildung 16: Dialogfenster zur Definition der *Step Reflection*-Charakterisierung

Bei der *Step Position*-Charakterisierung kann der Benutzer, wie in Abbildung 17 ersichtlich, die Intervalle der Positionen des Verfahrslittens (*Carriage*) und der beiden Tastköpfe (*Probe1* bzw. *Probe2*) bei den einzelnen Frequenzen direkt wählen und so die darzustellenden Positionen im Smith-Diagramm bestimmen.

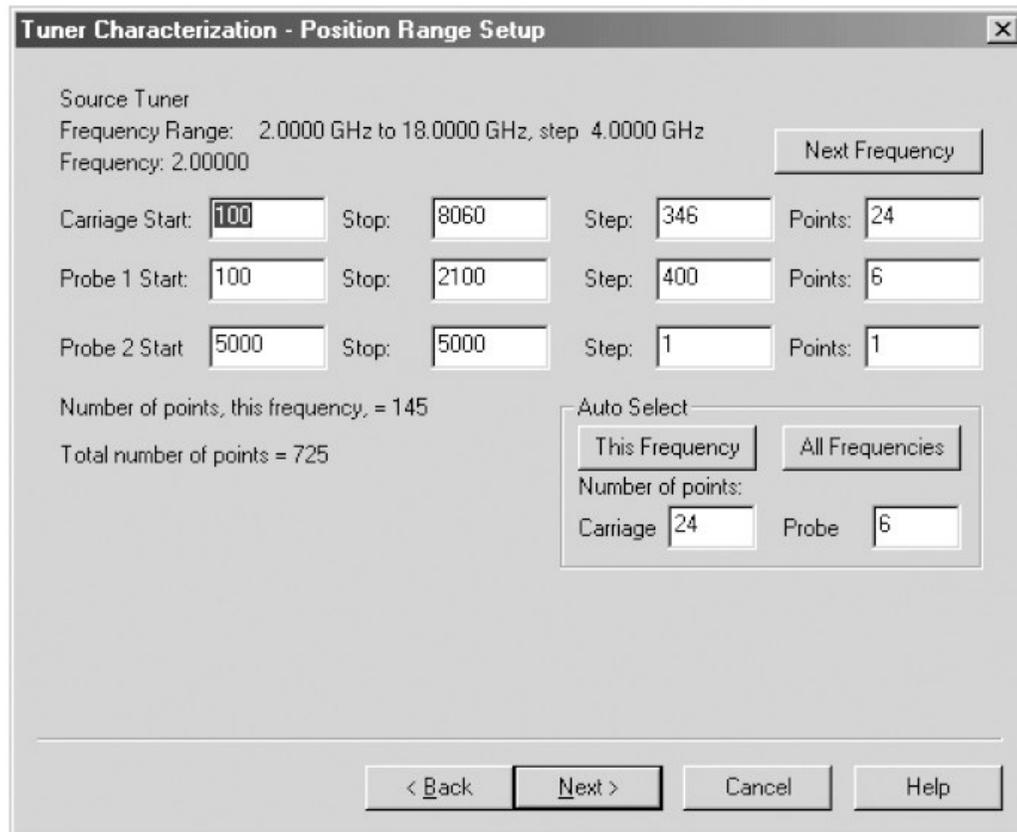


Abbildung 17: Dialogfenster zur Definition der *Step Position*-Charakterisierung

Die *Step Reflection*-Methode ist der *Step Position*-Methode vorzuziehen, da die Abstände der einzelnen Positionen im Smith-Diagramm konstant gehalten werden und auf diese Weise eine wesentlich gleichmäßigere Verteilung im Smith-Diagramm erreicht wird. Der Name der Datei, in der die aufgenommenen Daten abgespeichert werden, wird vom Benutzer bestimmt. Die gespeicherten Parameter sind das Tunermodell, Datum und Uhrzeit, die Frequenz(en), die Anzahl der Positionen, die Stellungen des Verfahrenslittens und der beiden Tastköpfe bei den einzelnen Positionen sowie die zwei Reflexionsfaktoren (s_{11} bzw. s_{22}) bzw. die zwei Übertragungsfaktoren (s_{21} bzw. s_{12}) der einzelnen Positionen.

Abbildung 18 zeigt, wie im Programm SNPW die Datei einer fertigen Tunercharakterisierung dargestellt wird.

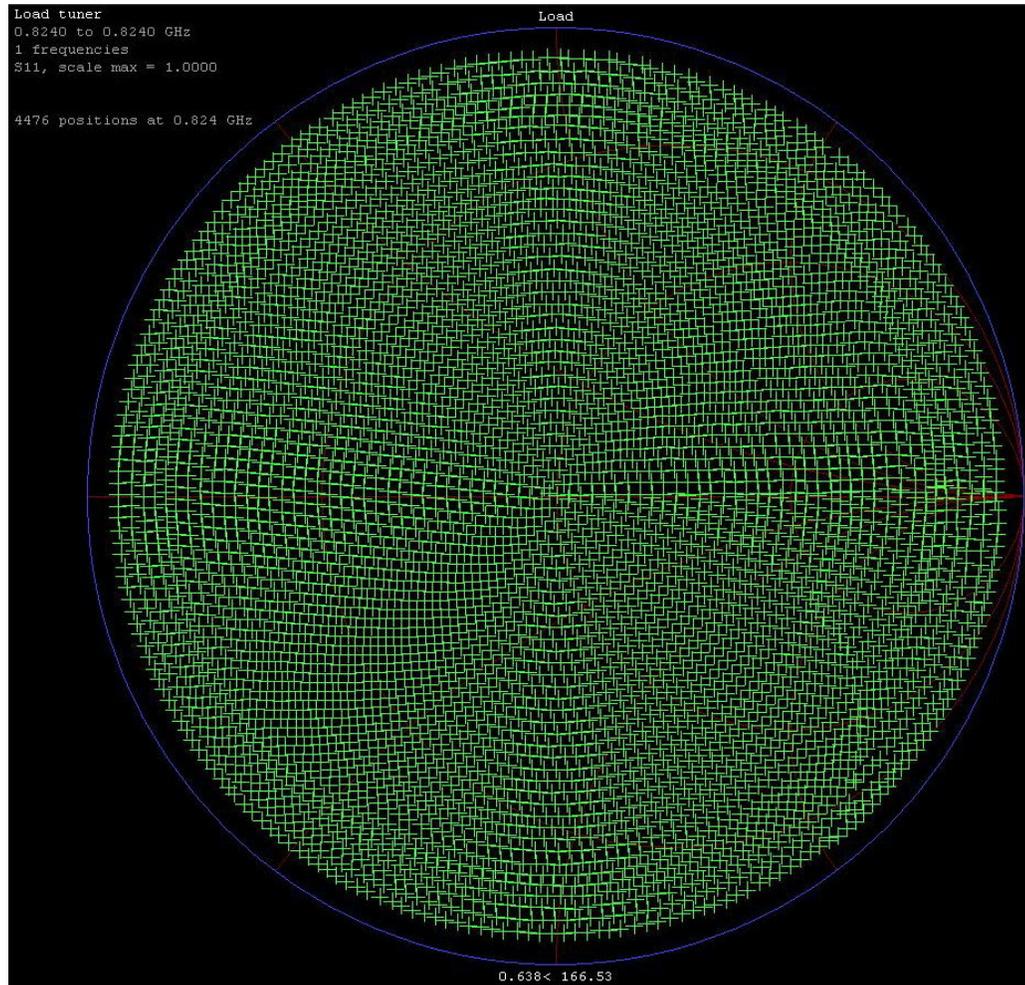


Abbildung 18: Darstellung einer Tunercharakterisierung in SNPW

Die markierten Stellen (grünen Kreuze) im Smith-Diagramm stellen die einzelnen Positionen des Tuners dar, wobei in der Abbildung die Werte des Reflexionsfaktors an Tor 1 (s_{11}) zu sehen sind. Bewegt man den Mauszeiger über das Smith-Diagramm, so wird unterhalb des Diagramms in Betrag und Phase angezeigt, welchem Reflexionsfaktor die aktuelle Zeigerposition entspricht. Das Programm zeigt an, für wie viele Frequenzen die Charakterisierung durchgeführt wurde und welche Frequenzen das sind. Der Benutzer kann wählen, welchen S-Parameter bei welcher Frequenz er gerade betrachten will. Die Anzahl der definierten Positionen bei den jeweiligen Frequenzen wird auch angegeben, beim gezeigten Beispiel sind das 4476.

3.3 Realisierung des Messprogramms

In diesem Kapitel sollen die Hauptfunktionalitäten des Messprogramms vorgestellt werden, wobei zu Beginn ein Überblick mit Hilfe der Beschreibung der Benutzeroberfläche und des Gesamtablaufs gegeben wird. Danach werden die einzelnen Funktionalitäten, die Initialisierung und Kalibrierung der Instrumente beziehungsweise die Messvorgänge genau beschrieben.

Als Entwicklungsumgebung für das Programm diente die visuelle Programmiersprache VEE Pro der Firma Agilent.

3.3.1 Überblick

Zu allererst wird die Benutzeroberfläche des Programms vorgestellt, welche in Abbildung 19 gezeigt wird.

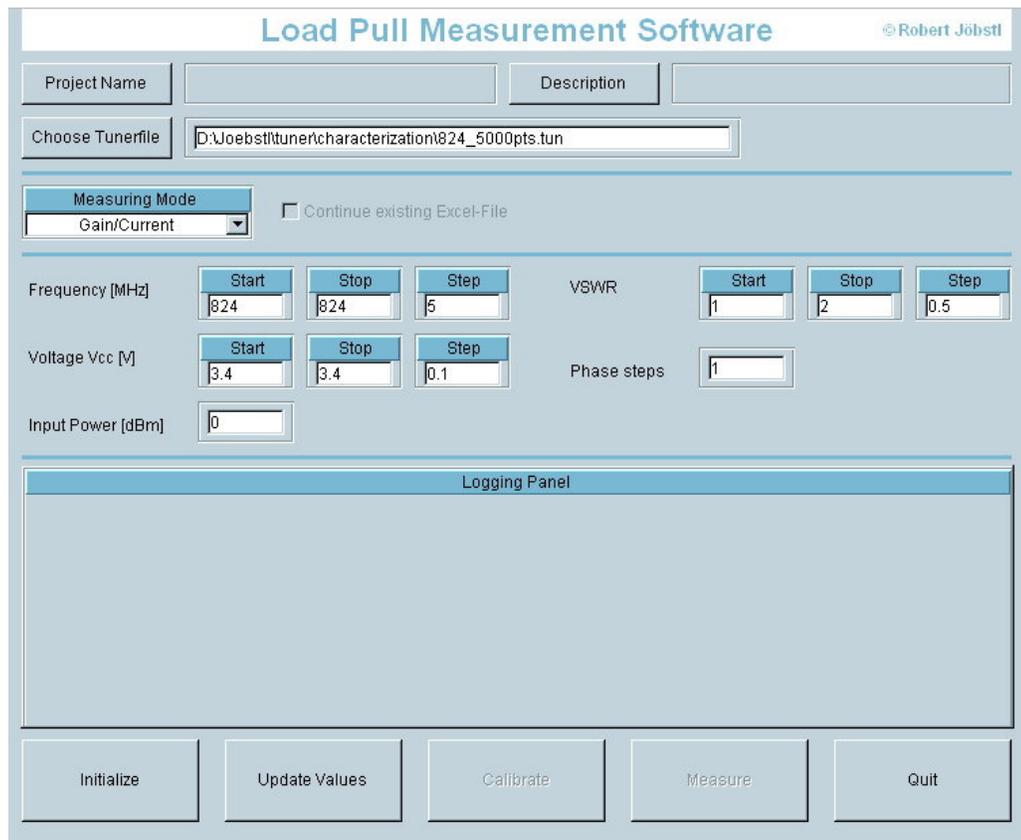


Abbildung 19: Benutzeroberfläche des Programms

Man sieht die Eingabefelder zur Festlegung der Messparameter, das Fenster zur Protokollierung der Ereignisse (*Logging Panel*) und die fünf Schaltflächen zur Steuerung der einzelnen Funktionen (*Initialize*, *Update Values*, *Calibrate*, *Measure* und *Quit*). Im Folgenden wird die Bedeutung der einzelnen Eingabefelder kurz erläutert.

Project Name

Im Feld *Project Name* kann der Benutzer einen Namen für sein derzeitiges Projekt eingeben, der unter der Variable *project_name* gespeichert wird. Dieser Name wird in weiterer Folge bei der Speicherung der Dateien verwendet, indem im Stammverzeichnis der Ausgabedateien ein Verzeichnis angelegt wird, das diesen Projektnamen trägt. Auf diese Weise wird garantiert, dass sämtliche Messungen, die zu einem Projekt gehören, im gleichen Verzeichnis abgespeichert werden, was zur Übersichtlichkeit und leichteren Datenverwaltung beiträgt. Wird vom Benutzer kein Projektname vergeben, so wählt das Programm automatisch den Namen *new_project*.

Description

Description dient zur Beschreibung der einzelnen Messungen, die zu einem gemeinsamen Projekt gehören. Zur Speicherung dieser Beschreibung innerhalb des Programms dient die Variable *description*. Verwendung findet diese Variable, ähnlich wie *project_name*, beim Speichern der Ausgabedateien, deren Dateinamen unter anderem diese Beschreibung beinhalten. Trägt der Benutzer keine Beschreibung der Messung ein, wird automatisch die Beschreibung *no_description* geladen.

Tunerfile

Über die Schaltfläche *Choose Tunerfile* kann der Benutzer eine geeignete Tunerdatei auswählen, oder den Pfad und Dateinamen der Datei direkt in das Eingabefeld eintragen. Es ist dabei zu beachten, dass die Datei Tunercharakterisierungen bei jenen Frequenzen enthalten soll, bei denen der Benutzer die Messung durchführen will.

Measuring Mode

Mit Hilfe dieser Drop-Down-Liste kann der Benutzer zwischen den zwei verfügbaren Messverfahren *Gain/Current*, bei dem die Messung von Gewinn und Strom im Vordergrund steht, und *1 dB Compression*, das der Bestimmung des 1-dB-Kompressionspunktes dient, auswählen.

Entscheidet sich der Benutzer für den Messmodus *Gain/Current*, so sind sämtliche Eingabefelder freigeschaltet, im Modus *1 dB Compression* hingegen werden die Felder zur Auswahl des VSWR, der Phasenschritte und der Eingangsleistung gesperrt, da sich der Ablauf dieser beiden Messvorgänge unterscheidet und deshalb die Auswahl dieser Parameter auf andere Weise passiert. Auf der anderen Seite ist im Modus *Gain/Current* die Auswahl *Continue Existing Excel-File* gesperrt, da es im Vergleich zur *1 dB Compression*-Messung bei diesem Verfahren keinen Sinn macht eine bereits existierende Exceldatei fortzusetzen.

Frequency

Die Eingabefelder *Frequency Start*, *Stop* und *Step* dienen zur Definition der Messfrequenzen in Form eines Durchlaufs, da eben die Start- und Stoppfrequenz beziehungsweise die Schrittgröße, jeweils in Megahertz, eingegeben werden.

Voltage Vcc

Ebenso wie bei der Frequenz, kann auch bei der Versorgungsspannung V_{CC} ein Durchlauf über mehrere Spannungswerte durchgeführt werden. Der Benutzer kann diesen Durchlauf über die zugehörigen Eingabefelder *Start*, *Stop* und *Step* in der Einheit Volt festlegen.

Input Power

In diesem Feld gibt der Benutzer in der Einheit dBm an, bei welcher Eingangsleistung, die am T_x -Eingang des DUT anliegt, die Messung stattfinden soll.

VSWR

Durch die Felder *VSWR Start*, *Stop* und *Step* definiert der Benutzer den Durchlauf, der während der Messung über das VSWR gemacht werden soll.

Phase steps

Im Eingabefeld *Phase steps* kann der Benutzer wählen, wie viele Phasenschritte bei jedem einzelnen VSWR durchgeführt werden sollen. Das Programm berechnet danach, welche Phasen das sind.

3.3.2 Gesamtablauf und Flussdiagramm

Das Gerüst für die Benutzeroberfläche bildet die Hauptfunktion `Main`, deren Flussdiagramm in Abbildung 20 dargestellt ist und im Folgenden erläutert wird, um einen Überblick über das gesamte Programm zu erhalten, da mit dieser Funktion die gesamte Steuerung des Programms und die Kommunikation mit dem Benutzer durchgeführt wird.

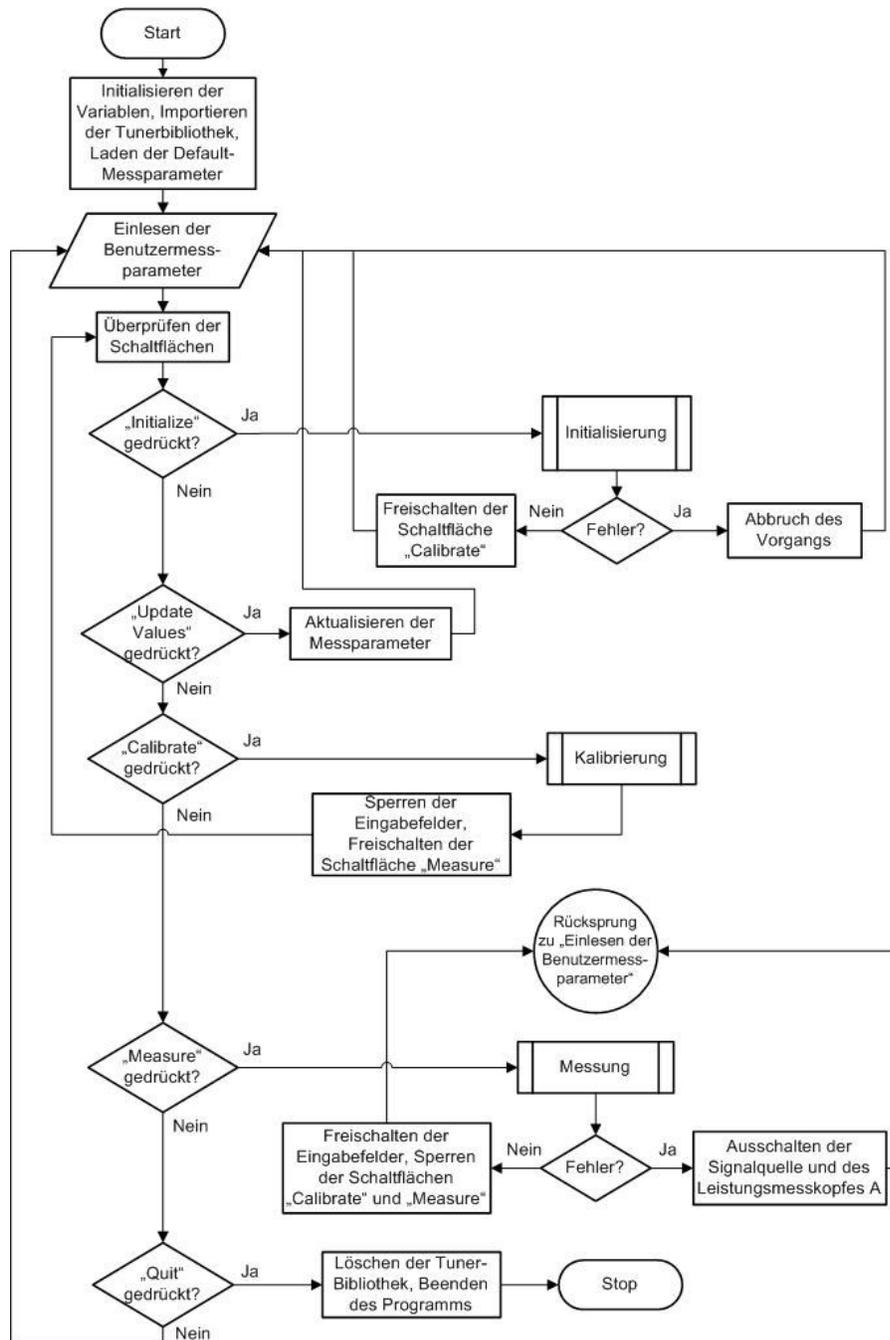


Abbildung 20: Flussdiagramm der Funktion `Main`

Nach dem Starten des Programms werden die benötigten Variablen initialisiert, die Tunerbibliothek wird importiert und die Eingabefelder der Messparameter werden mit den Defaultwerten geladen. Im Anschluss daran wird eine Endlosschleife gestartet, in der zu Beginn sämtliche Eingabefelder aktualisiert werden, um eventuelle Veränderungen durch den Benutzer zu übernehmen.

Nach dem Einlesen der Messparameter wird überprüft, ob eine der fünf Funktionsschaltflächen aktiviert ist, wobei zu Beginn *Calibrate* und *Measure* noch nicht freigeschaltet sind, da eine Kalibrierung oder Messung ohne vorherige Initialisierung nicht sinnvoll wäre.

Drückt der Benutzer die Schaltfläche *Initialize*, so erfolgt der Schritt der Initialisierung der Instrumente, der im Abschnitt 3.3.3 näher erläutert wird. Tritt während des Initialisierungsvorgangs ein Fehler auf, so wird der Vorgang abgebrochen und die Endlosschleife beginnt von neuem. Bei einer erfolgreichen Initialisierung wird die Schaltfläche *Calibrate* freigeschaltet, bevor das Programm wieder an den Beginn der Endlosschleife springt. Verändert der Benutzer die Messparameter nach der Initialisierung noch einmal, so kann er durch Drücken von *Update Values* sicherstellen, dass die Werte auch gültig übernommen werden.

In Kapitel 3.3.4 ist der Vorgang der Kalibrierung beschrieben, welcher bei Drücken der Schaltfläche *Calibrate* gestartet wird. Nach einer erfolgreichen Kalibrierung werden die Eingabefelder gesperrt, sodass die Messparameter nicht mehr verändert werden können, da es mit neuen Parametern zu einer Verfälschung der Messung kommen könnte. Weiters wird die Schaltfläche *Measure* freigeschaltet, da erst jetzt, nach erfolgreicher Kalibrierung, eine Messung sinnvoll ist und korrekte Ergebnisse liefern kann. Wird der Messvorgang fehlerlos beendet, so werden die Eingabefelder wieder freigeschaltet und die Schaltflächen *Calibrate* und *Measure* gesperrt. Bei einem Fehler hingegen wird der Vorgang abgebrochen, eine Fehlermeldung ausgegeben und das Ausgangssignal der Signalquelle beziehungsweise die Ausgangsspannung des Netzteil A werden abgeschaltet.

Durch Drücken der Schaltfläche *Quit* wird die Endlosschleife abgebrochen, die importierte Tunerbibliothek wird gelöscht und das Programm beendet.

3.3.3 Initialisierung

Der Initialisierungsvorgang teilt sich in zwei Teile. Im ersten Teil werden sämtliche Tätigkeiten zur Initialisierung des Tuners durchgeführt, während im zweiten Teil die restlichen Instrumente initialisiert werden. Abbildung 21 zeigt den schematischen Ablauf der gesamten Initialisierung.

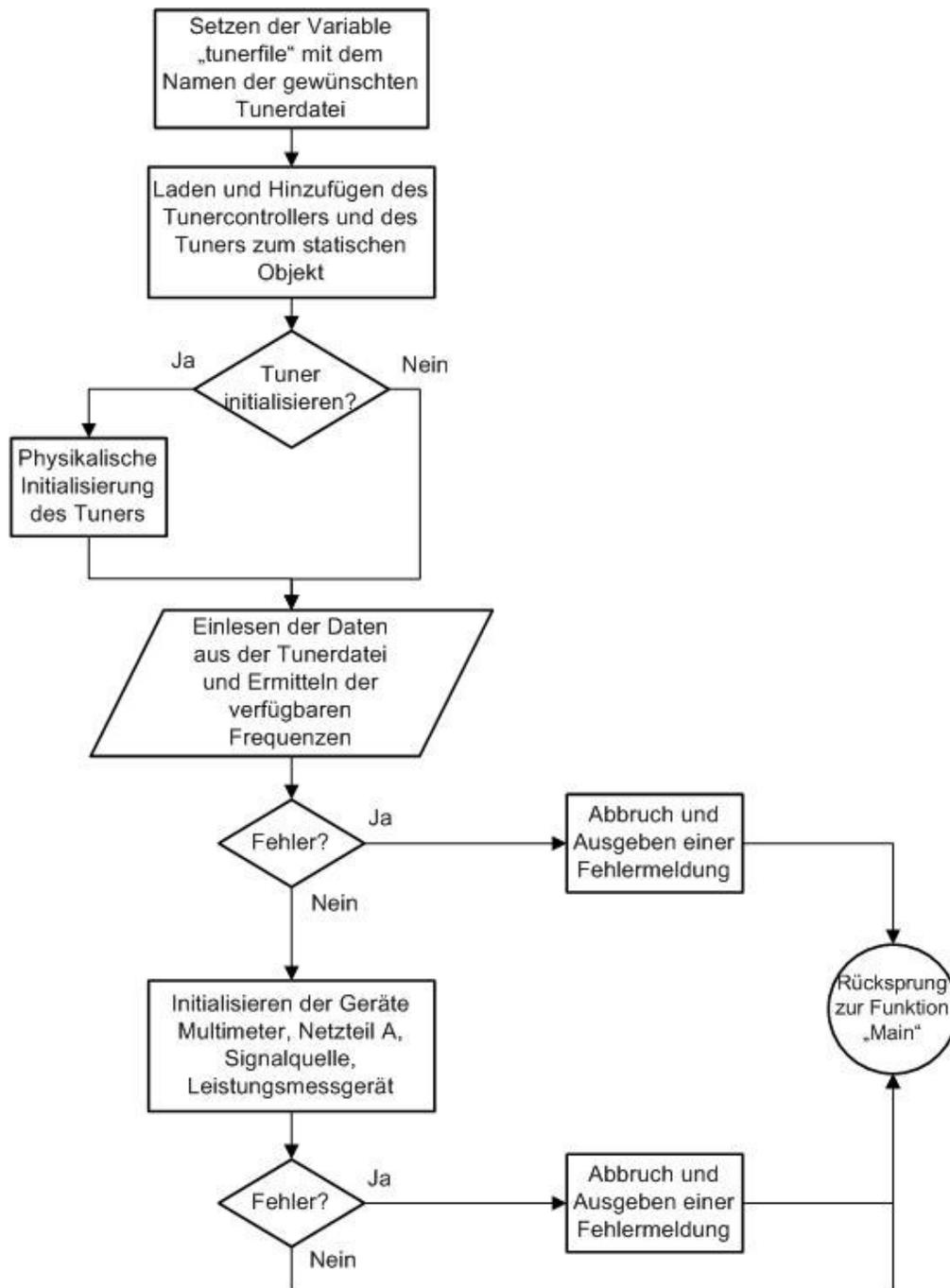


Abbildung 21: Flussdiagramm der Initialisierung

Zu Beginn wird der Pfad der zu verwendenden Tunerdatei unter der Variable *tunerfile* abgespeichert, um später bei Bedarf jederzeit darauf zugreifen zu können. Danach wird das statische Tunertreiber-Objekt durch das Hinzufügen des Tuners und des Tunercontrollers aufgebaut. Falls der Benutzer im Laufe der Sitzung den Tuner bereits einmal initialisiert hat, kann auf die physikalische Initialisierung des Tuners verzichtet werden und es kommt direkt zum Einlesen der in der Tunerdatei enthaltenen Daten (siehe Kapitel 3.2.2) und zum Ermitteln der verfügbaren Tunerfrequenzen. Werden diese Aufgaben fehlerlos erledigt, so folgt der zweite Schritt der Initialisierung. Dabei werden die Grundeinstellungen für das Multimeter, das Netzteil A, die Signalquelle und das Leistungsmessgerät vorgenommen. Zu diesen Grundeinstellungen zählen die Auswahl der Messgrößen, Messbereiche oder das Displayverhalten. Treten im Laufe dieser Tätigkeiten Fehler auf, wird die Initialisierung abgebrochen, eine Fehlermeldung ausgegeben und es erfolgt ein Rücksprung in die Hauptfunktion. Nach erfolgreich beendeter Initialisierung springt das Programm ebenso zurück in die Funktion `Main`.

3.3.4 Kalibrierung

Der Kalibriervorgang dient zur Ermittlung der Offsets, die an den Messgeräten eingestellt, beziehungsweise zu den gemessenen Werten hinzuaddiert werden müssen, um Verluste, die durch Leitungen oder Anschlüsse entstehen, zu eliminieren. In Abbildung 22 ist der Ablauf dieses Vorgangs dargestellt.

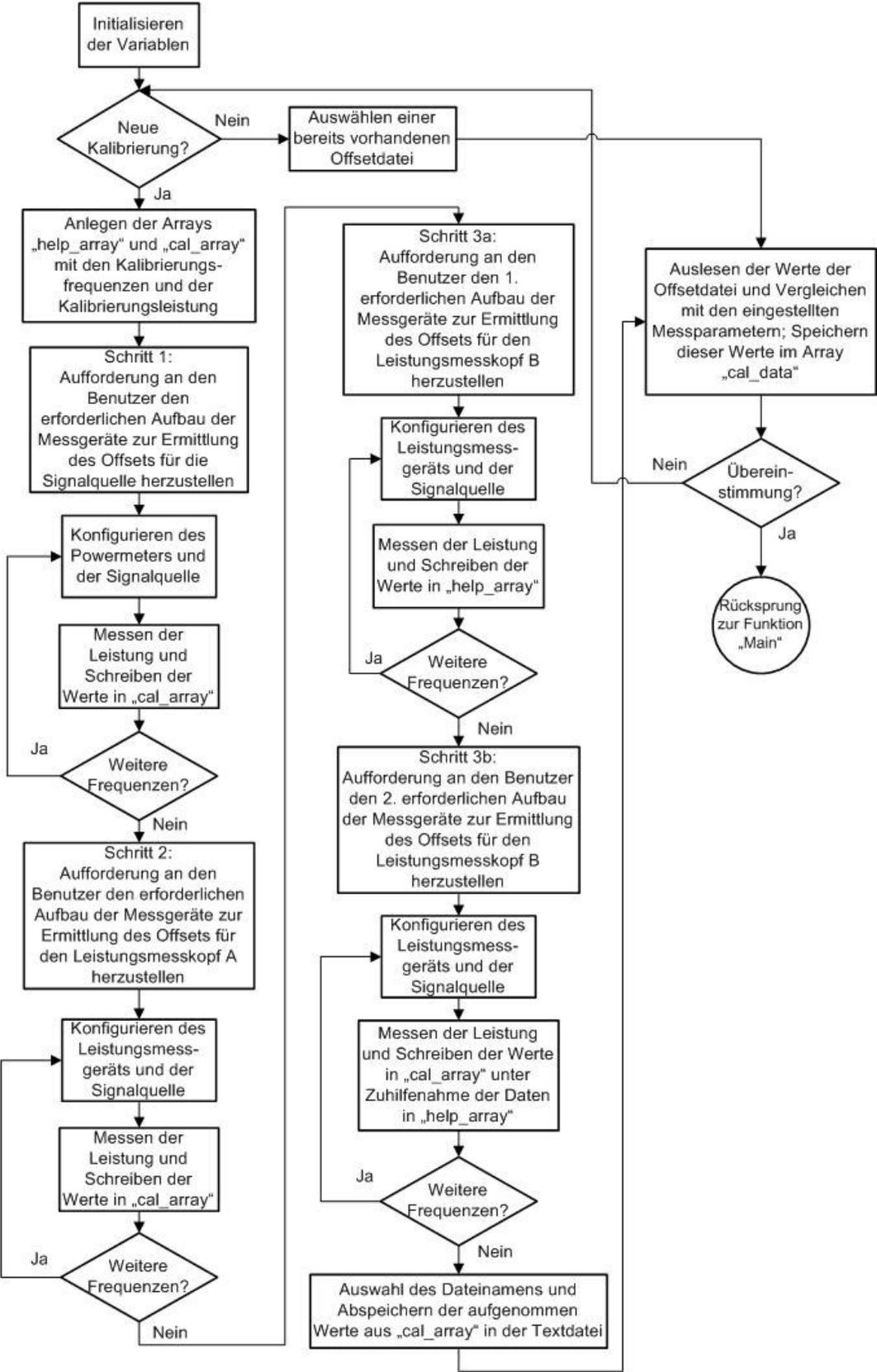


Abbildung 22: Flussdiagramm der Kalibrierung

Am Anfang des Prozesses werden die lokalen Variablen initialisiert und der Benutzer wird gefragt, ob er eine neue Kalibrierung durchführen will oder eine bereits bestehende Offsetdatei laden will. Wurde mit den aktuell eingestellten Parametern bereits eine Kalibrierung durchgeführt, so besteht die Möglichkeit, auf die bereits gespeicherten Offsetwerte zurückzugreifen und auf den eigentlichen Kalibrierungsvorgang zu verzichten. Ist dies der Fall, so werden die Messparameter (Startfrequenz, Stoppfrequenz und Kalibrierungsleistung) der ausgewählten Datei mit den aktuell eingestellten Parametern verglichen und bei einer Übereinstimmung werden die Offsetwerte als gültig übernommen. Stimmen die Parameter allerdings nicht überein, so muss der Benutzer eine neue Kalibrierung durchführen oder eine andere Datei auswählen.

Der eigentliche Kalibriervorgang beginnt mit dem Anlegen der beiden Arrays *help_array* und *cal_array*, in die später die aufgenommenen Werte geschrieben werden. Der weitere Prozess ist in 4 Teilschritte gegliedert, die sich in ihrem Ablauf jedoch sehr ähnlich sind, deshalb soll hier kurz im Allgemeinen der Vorgang geschildert werden, die Detailbeschreibung der einzelnen Schritte erfolgt im Anschluss daran.

Anfangs wird der Benutzer aufgefordert den erforderlichen Aufbau der Messgeräte zur Ermittlung des jeweiligen Offsets durchzuführen. Anschließend wird sowohl beim Leistungsmessgerät, als auch bei der Signalquelle die aktuelle Frequenz gesetzt, bei der Signalquelle muss zusätzlich noch die gewünschte Leistung, bei der die Kalibrierung stattfinden soll, eingestellt werden. Nach einer kurzen Verzögerung, die sicherstellt, dass die eingestellte Leistung auch tatsächlich am Messpunkt verfügbar ist, wird die Leistung gemessen und die Werte werden in ein Array geschrieben. Verbleiben noch weitere Frequenzen, bei denen eine Kalibrierung stattfinden soll, so werden die Instrumente mit den neuen Frequenzen konfiguriert und es wird eine neuerliche Messung realisiert. Verbleiben keine weiteren Frequenzen, folgt die nächste Operation innerhalb des Kalibriervorgangs.

Schritt 1

In Schritt 1 wird der Offset ermittelt, der beim Einstellen der Ausgangsleistung am Signalgenerator berücksichtigt werden muss, um am Eingang des DUT die gewünschte Leistung tatsächlich verfügbar zu machen. Dazu ist der in Abbildung 23 zu sehende Messaufbau erforderlich.

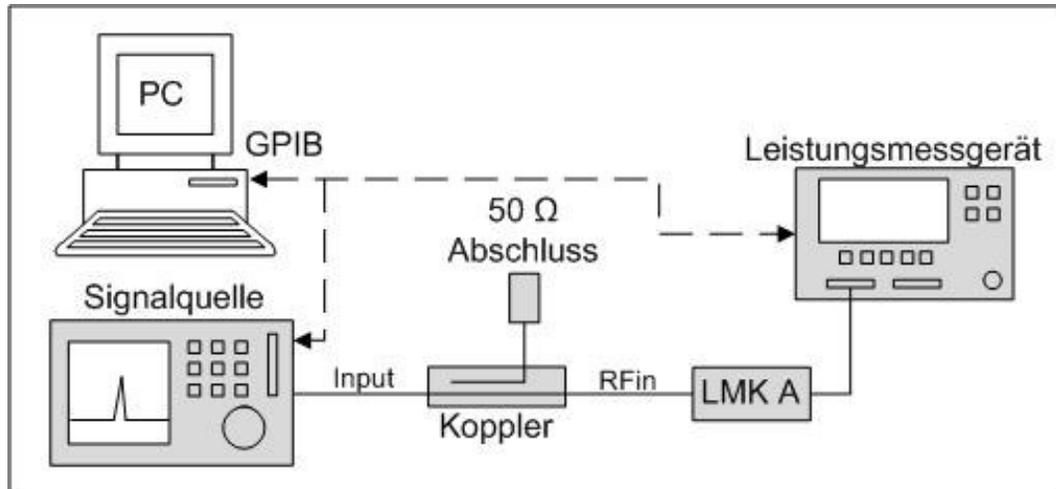


Abbildung 23: Messaufbau für Schritt 1 der Kalibrierung

Die Steuerung der Signalquelle und des Leistungsmessgeräts erfolgt, wie bei allen 4 Schritten der Kalibrierung mit dem PC über einen GPIB-Bus. *Input* und *RFin* stellen die Bezeichnungen für Koaxialkabel dar. Das *Input*-Kabel verbindet den Ausgang der Signalquelle mit dem Eingang des Kopplers und das *RFin*-Kabel verbindet im Messaufbau nach Abbildung 13 den Ausgang des Durchgangssignals des Kopplers mit dem T_x -Eingang des DUT. Für diesen Kalibrierungsschritt wird an dieser Stelle der Leistungsmesskopf A angeschlossen. Der Ausgang des Koppelsignals wird mit $50\ \Omega$ abgeschlossen. Die gemessene Leistung wird von der eingestellten Leistung subtrahiert und somit erhält man jenen Wert, um den die Ausgangsleistung der Signalquelle erhöht werden muss, damit die gewünschte Leistung tatsächlich am Eingang des DUT verfügbar ist. Dieser Offsetwert wird in das bereits zuvor angelegte *cal_array* geschrieben. Verbleiben noch weitere Frequenzen, so wiederholt sich der Vorgang, sonst folgt der nächste Schritt.

Schritt 2

Der zweite Schritt dient zur Ermittlung des Offsets für den Leistungsmesskopf A und der dafür nötige Messaufbau ist in Abbildung 24 dargestellt.

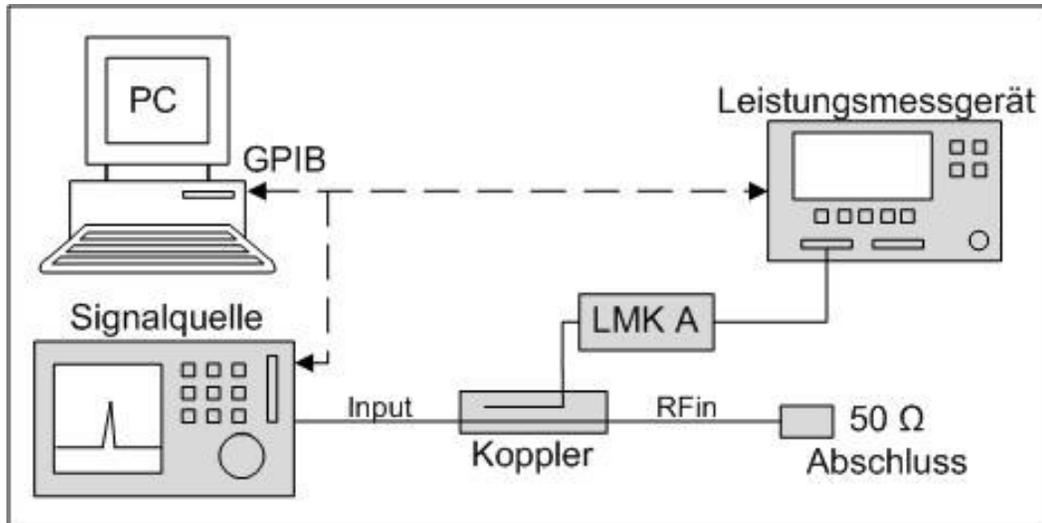


Abbildung 24: Messaufbau für Schritt 2 der Kalibrierung

Der Messaufbau für Schritt 2 unterscheidet sich von jenem des Schritts 1 darin, dass der Leistungsmesskopf A und der 50 Ω Abschluss vertauscht werden, also am Ende des *RFin*-Kabels der 50 Ω Abschluss und am Koppelausgang des Kopplers der Leistungsmesskopf A angeschlossen wird. Auf diese Weise wird für alle gewünschten Frequenzen jener Offsetwert ermittelt, der zum mit Leistungsmesskopf A an dieser Stelle gemessenen Wert hinzuaddiert werden muss.

Schritt 3a

Wie erwähnt, besteht die Kalibrierung aus vier verschiedenen Schritten, jedoch dienen der dritte und der vierte Schritt zur Ermittlung des Offsets für den Leistungsmesskopf B und aus diesem Grund werden sie mit Schritt 3a und Schritt 3b bezeichnet. Der für Schritt 3a erforderliche Messaufbau ist in Abbildung 25 zu sehen.

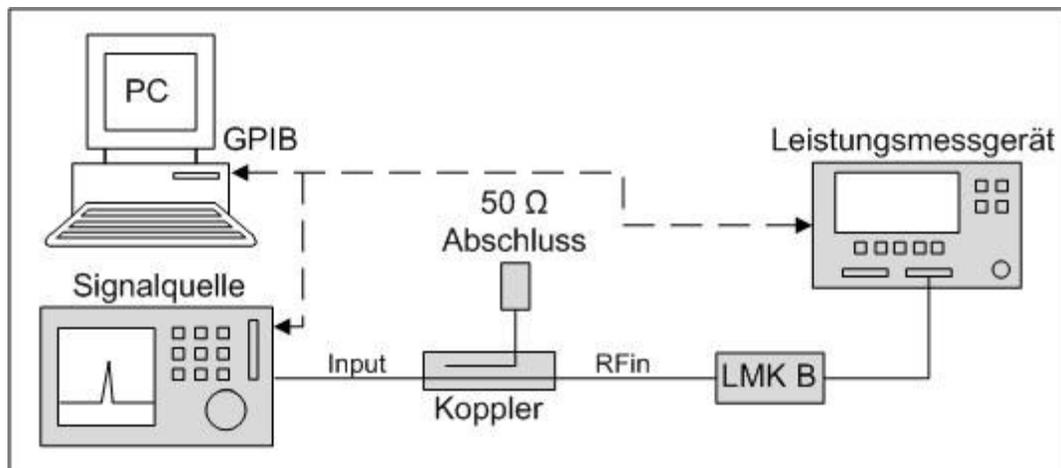


Abbildung 25: Messaufbau für Schritt 3a der Kalibrierung

Der Aufbau für diesen Schritt ist gleich wie jener im Schritt 1, jedoch wird anstelle von Leistungsmesskopf A der Leistungsmesskopf B an das *RFin*-Kabel angeschlossen. Der Unterschied im Ablauf besteht darin, dass die gemessenen Werte nicht in das *cal_array*, sondern in das *help_array* geschrieben werden, das, wie der Name schon verrät, dabei hilft die Werte kurzfristig zu speichern.

Schritt 3b

Als letzter Schritt der Kalibrierung muss schließlich der in Abbildung 26 gezeigte Aufbau vorgenommen werden.

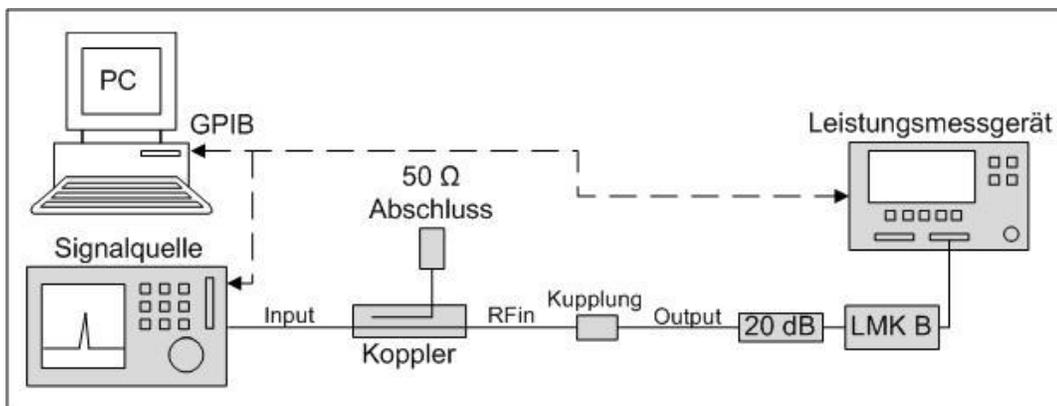


Abbildung 26: Messaufbau für Schritt 3b der Kalibrierung

Im Unterschied zum Messaufbau von Schritt 3a wird für Schritt 3b an das Ende des *RFin*-Kabels eine Kupplung, das *Output*-Kabel und das 20 dB-Dämpfungsglied angeschlossen, mit dem der Leistungsmesskopf B verbunden wird. Der endgültige Offset für den Leistungsmesskopf B ergibt sich durch eine Subtraktion der aktuell gemessenen Leistung und der, bei der gleichen Frequenz in Schritt 3a gemessenen Leistung, die aus dem *help_array* ausgelesen wird, von der Ausgangsleistung, die an der Signalquelle eingestellt wurde. Diese Werte werden wiederum in das *cal_array* geschrieben.

Ist der Schritt 3b beendet, wird der Benutzer aufgefordert einen Dateinamen und Speicherort für die Textdatei auszuwählen, in der die Daten, die sich im *cal_array* befinden, gespeichert werden sollen. Nachdem die Speicherung beendet ist, folgt der gleiche Prozess, der an den Prozess des Auswählens einer bereits vorhandenen Offsetdatei anschließt, nämlich das Vergleichen der in der Offsetdatei vorhandenen Messparameter mit den aktuell eingestellten Parametern. Bei Übereinstimmung erfolgt

der Rücksprung zur Funktion `Main`, andernfalls beginnt der Kalibrierungsvorgang von neuem.

3.3.5 Messungen

Der Benutzer hat die Wahl zwischen zwei verschiedenen Messmodi, dem Modus *Gain/Current* beziehungsweise dem Modus *1 dB Compression*. Nachfolgend werden die zwei verschiedenen Messmodi nun näher erläutert.

3.3.5.1 Messung *Gain/Current*

Die zwei wichtigsten Größen, die mit dieser Messung ermittelt werden, sind der Gewinn und der vom DUT aufgenommene Strom. Diese Werte werden in Abhängigkeit von der Ausgangsimpedanz des DUT, die vom automatisierten Tuner erzeugt wird, gemessen und dargestellt. Zur Veranschaulichung des Ablaufs dieses Prozesses, ist in *Abbildung 27* das zugehörige Flussdiagramm dargestellt.

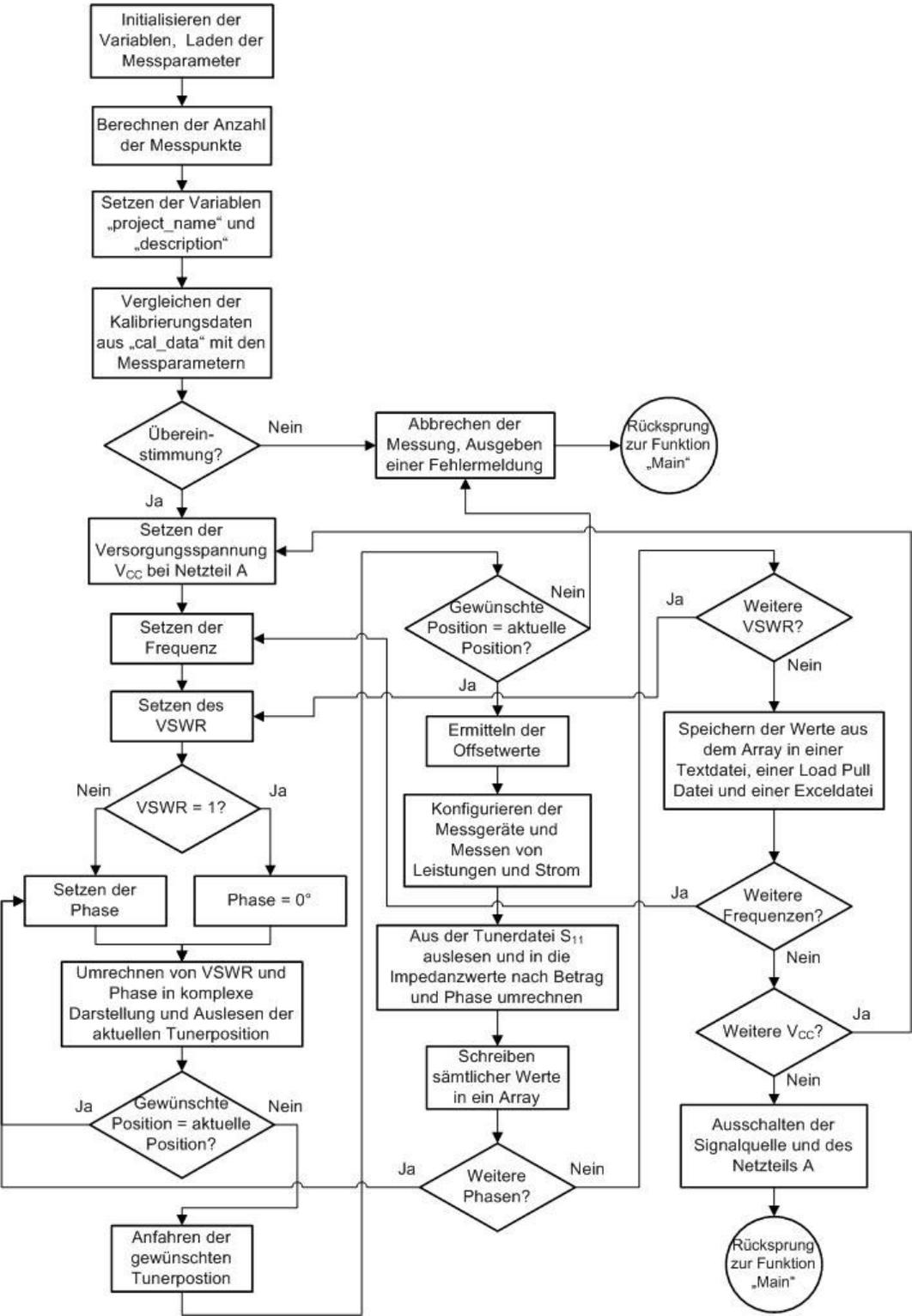


Abbildung 27: Flussdiagramm der Messung Gain/Current

Zu Beginn werden die Variablen initialisiert und die vom Benutzer eingestellten Messparameter geladen, anhand derer im nächsten Schritt die Anzahl der zu messenden Punkte berechnet wird. Diese Berechnung wird deshalb durchgeführt, da während der Ausführung des Programms ein Fortschrittsbalken eingeblendet wird, welchem der Benutzer entnehmen kann, wie viel Prozent der Messung bereits durchgeführt wurden. Dieser Fortschrittsbalken ist ein Teil des Informationsfensters, das während einer Messung angezeigt wird, um den Benutzer über die aktuellen Vorgänge zu unterrichten. Abbildung 28 ist zu entnehmen, welche Parameter dieses Funktionsfenster enthält.

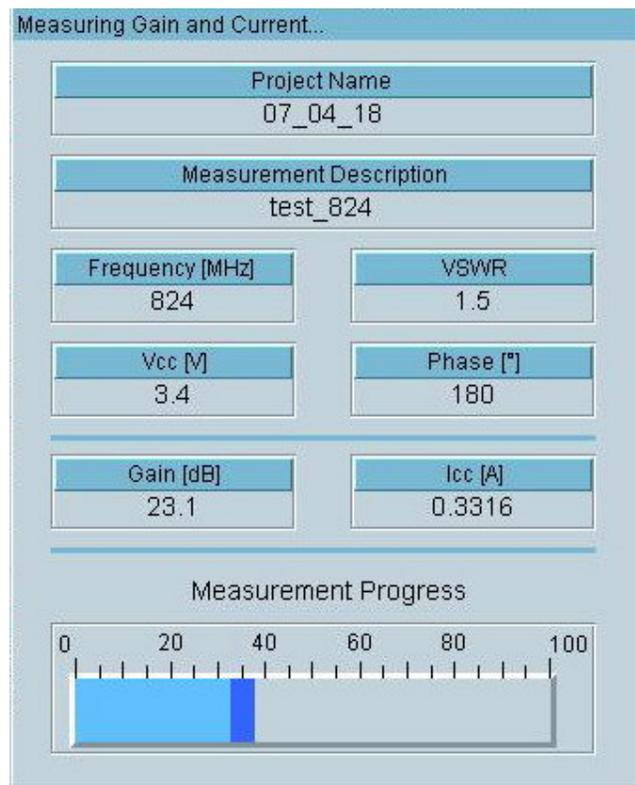


Abbildung 28: Informationsfenster der Messung *Gain/Current*

Auf die Berechnung der Punkte folgt das Setzen der Variablen *project_name* und *description*, das, wie in Kapitel 3.3.1 beschrieben, entweder mit Benutzer- oder Standardwerten erfolgt. Wählt der Benutzer einen Projektnamen, der noch nicht existiert, wird in diesem Schritt auch das Verzeichnis angelegt, in dem die Ausgabedateien später gespeichert werden.

Bevor der eigentliche Messvorgang beginnt, wird überprüft, ob die Messparameter, die das Array *cal_data* enthält, mit jenen der aktuellen Messung übereinstimmen und falls

dies nicht der Fall ist, wird die Messung sofort abgebrochen, eine Fehlermeldung ausgegeben und das Programm springt zurück in die Funktion Main.

Stimmen die Parameter überein, wird die Versorgungsspannung V_{CC} beim Netzteil A eingestellt und die Frequenz beziehungsweise das VSWR wird gesetzt. Im Programm wird unterschieden, ob das VSWR gleich 1 ist, oder nicht. Falls dies zutrifft, kann darauf verzichtet werden sämtliche Phasen zu durchlaufen, da bei einem VSWR von 1 sowohl der Real- als auch der Imaginärteil des Reflexionsfaktors gleich 0 ist, wie aus den Gleichungen, die im Anschluss präsentiert werden, hervorgeht. Wie im Flussdiagramm zu sehen ist, folgt nach dem Setzen der Phase die Umrechnung der aktuellen VSWR- und Phasenwerte in die komplexe Darstellung des Reflexionsfaktors, da der Tuner nur diese Werte interpretieren kann. Dazu werden folgende Gleichungen verwendet (siehe auch Gl. 18):

$$r_{re} = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \cdot \cos(phase)$$

Gl. 37

$$r_{im} = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \cdot \sin(phase)$$

Ist die Umrechnung erfolgt, wird die aktuelle Position des Tuners ausgelesen und falls diese der gewünschten Position entspricht, wird der Vorgang abgebrochen und die Phase wird neu gesetzt. Diese Einschränkung wurde deshalb getroffen, da eine mehrfache Messung von Gewinn und Strom bei gleich bleibendem Reflexionsfaktor des Tuners nicht zielführend ist und viel Zeit kostet. Der Grund, dass der Reflexionsfaktor mehrfach hintereinander gleich bleiben kann, liegt darin, dass als Berechnungsmethode des Reflexionsfaktors in der Tunersoftware die Methode *closest point* verwendet wird, welche bei Angabe eines darzustellenden Reflexionsfaktors durch den Benutzer jene Position aus der Charakterisierungsdatei des Tuners auswählt, welche diesem gewünschten Reflexionsfaktor am nächsten liegt. Bei zu grober Diskretisierung steigt die Wahrscheinlichkeit, dass zwei, unterschiedliche Reflexionsfaktoren durch die gleiche Tunerposition dargestellt werden. Ebenso erhöht ein besonders enger VSWR- beziehungsweise Phasendurchlauf diese Wahrscheinlichkeit.

Wird die Tunerposition neu angefahren, so wird im Anschluss daran überprüft, ob diese Position auch tatsächlich der gewünschten entspricht und wenn dies nicht zutrifft, wird der Vorgang abgebrochen, eine Fehlermeldung ausgegeben und es erfolgt der Rücksprung in die Funktion `Main`. Stimmt die aktuelle Position mit der gewünschten überein, werden die Offsetwerte ermittelt und die nötigen Einstellungen bei den Messgeräten vorgenommen. Liegen die gewünschten Versorgungs- und Steuerspannungen an und ist die gewünschte Leistung verfügbar, erfolgt mit dem Multimeter die Messung des Stroms und mit dem Leistungsmesskopf A die Messung der verfügbaren Eingangsleistung beziehungsweise mit dem Leistungsmesskopf B die Messung der Ausgangsleistung.

Nach Abschluss der Messung wird aus der Tunerdatei mit Hilfe der zur Verfügung stehenden Angaben über die Position der tatsächlich vom Tuner dargestellte Reflexionsfaktor (s_{11} in komplexer Darstellung) ausgelesen und in den Betrags- und Phasenwert der entnormierten Impedanz umgerechnet. Diese Umrechnung passiert mit den folgenden Gleichungen:

$$Z_{re} = \frac{1 - s_{11re}^2 - s_{11im}^2}{(1 - s_{11re})^2 + s_{11im}^2} \cdot 50$$

Gl. 38

$$Z_{im} = \frac{2s_{11im}}{(1 - s_{11re})^2 + s_{11im}^2} \cdot 50$$

$$|Z| = \sqrt{Z_{re}^2 + Z_{im}^2}$$

$$Z = |Z| \cdot e^{j\varphi_z}$$

Gl. 39

$$\varphi_z = \arctan\left(\frac{Z_{im}}{Z_{re}}\right)$$

Mit den Gleichungen 37 wird der Reflexionsfaktor umgerechnet in den realen und imaginären Teil der komplexen Impedanz und diese wird gleichzeitig entnormiert. Die Gleichungen 38 dienen zur Umrechnung der Impedanz in die Polarform.

Der Gewinn eines Verstärkers errechnet sich laut Gleichung 31 durch die Division der Ausgangsleistung durch die Eingangsleistung. Da die hier betrachteten Leistungen in dBm angegeben sind, wird die tatsächlich gelieferte Eingangsleistung ($P_{in_{del}}$) von der Ausgangsleistung (P_{out}) abgezogen.

$$Gain = P_{out} - P_{in_{del}} \quad \text{Gl. 40}$$

Zusätzlich wird noch der Wirkungsgrad, die *Power Added Efficiency* PAE, gemäß, der an dBm angepassten, Gleichung 29, berechnet.

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in_{del}}}{10 \cdot \log(1000 \cdot V_{CC} \cdot I_{CC})} \quad \text{Gl. 41}$$

Die gesammelten Werte werden in ein Array geschrieben und in weiterer Folge wird überprüft, ob noch weitere Phasenschritte, beziehungsweise VSWR-Werte vorgegeben sind. Wenn dies der Fall ist, springt das Programm an die entsprechende Stelle zurück, an der die Phase oder das VSWR gesetzt werden und der gesamte Vorgang beginnt von neuem. Sind diese beiden Schleifen beendet, werden sämtliche Werte, die sich im Array befinden, gesichert.

3.3.5.1.1 Sicherung der Daten

Die Daten werden in drei Dateien mit unterschiedlichem Format geschrieben und gespeichert. Bei diesen Formaten handelt es sich um eine einfache Textdatei, eine so genannte *Load Pull*-Datei und eine Exceldatei.

Textdatei

In die Textdatei werden spaltenförmig, nach dem Anlegen einer Kopfzeile, sämtliche Werte, die sich im zuvor beschriebenen Array befinden, geschrieben. Gespeichert wird die Datei im Verzeichnis, das den Projektnamen trägt, wobei überprüft wird, ob bereits eine Datei mit dem gewünschten Namen existiert. Ist dies der Fall, so wird dem Dateinamen eine laufende Nummer angehängt, um das Überschreiben vorhandener Dateien zu vermeiden. Der Dateiname selbst setzt sich zusammen aus der Bezeichnung „pa_lp_gain_“, der Beschreibung der Messung (*description*) und einer eventuellen

fortlaufenden Nummer. Als Erweiterung für die Datei wurde „dat“ gewählt. Die Textdatei wird nicht weiterverarbeitet und dient rein der Sicherung aller aufgenommenen Daten.

Load Pull-Datei

Die *Load Pull*-Datei mit der Erweiterung „lp“ wird deshalb angelegt, da sie die Voraussetzung ist für die Weiterverarbeitung der Messdaten in einem Simulationsprogramm. Sie besteht aus einem Kopfteil und den zur Weiterverarbeitung benötigten Daten.

Der Speicherort für die *Load Pull*-Datei ist der gleiche, wie bei der Textdatei und auch der Dateiname ist gleich aufgebaut.

Exceldatei

Die Exceldatei besteht aus drei verschiedenen Tabellenblättern. In ein Tabellenblatt werden, wie bei der Textdatei, sämtliche Werte geschrieben, die sich im Array befinden. In das zweite Tabellenblatt wird eine Auswahl dieser Werte nach einer bestimmten Ordnung eingetragen, die im dritten Tabellenblatt in einem Smith-Diagramm dargestellt werden. Diese Auswertung wird in Abschnitt 4.1.1 genauer erklärt.

Die Vorgänge, die in Excel durchgeführt werden, werden im Programm mit so genannten *ActiveX Automation References* gesteuert. Dazu wird eine Microsoft Excel Objektbibliothek in das Programm geladen, in der bereits fertige Funktionen implementiert sind und auf diese Weise die Steuerung von Excel wesentlich erleichtern. Der Speicherort und der Aufbau des Dateinamens unterscheiden sich nicht von jenen der beiden anderen Dateiformate.

Nachdem die Sicherung der Daten abgeschlossen ist, überprüft das Programm, ob vom Benutzer noch weitere Frequenzen beziehungsweise Versorgungsspannungen angegeben wurden, bei denen er Messungen durchführen möchte. Die Speicherung der Dateien erfolgt bereits vor dieser Überprüfung, da die Messwerte bei unterschiedlichen Frequenzen und / oder Versorgungsspannungen nicht direkt miteinander vergleichbar sind und es deshalb nicht sinnvoll ist, sie in eine gemeinsame Datei zu schreiben. Ist der Frequenz- oder Versorgungsspannungsdurchlauf noch nicht beendet, springt das Programm an jene Stelle zurück, an der diese Werte gesetzt werden und der Prozess startet erneut. Sind die beiden Durchläufe zu ihrem Ende gekommen, ist der gesamte

Messvorgang abgeschlossen, die Ausgangsleistung der Signalquelle und die Versorgungsspannung des Netzteil A werden ausgeschaltet und das Programm kehrt zurück in die Hauptfunktion `Main`.

3.3.5.2 Messung 1 dB Compression

Der Zweck dieser Messung liegt darin, bei einem konstanten Reflexionsfaktor, der vom Benutzer eingegeben wird, durch stetiges Erhöhen der Eingangsleistung, jenen Pegel der Eingangsleistung zu detektieren, bei dem der tatsächliche Gewinn des Verstärkers im Vergleich zur idealen Kennlinie um 1 dB niedriger ist.

Zur Veranschaulichung des Ablaufs dieses Messverfahrens dient ein Flussdiagramm, welches in Abbildung 29 dargestellt wird.

Wie man am Vergleich der Flussdiagramme der beiden Messverfahren erkennen kann, unterscheiden sich die Vorgänge zu Beginn der beiden Messmodi nicht. Auch beim *1 dB Compression*-Verfahren werden, wie beim Modus *Gain/Current*, die Variablen initialisiert, die Messparameter geladen, die Variablen *project_name* und *description* gesetzt und die Messparameter des Kalibrierungsarrays *cal_data* mit den aktuellen Messparametern verglichen.

Sind diese Operationen erfolgreich, tritt der erste Unterschied zutage, denn das VSWR und die Phase werden nicht im Vorhinein festgelegt und es sind auch keine Durchläufe über diese Werte vorgesehen, sondern der Benutzer kann nur jeweils einen Wert für das VSWR und die Phase, bei dem die Messung stattfinden soll, wählen.

Ist diese Auswahl getroffen, werden die Versorgungsspannung und die Frequenz gesetzt, bevor das VSWR und die Phase gemäß der Gleichungen 37 in die komplexe Darstellung des Reflexionsfaktors umgerechnet werden, um die Werte für den Tuner interpretierbar zu machen. Ähnlich wie bei der Messung *Gain/Current*, gibt es auch bei diesem Modus ein Informationsfenster, das den Benutzer über die aktuellen Vorgänge der Messung benachrichtigt. Welche Informationen dieses Fenster wiedergibt, zeigt Abbildung 30.

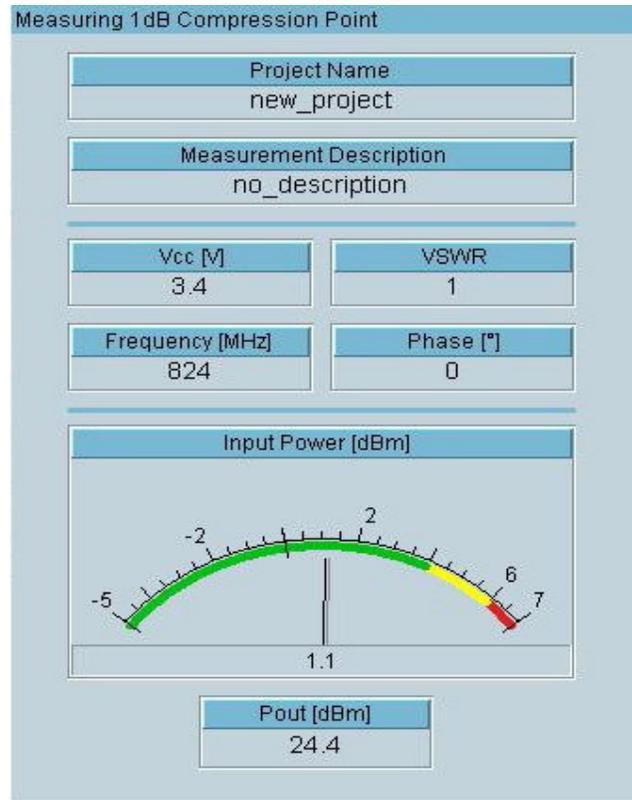


Abbildung 30: Informationsfenster der Messung *1 dB Compression*

Ist der Reflexionsfaktor berechnet, wird die aktuelle Tunerposition ausgelesen und danach die gewünschte Position angefahren. Nach Beendigung dieses Vorgangs wird überprüft, ob die aktuelle Position tatsächlich der gewünschten Position entspricht und wenn dies nicht der Fall ist, wird der Prozess abgebrochen, eine Fehlermeldung ausgegeben und das Programm springt zurück in die Funktion `Main`. Stimmt die Position, werden die Offsetwerte ermittelt und es folgt der Prozess zur Ermittlung der idealen Kennlinie des Verstärkers. Dazu werden im linearen Bereich des Verstärkers die Ein- beziehungsweise Ausgangsleistung gemessen und mit diesen Werten wird die Gleichung der idealen Kennlinie berechnet. Anschließend wird die Eingangsleistung stetig um 0,1 dBm erhöht, die Ausgangsleistung gemessen und sämtliche Daten werden in ein Array geschrieben.

Sobald der Wert der Gewinnkompression größer als 1,5 dB ist, wird die aktuelle Messung beendet und der gesamte Prozess wird wiederholt, falls noch bei weiteren Frequenzen oder Versorgungsspannungen gemessen werden soll. Sind sowohl die Schleife für den Frequenz-, als auch jene für den Versorgungsspannungsdurchlauf beendet, folgt der Prozess der Sicherung der Werte, die sich im Array befinden. Die Daten werden in einer einfachen Textdatei und auch in einer Exceldatei gespeichert, wobei, wie bereits erwähnt, für den Benutzer die Möglichkeit besteht, eine bereits existierende Exceldatei fortzusetzen. Dazu ist es nötig zuerst jene Stelle in der Datei zu finden, an der sich die zuletzt gespeicherten Werte befinden und an die die Speicherung der neuen Daten angeschlossen werden kann. Will der Benutzer eine neue Datei anlegen, so dient, wie bei der Messung *Gain/Current*, die Variable *project_name* zum Anlegen eines neuen Verzeichnisses im Stammverzeichnis der Ausgabedateien und die Variable *description* bildet einen Teil des Dateinamens. Wurde die Speicherung abgeschlossen, erfolgt ein Rücksprung des Programms in die Funktion `Main`.

4 Auswertung der Messergebnisse

In diesem Kapitel wird beschrieben, wie die Messergebnisse weiterverarbeitet und ausgewertet werden. Dazu werden zwei verschiedene Varianten betrachtet und miteinander verglichen. Die erste Variante stellt ein Tabellenkalkulationsprogramm dar, mit dem sowohl die Ergebnisse der Messung *Gain/Current*, als auch jene der Messung *1 dB Compression* ausgewertet werden. Eine zweite Auswertungsmöglichkeit für die Ergebnisse der Messung *Gain/Current* liefert ein Simulationsprogramm.

4.1 Variante I – Tabellenkalkulationsprogramm

Das Tabellenkalkulationsprogramm Excel dient zur Auswertung und Darstellung der Ergebnisse, aus *Gain/Current* und *1 dB Compression*. Nachfolgend soll erläutert werden, wie diese Auswertung für die zwei verschiedenen Messmodi stattfindet.

4.1.1 Messung *Gain/Current*

Wie in Abschnitt 3.3.5.1.1 erläutert wird, werden die Ergebnisse dieser Messung nicht nur in einer Textdatei gespeichert, sondern auch in einer Exceldatei. Als Vorlage für diese Exceldatei dient eine Arbeitsmappe, die auf [10] zu finden ist und für diese Anwendung angepasst und erweitert wurde. Diese Vorlage besteht aus drei Tabellenblättern. Zu Beginn werden sämtliche Daten der Messung in ein Tabellenblatt namens *data* geschrieben, das in der Kopfzeile die Bezeichnungen sämtlicher gespeicherter Werte enthält. Die gespeicherten Werte sind die Frequenz [MHz], die Versorgungsspannung V_{CC} [V], das VSWR und die Phase [°], der Reflexionsfaktor in Real- und Imaginärteil, die komplexe Impedanz in Polarform, die verfügbare Eingangsleistung [dBm], die tatsächlich gelieferte Eingangsleistung [dBm], die Ausgangsleistung [dBm], der Gewinn [dB], der Strom I_{CC} [A] und der Wirkungsgrad PAE.

Nachdem der Schreibvorgang beendet ist, dessen Fortschritt im Programm über einen Balken angezeigt wird, werden die Daten aufsteigend zuerst nach dem Gewinn und im

Anschluss nach der Phase sortiert. Aus dieser sortierten Liste werden die Werte für den minimalen und den maximalen Gewinn bestimmt, welche die Unter- beziehungsweise Obergrenze für jene Punkte darstellen, die in das zweite Tabellenblatt namens *sc data* übertragen werden. Neben diesen beiden Fixwerten, werden noch bis zu maximal acht weitere Gewinnwerte ausgewählt, die gleichmäßig über das gesamte Intervall verteilt sind. Zu jedem ausgewählten Wert werden sämtliche Impedanzpunkte, bei denen der gleiche Gewinn gemessen wurde, in eine Spalte des zweiten Tabellenblattes geschrieben. Die übertragenen Größen sind das VSWR und die Phase, der Reflexionsfaktor in Real- und Imaginärteil und die komplexe Impedanz in Polarform. Die Auswahl der Höhen des Gewinns erfolgt automatisch, kann im Nachhinein allerdings auch manuell erfolgen, wenn bestimmte Größen von besonderem Interesse sind.

Die Werte der Reflexionsfaktoren, die sich im Tabellenblatt *sc data* befinden, werden automatisch in das dritte Tabellenblatt *Smith-Chart* übernommen und als Kurven in einem Smith-Diagramm dargestellt. Ermöglicht wird diese Darstellung indem das Bild eines Smith-Diagramms als Hintergrund eines gewöhnlichen x-y-Diagramms gewählt und die Koordinaten mit Hilfe von Kalibrierpunkten, welche den charakteristischen Punkten des Smith-Diagramms entsprechen, konvertiert werden. Ein Beispiel einer solchen Auswertung ist in Abbildung 31 dargestellt. Die Messung wurde bei einem PAiD-Modul bei konstant 844 MHz Frequenz und 0 dBm tatsächlicher Eingangsleistung durchgeführt. Der Startwert für den VSWR-Durchlauf betrug 1 und der Stoppwert 5, als Schrittgröße wurde 0,2 gewählt. Die Anzahl der Phasenschritte betrug 36, das heißt die Schrittgröße der Phase belief sich auf 10° .

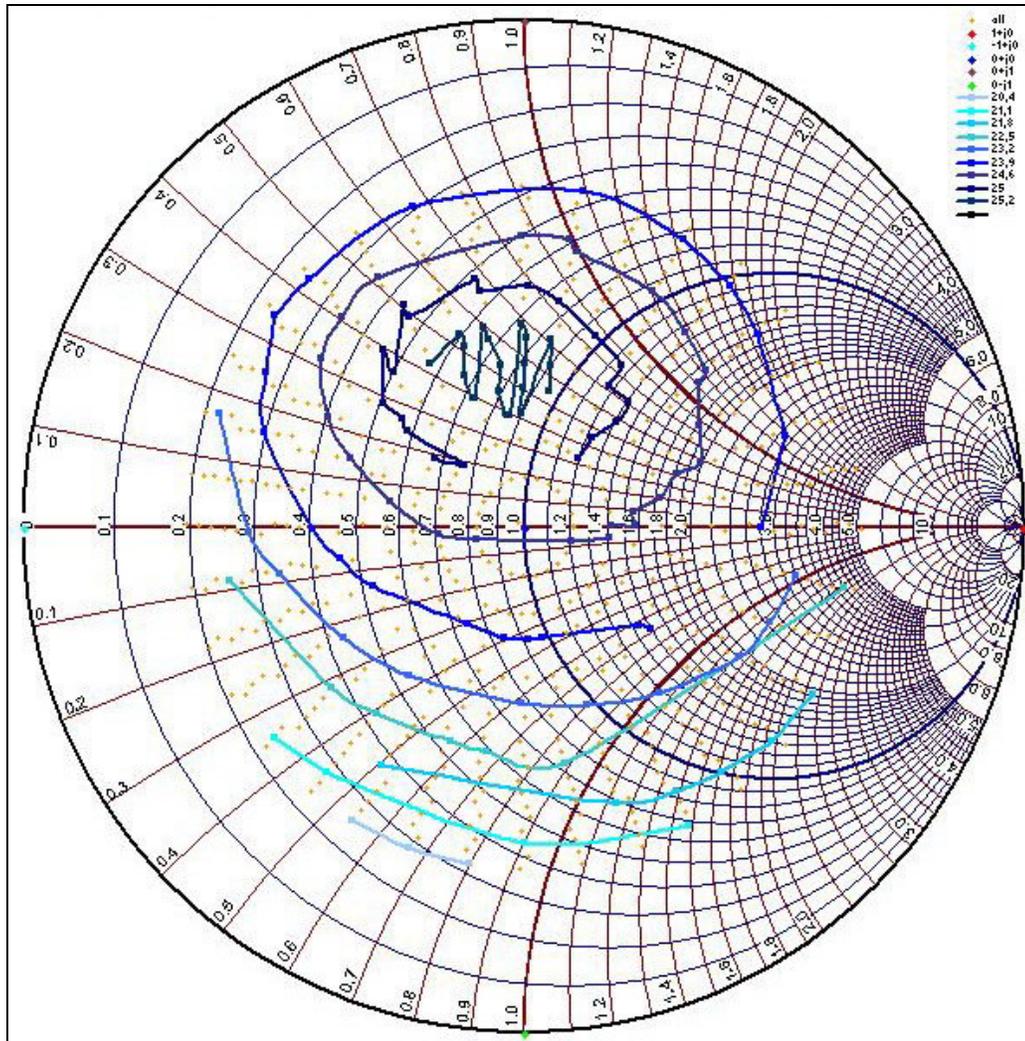


Abbildung 31: Smith-Diagramm in Excel

In der Legende des Diagramms sind die Bezeichnungen der einzelnen Datenreihen zu sehen, wobei auch die Kalibrierpunkte dazuzählen, ebenso wie eine Datenreihe namens *all*, die sämtliche Positionen enthält, bei denen eine Messung statt gefunden hat. Kurven gleicher Farbe entsprechen Datenreihen, die jene Impedanzpunkte beinhalten, bei denen der Gewinn des Verstärkers gleich hoch ist. Sie stellen also die Umrisslinien konstanten Gewinns dar (*constant gain contours*). In etwa im Bereich des imaginären Zentrums dieser Kurven befindet sich die Datenreihe mit jenen Impedanzen, bei denen der Gewinn am größten ist. Im Beispiel liegt dieser bei 25,2 dB und die zugehörigen Werte dieser Datenreihe von VSWR und Phase, Real- und Imaginärteil des Reflexionsfaktors beziehungsweise der Betrag- und Phasenwert der entnormierten Impedanz sind, entsprechend dem Tabellenblatt *sc data*, in Tabelle 1 abgebildet.

25,2 dB					
VSWR	Phase	Γ_{re}	Γ_{im}	$ Z $	Z_ph
1,8	80	0,04906	0,2717	54,78668	30,46576
2,2	80	0,055	0,37356	55,06951	41,06727
2,4	90	-0,00515	0,40508	49,55954	44,10468
2,4	100	-0,07992	0,39664	43,54503	43,48813
2,4	110	-0,12886	0,38297	39,91451	42,47092
2,2	120	-0,1869	0,32646	35,58914	37,25454
1,8	110	-0,09881	0,25755	41,52395	29,14076
1,6	100	-0,02866	0,22347	47,34295	25,21293
1,6	90	-0,00413	0,22487	49,60842	25,34699

Tabelle 1: Werte der Datenreihe für 25,2 dB

Je weiter entfernt die restlichen Umrisslinien von dieser einen Datenreihe sind, desto geringer ist ihr Gewinn, wie bei der äußersten Kurve, bei deren Impedanzpunkten ein Gewinn von 20,4 dB gemessen wurde. Die zugehörigen Werte sind in Tabelle 2 abgebildet.

20,4 dB					
VSWR	Phase	Γ_{re}	Γ_{im}	$ Z $	Z_ph
5	240	-0,34276	-0,57705	29,92176	-64,5384
5	250	-0,23037	-0,63138	35,99195	-66,5296
5	260	-0,10963	-0,66378	42,94499	-67,5927

Tabelle 2: Werte der Datenreihe für 20,4 dB

Die Lastimpedanzen dieser Messungen stellen die Impedanzen jener Anpassungsschaltungen am Ausgang dar, die entworfen werden müssen, um einen dementsprechenden Gewinn mit dem Verstärker zu erreichen.

4.1.2 Messung 1 db Compression

Die Daten, welche in diesem Messmodus sowohl in einer einfachen Textdatei, als auch in einer Exceldatei gesichert werden, sind die Frequenz, die Versorgungsspannung V_{CC} , das VSWR und die Phase, der Reflexionsfaktor in Real- und Imaginärteil, die

verfügbare Eingangsleistung, die tatsächlich gelieferte Eingangsleistung, die Ausgangsleistung und die Gewinnkompression.

Zur Veranschaulichung der Daten, werden diese in Diagrammen dargestellt. Abbildungen 32 und 33 zeigen als Beispiel die gemessene Ausgangsleistung beziehungsweise die Gewinnkompression eines PAiD-Moduls als Funktion der Eingangsleistung bei einer Frequenz von 824 MHz, einem VSWR von 1 und einer Phase von 0°.

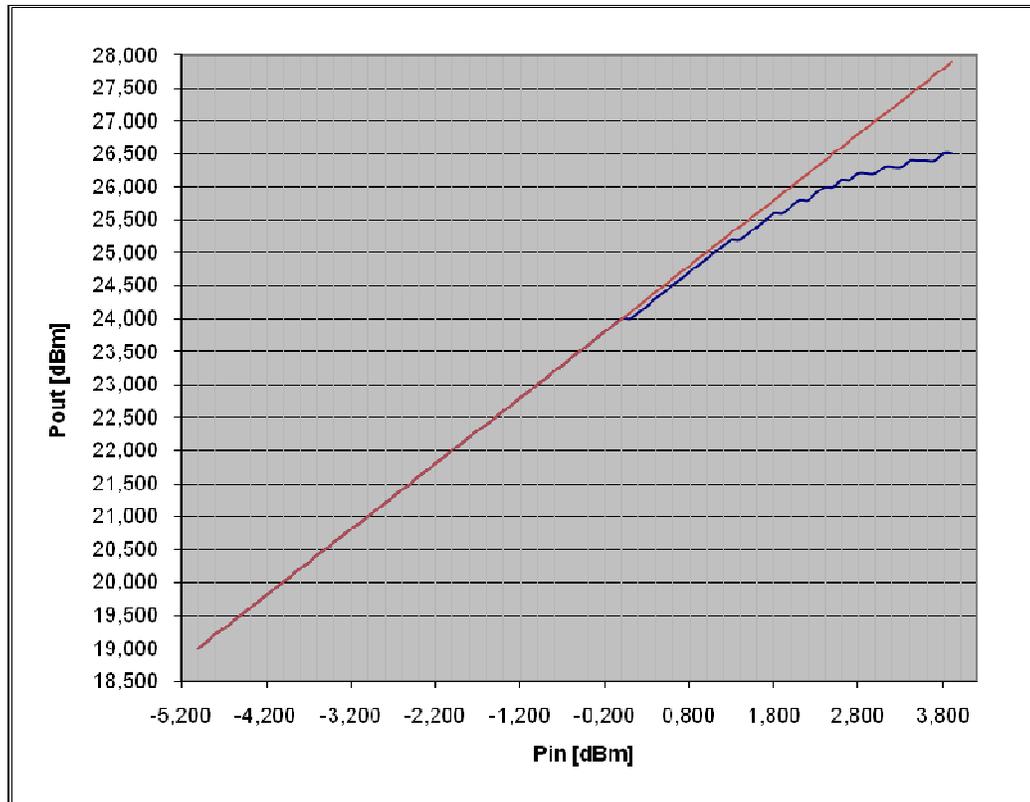


Abbildung 32: Ausgangsleistung als Funktion der Eingangsleistung

Die rote Linie in Abbildung 32 stellt die ideale Kennlinie des Verstärkers dar. Anhand der beiden Diagramme kann beobachtet werden, dass sich der 1-dB-Gewinnkompressionspunkt P1dB bei etwa 3,2 dBm befindet.

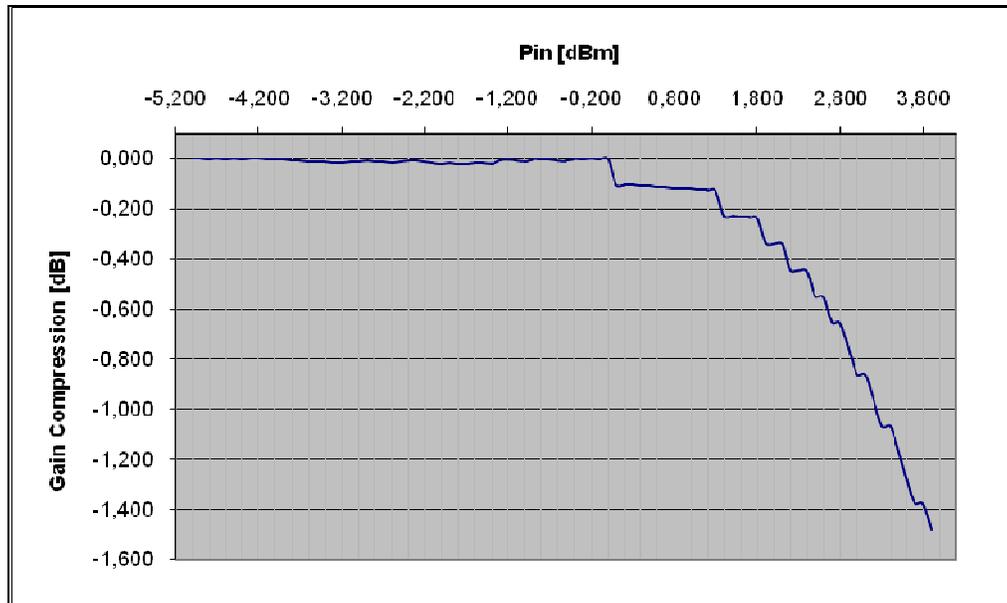


Abbildung 33: Gewinnkompression als Funktion der Eingangsleistung

4.2 Variante II – Simulationsprogramm

Als zweite Möglichkeit die Ergebnisse der Messung *Gain/Current* auszuwerten dient das Simulationsprogramm Microwave Office von AWR. Um die Daten für das Programm interpretierbar zu machen, werden, wie bereits erwähnt, die Ergebnisse der Messung *Gain/Current* nicht nur in einer Text- und Exceldatei, sondern auch in einer *Load Pull*-Datei (*.lp) gespeichert. Diese Datei besteht aus einem Kopfteil und jenem Teil, der sämtliche zur Weiterverarbeitung relevanten Daten enthält. Der prinzipielle Aufbau der Datei unterscheidet sich nicht sehr stark von jenem der einfachen Textdatei. Der Kopfteil enthält die Messbeschreibung, Datum und Uhrzeit der Messung, die Anzahl der verwendeten Leistungsmessgeräte, die Anzahl der Positionen und die Bezeichnung der gespeicherten Werte. Die Daten, die das Simulationsprogramm benötigt, um die Datei interpretieren zu können, sind der Real- und Imaginärteil des Reflexionsfaktors, die verfügbare Eingangsleistung, die tatsächlich gelieferte Eingangsleistung, die Ausgangsleistung, der Gewinn und der Strom.

Die *Load Pull*-Datei wird in das Simulationsprogramm importiert und die gewünschten Parameter werden definiert. Zu diesen Parametern zählen unter anderem der Referenzwellenwiderstand Z_0 , die Art der darzustellenden Daten oder die Spalte der Quelldaten in der Datei. Am einfachsten erklärt sich dieser Vorgang anhand eines

Beispiels, das in Abbildung 34 zu sehen ist. Die Quelldaten für dieses Beispiel lieferte die gleiche Messung, die bereits in Abschnitt 4.1.1 bei der Auswertung der Daten in Excel besprochen wurde.

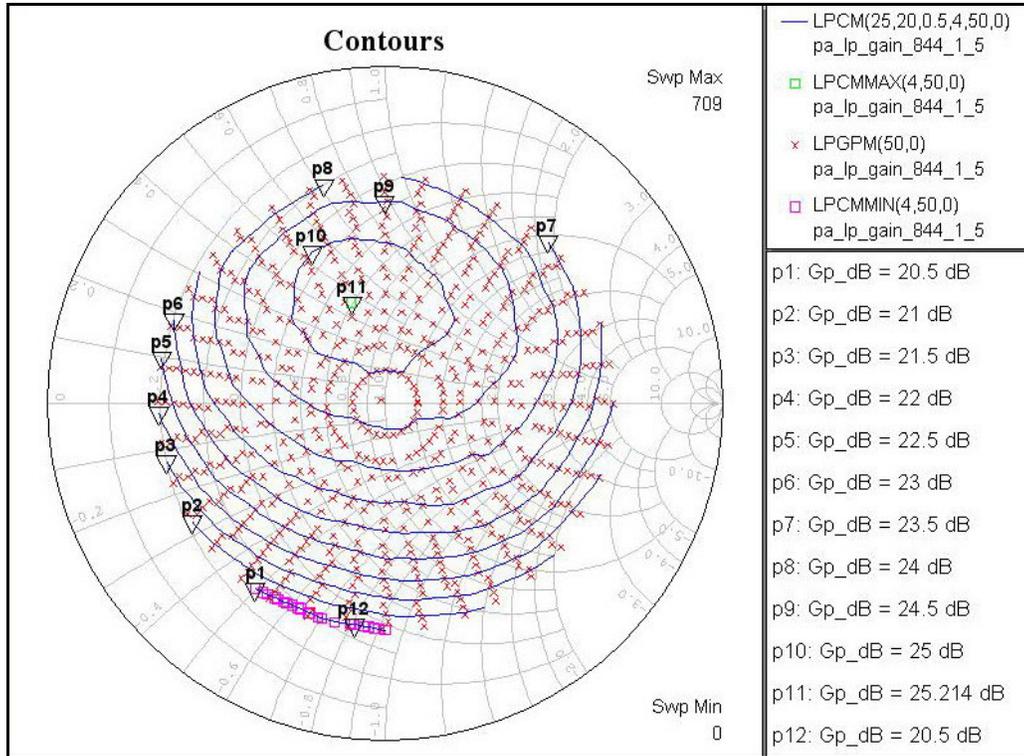


Abbildung 34: Auswertung in Microwave Office

Es handelt sich um die Vermessung eines PAiD-Moduls bei konstant 844 MHz Frequenz und 0 dBm tatsächlicher Eingangsleistung. Der Startwert für den VSWR-Durchlauf betrug 1 und der Stoppwert 5, als Schrittgröße wurde 0,2 gewählt. Die Anzahl der Phasenschritte betrug 36. In der Legende der Abbildung 34 ist zu sehen, welche Werte dargestellt werden.

LPGM – Load Pull Gamma Points, Measured

Die Punkte dieser Reihe entsprechen der Datenreihe *all* bei der Auswertung mit der Exceldatei und beinhaltet sämtliche Impedanzpunkte bei denen eine Messung stattgefunden hat.

Die Anzahl dieser Punkte ist auch dem Diagramm zu entnehmen (*Swp Max*) und entspricht 709. Die in Klammer stehenden Werte bei LPGM(50,0) entsprechen Real- (50) beziehungsweise Imaginärteil (0) des Referenzwellenwiderstandes Z_0 .

LPCM – Load Pull Contours, Measured

Diese Funktion stellt die Umrisslinien für den Gewinn oder die Ausgangsleistung der gemessenen Daten dar. Im gegebenen Beispiel sind es die Konturen des Gewinns und diese entsprechen den Reihen p1 bis p10 im Smith-Diagramm. Die einstellbaren Parameter sind in Klammer angegeben, LPCM(25,20,0.5,4,50,0), und deren Bedeutung soll kurz erläutert werden. 25 und 20 geben den Maximal- beziehungsweise Minimalwert an, bei dem eine Umrisslinie dargestellt werden soll. 0.5 definiert die Abstände zwischen den einzelnen Umrisslinien. Die Einheit dieser drei Werte ist dB. Die Zahl 4 steht für die Spalte der Datei, in welcher die relevanten Daten stehen und 50 und 0 entsprechen Real- und Imaginärteil des Referenzwellenwiderstandes Z_0 .

LPCM MAX – Maximum of Load Pull Contours, Measured

Stellt die Maximalwerte des Gewinns oder der Ausgangsleistung im Smith-Diagramm dar. In Abbildung 34 entspricht dies der Datenreihe p11, mit einem Wert von 25,214 dB.

LPCM MIN – Minimum of Load Pull Contours, Measured

Stellt die Minimalwerte des Gewinns oder der Ausgangsleistung im Smith-Diagramm dar. Im angegebenen Beispiel ist dies die Datenreihe p12, mit einem Wert von 20,5 dB, welche zufälligerweise mit der Reihe p1 von LPCM übereinstimmt.

4.3 Vergleich und Bewertung

In diesem Abschnitt werden die zwei verschiedenen Auswertungsmethoden, die für die Messung *Gain/Current* zur Verfügung stehen miteinander verglichen und bewertet. Um diesen Vergleich zu ermöglichen, wurde für die Darstellung der Beispiele in den Abschnitten 4.1.1 und 4.2 die gleiche Messung herangezogen.

Man kann auf den ersten Blick erkennen, dass die Darstellung in Microwave Office (Abbildung 34) wesentlich schöner ist, als jene in Excel (Abbildung 31). Speziell je weiter man sich dem Punkt des höchsten Gewinns nähert, desto unförmiger werden die Kurven, desto mehr Ausreißer gibt es. Die Datenreihe des höchsten Gewinns (25,2 dB) schließlich weist keinen kreisähnlichen, sondern einen sehr gezackten Kurvenverlauf auf. Diese Tatsache ist damit zu begründen, dass es mit der verwendeten

Auswertungsmethode nicht möglich ist, die Punkte so anzuordnen, dass sich immer ein Verlauf gemäß Höhenlinien im Smith-Diagramm ergibt. Die Zacken bei den Datenreihen mit 25 dB und 24,6 dB und der generell etwas unharmonische Verlauf der Kurven lassen sich dadurch erklären, dass bei dieser Methode die diskreten Werte der Messung verwendet werden.

Im Simulationsprogramm Microwave Office hingegen, werden die zur Verfügung stehenden Punkte als Basis genommen und weitere Punkte durch eine Interpolationsroutine berechnet. Auf diese Weise ist es möglich den Umrisslinien einen derart harmonischen Verlauf zu geben, wie man ihn in Abbildung 34 sehen kann. Zusätzlich ermittelt das Programm aus den vorhandenen Daten genau jenen Impedanzpunkt im Smith-Diagramm, bei dem der Gewinn des Verstärkers am größten ist.

Des Weiteren ist anzumerken, dass für eine akzeptable Auswertung in Excel relativ viele Punkte aufgenommen werden müssen, um zuverlässige Aussagen über das Verhalten des untersuchten Moduls oder Verstärkers treffen zu können. Diese Punkteanzahl kann bei einer Auswertung mit Microwave Office stark reduziert werden, da durch die zur Verfügung stehende Interpolationsroutine auch mit wesentlich weniger Punkten schlüssige Ergebnisse erzielt werden können. Auf diese Weise ist es möglich die Dauer eines Messvorgangs, welche doch sehr beträchtlich ist, zu verkürzen und in derselben Zeit mehrere verschiedene Messungen durchzuführen.

Daher ist eine Auswertung der im Messvorgang *Gain/Current* erhaltenen Daten mit dem Simulationsprogramm Microwave Office einer Auswertung mit dem Tabellenkalkulationsprogramm Excel klar vorzuziehen.

5 Zusammenfassung

Im Zuge dieser Masterarbeit wurde ein System entwickelt, das es erlaubt automatisierte *Load Pull* Messungen an diversen Frontend- und PAiD-Modulen durchzuführen, die erhaltenen Ergebnisse zu speichern, graphisch darzustellen und auszuwerten. Dazu wurden zu Beginn die benötigten Komponenten ausgewählt und ein geeigneter Messaufbau definiert, um die gewünschten Messungen durchzuführen. Der Hauptteil der Arbeit bestand darin, das Programm zur Steuerung des Messablaufs und zur Speicherung beziehungsweise Darstellung der Messdaten zu entwickeln. Als Entwicklungsumgebung diente die visuelle Programmiersprache Agilent VEE Pro, da sich diese Sprache für die geforderten Anwendungen besonders gut eignet.

Das Programm selbst ist so aufgebaut, dass es neben den notwendigen Schritten für die Initialisierung und Kalibrierung der Instrumente zwei verschiedene Messverfahren anbietet, mit denen einerseits der Gewinn und die Stromaufnahme und andererseits das nichtlineare Verhalten der vermessenen Module bestimmt werden können. Bedient wird das Programm über eine graphische Benutzeroberfläche, mit Hilfe derer die verschiedenen Parameter für die Messungen eingestellt und die auszuführenden Befehle erteilt werden. In Kombination mit diversen Dialogfenstern, die bei Bedarf entsprechende Anweisungen geben, ist es für den Anwender relativ einfach sich zurechtzufinden und die gewünschten Messungen durchzuführen. Für die graphische Darstellung der Messdaten im Smith-Diagramm ist ein handelsübliches Schaltungssimulationsprogramm einer Tabellenkalkulation vorzuziehen, da das Simulationsprogramm über Interpolationsroutinen verfügt, die eine wesentlich genauere Darstellung ermöglichen, als bei der selbst entwickelten Darstellungsmethode mit Hilfe des Tabellenkalkulationsprogramms.

Die Struktur des Programms wurde so gestaltet, dass eventuell gewünschte Erweiterungen relativ einfach realisiert werden können. Aus diesem Grund ist es möglich, das System für Messungen von anderen Parametern, die bei zukünftigen Modulen gemessen werden, einzusetzen.

Literaturverzeichnis

- [1] Epcos: Präsentation für Nokia, Deutschlandsberg, 2001.
- [2] Epcos: LTCC Design Guidelines, Version 10, Arbeitsunterlagen, Deutschlandsberg, 2005.
- [3] H. H. Meinke, F. W. Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, 5., überarbeitete Auflage, Springer Verlag, Berlin, 1992.
- [4] H. Heuermann: Hochfrequenztechnik - Lineare Komponenten hochintegrierter Hochfrequenzschaltungen, 1. Auflage, Vieweg Verlag, Wiesbaden, 2005
- [5] Hewlett-Packard: Application Note 95-1 – S-Parameter Techniques, Palo Alto, 1997
<http://contact.tm.agilent.com/data/static/downloads/eng/Notes/interactive/an-95-1/an-95-1.pdf>
- [6] Maury Microwave: Application Note 5C-041 - Theory of Load and Source Pull Measurement, Ontario, 1999
<http://www.maurymw.com/support/pdfs/5C-041.pdf>
- [7] Maury Microwave: Application Note 5C-054 – Introduction to Tuner-Based Measurement and Characterization, Ontario, 2004
<http://www.maurymw.com/support/pdfs/5C-054.pdf>
- [8] Maury Microwave: Programming Manual – ATS Dynamic Link Libraries Model MT993V(), MT993-26A.pdf, Ontario, 2001

- [9] Schematische Darstellung des 1-dB-Kompressionspunkts
<http://de.wikipedia.org/wiki/Kompressionspunkt>
- [10] Smith-Diagramm in Excel:
http://www.rfcafe.com/business/software/smith_chart_for_excel/smith_chart_for_excel.htm
- [11] K. Solbach: Grundzüge der Hochfrequenztechnik, Skriptum, 5. Auflage, Duisburg, 2003
- [12] E. Voges: Hochfrequenztechnik – Bauelemente, Schaltungen, Anwendungen, 3., völlig neu bearbeitete und erweiterte Auflage, Hüthig Verlag, Bonn, 2004
- [13] U. Gysel: Streuparameter, Zürich, 2003
www.zhwin.ch/~gys/HFf/Streuparameterf/Streuparameter.pdf
- [14] W. Wiesbeck: Skriptum zur Vorlesung Grundlagen der Hochfrequenztechnik, 5. Auflage, Karlsruhe, 1999
- [15] O. Zinke, H. Brunswig: Hochfrequenztechnik 1 – Hochfrequenzfilter, Leitungen, Antennen, 6., neubearbeitete Auflage, Springer Verlag, Berlin, 2000

Abkürzungsverzeichnis

Ant	<i>Antenna</i>
DUT	<i>Device Under Test</i>
GPIB	<i>General Purpose Interface Bus</i>
HTCC	<i>High Temperature Co-fired Ceramics</i>
IP	<i>Intercept point</i>
LTCC	<i>Low Temperature Co-fired Ceramics</i>
M	<i>Match</i>
O	<i>Open</i>
PA	<i>Power Amplifier</i>
PAE	<i>Power Added Efficiency</i>
PAiD	<i>Power Amplifier with Integrated Duplexer</i>
RF	<i>Radio Frequency - Hochfrequenz</i>
R _x	<i>Receive</i>
S	<i>Short</i>
SMT	<i>Surface Mounted Technology</i>
T	<i>Through</i>
T _x	<i>Transmit</i>
V _{CC}	<i>Versorgungsspannung</i>
Via	<i>Vertical Interconnect Access - Durchkontaktierung</i>
VSWR	<i>Voltage Standing Wave Ratio</i>
WCDMA	<i>Wideband Code Division Multiple Access</i>