

**Die Anwendung des Homodyn-Prinzips
zur Netzwerkanalyse
im Millimeter-Wellen-Bereich**

Von dem Fachbereich Elektrotechnik
der Universität Hannover
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur

genehmigte

Dissertation

von

Dipl.-Ing. Bernd Geck

geboren am 3.6.1959 in Oldenburg

1997

1. Referent: Prof. Dr.-Ing. Marquardt

2. Referent: Prof. Dr.-Ing. Garbe

Tag der Promotion: 5. Juni 1997

Abstract

Geck, Bernd:

Die Anwendung des Homodyn-Prinzips zur Netzwerkanalyse im Millimeter-Wellen-Bereich

Nach einer Einführung in die Theorie homodyner und heterodyner Verfahren zur Netzwerkanalyse im Hochfrequenzbereich werden vier aus der Literatur bekannte homodyne Verfahren hinsichtlich ihrer Anwendung in einem universell einsetzbaren Netzwerkanalysator untersucht. Die konstruktive Umsetzung des Verfahrens im Millimeterwellenbereich wird dabei jeweils besonders berücksichtigt. Als Ergebnis ist festzuhalten, daß nur eins der Verfahren geeignet ist, die an ein derartiges Gerät zu stellenden Anforderungen zu erfüllen. Es zeigt sich allerdings, daß der für die Umsetzung des Verfahrens in ein funktionsfähiges Gerät zu treibende Aufwand beträchtlich ist, was den von homodynen Verfahren für sich beanspruchten Kostenvorteil deutlich herabsetzt.

Als Neuerung wird ein homodynes Verfahren mit parallel angeordneten Phasenschiebern und ein zur Etablierung der komplexen Meßfähigkeit geeignetes Selbstkalibrierverfahren vorgestellt. Simulationsergebnisse machen deutlich, daß dieses Verfahren nur relativ geringe Anforderungen an die Hochfrequenzkomponenten stellt, was vergleichsweise geringe Herstellungskosten für ein derartiges Meßsystem erwarten läßt.

Die aus den Simulationsergebnissen abgeleiteten Erkenntnisse bilden die Grundlage für den Systementwurf eines im Frequenzbereich 75-110 GHz arbeitenden Netzwerkanalysators. Anschließend wird die unter Anwendung feldtheoretischer Entwicklungshilfsmittel vorgenommene Umsetzung des Konzeptes in Systemkomponenten beschrieben. Einige neue Fertigungsverfahren für Hohlleiterkomponenten im Millimeterwellenbereich werden vorgestellt.

Aufbauend auf eine Diskussion von Fehlereinflüssen werden die mit Hilfe von Monte-Carlo-Simulationen gewonnenen Daten zur Meßunsicherheit des Gesamtsystems vorgestellt und durch Meßergebnisse verifiziert. Anhand einiger charakteristischer Meßobjekte werden die Leitungsmerkmale des praktischen Aufbaus zusätzlich genauer untersucht.

Schlagwörter: Netzwerkanalyse, Homodyn-Prinzip, Millimeterwellenbereich

Abstract

Geck, Bernd:

The application of the homodyne principle for network analysis in the millimeter-wave range

After an introduction to the theory of homodyne and heterodyne principles for network analysis in the high frequency range, four homodyne procedures, well-known from literature, are investigated regarding their application in a universally applicable network analyser. The constructional conversion of this procedures in the millimeter-wave range is particularly considered. As conclusion it has to be emphasised, that only one of these procedures is suitable to fulfil the requirements of a modern measuring system. It is however shown that it requires considerable efforts to convert this theoretical procedure into a functional device. This clearly lowers the cost advantage claimed by the homodyne principle.

An innovative homodyne principle which uses parallel arranged phase shifters and a self calibration procedure suitable for the establishment of the complex measuring ability is presented. Simulation results show that this procedure posits relatively low requirements on the high frequency components, which suggests comparatively small manufacturing costs for such a measuring system.

The results derived from the simulations form the basis for the system design of a network analyser operating in the frequency range 75-110 GHz. Subsequently the conversion of the concept to system components, done with application of field-theoretical development tools, is described. Some new manufacturing methods for waveguide components in the millimeter-wave range are presented.

Based on a discussion of error influences, the theoretical measuring uncertainty of the total system is determined with the help of Monte-Carlo-Simulations. These results are verified by measurements. Finally the main features of the practical structure are analysed with measuring results of typical test devices.

Keywords: Network analysis, homodyne principle, millimeter-wave range

Inhaltsverzeichnis

Formelzeichen und Abkürzungen	III
1 Einleitung	1
2 Netzwerkanalyse im Millimeterwellenbereich	3
2.1 Heterodyne Netzwerkanalysatoren.....	6
2.2 Homodyne Netzwerkanalysatoren.....	9
3 Verfahren der homodynen Netzwerkanalyse	13
3.1 Einseitenbandsysteme	14
3.2 Verfahren nach Lipka.....	20
3.3 Verfahren nach Mukherjee	28
3.4 Verfahren mit seriell angeordneten Phasenschiebern	34
3.4.1 Einstufiges System.....	35
3.4.2 Selbstkalibrierung.....	38
3.4.3 Wichtendes Auswerteverfahren.....	40
3.5 Beurteilung existierender homodyner Verfahren	43
4 Homodyne Netzwerkanalysatoren mit parallel angeordneten Phasenschiebern	44
4.1 Homodyner Empfänger mit einem Phasenschieber.....	45
4.2 Selbstkalibrierung	46
4.3 Vergleich mit existierenden homodynen Meßverfahren.....	58
5 Konzeption eines homodynen Netzwerkanalysators für den Frequenzbereich 75-110 GHz	60
5.1 Konzeption des Hochfrequenzteils.....	61
5.1.1 Signalquelle	61
5.1.2 Test-Set.....	62
5.1.3 Modulator	65
5.1.4 Mischer	71
5.2 Konzeption der niederfrequenten Signalverarbeitung	71
5.2.1 Signaldetektion und A/D-Wandlung	72
5.2.2 Verstärkerkonzept.....	74
5.3 Konzeption der Steuerung und des Betriebssystems	75
5.4 Darstellung des Gesamtkonzeptes.....	77

6	Millimeterwellen-Komponenten des homodynen NA	79
6.1	Digital abstimmbarer Gunn-Oszillator	80
6.2	90°-Koppler	84
6.3	180°-Ringkoppler	89
6.4	Hohlleiterabschlüsse	93
6.5	Modulator	94
6.6	Mischer	99
6.7	Kalibrierstandards	103
7	Kalibrierung und Fehlerbetrachtung	106
7.1	Kalibrierung des Zwischenfrequenzteils	107
7.2	Fehlermodell für Eintormessungen	108
7.3	Meßgenauigkeit von Eintormessungen	110
7.4	Fehlermodell für Zweitormessungen	115
7.5	Meßgenauigkeit von Zweitormessungen	116
8	Meßergebnisse	119
9	Zusammenfassung und Ergebnis	126

Literatur

Lebenslauf

Formelzeichen und Abkürzungen

a	Hohlleiterbreite (-breite)
\underline{a}_i	Wellenamplitude der hinlaufenden Welle
\underline{A}_{ik}	Transmissionsparameter
$\tilde{\underline{A}}_{ik}$	Transmissionsparameter (normiert)
b	Hohlleiterschmalseite (-höhe)
\underline{b}_i	Wellenamplitude der rücklaufenden Welle
\underline{b}_0	Quellenamplitude
B	Bandbreite
c_0	Lichtgeschwindigkeit im freien Raum
\underline{e}_{ik}	Fehlervektor
$\tilde{\underline{e}}_{ik}$	fehlerbehafteter Fehlervektor
\underline{e}	Verstärkungsfehler
$\Delta \underline{e}_{ii}$	zusätzlicher Fehler durch Umschaltung
f	Frequenz
f_i	Schaltfunktion
f_M	Mittenfrequenz Filter
f_0	Auslegungs- oder Anfangsfrequenz
f_T	Trägerfrequenz
f_c	Grenzfrequenz Hohlleiter
h	Impulsantwort
\tilde{h}	bandbegrenzte Impulsantwort
\underline{H}	Übertragungsfunktion
\hat{H}	Durch Hilbert-Transformation bestimmte Übertragungsfunktion
\underline{H}_S	simulierte Meßgröße (Simulationsausgabe)
\underline{H}_T	theoretische Meßgröße (Simulationsvorgabe)
i	Imaginärteil der Impulsantwort
I	Imaginärteil der Übertragungsfunktion
\tilde{i}	Imaginärteil der bandbegrenzten Impulsantwort
\hat{i}	Mit Hilfe der Signum-Funktion berechneter Imaginärteil

\hat{I}	Hilbert-Transformierte von \tilde{R}
\underline{k}_i	Detektorkonstante
$\tilde{\underline{k}}_1$	fehlerbehaftete Detektorkonstante
\underline{k}_2	Kalibrierkonstante
\underline{k}	allg. Systemkonstante
$\underline{k}_{1,S}$	simulierte Systemkonstante (Simulationsausgabe)
$\underline{k}_{1,T}$	theoretische Systemkonstante (Simulationsvorgabe)
l	Länge
l_K	Länge Offsetkurzschluß Nr. 1 (Kurzschluß)
l_{SK}	Länge Offsetkurzschluß Nr. 2 (Selbstkalibrierung)
l_O	Länge Offsetkurzschluß Nr. 3 ("Leerlauf")
Δl_K	Längenunsicherheit des Kalibrierstandards Kurzschluß
Δl_O	Längenunsicherheit des Kalibrierstandards Leerlauf
Δl_T	Längenunsicherheit des Kalibrierstandards Durchgang
l_T	Länge des Kalibrierstandards Durchgang
λ_0	Wellenlänge bei Mittenfrequenz
\underline{m}	Meßwert des fehlerfreien Netzwerkanalysators
\underline{n}	Rauschstörung
N	Indexgrenze, Anzahl
\underline{p}	Wichtungsfaktor
P	Leistung
r	Realteil der Impulsantwort
\underline{r}_Q	Quellenreflexionsfaktor
\underline{r}_M	Meßstellen-Reflexionsfaktor
\tilde{r}	Realteil der bandbegrenzten Impulsantwort
R	Reproduzierbarkeit
R	Realteil der Übertragungsfunktion (Frequenzbereich)
\tilde{R}	Bandbegrenzter Realteil von H
\underline{S}	Streuparameter
$\tilde{\underline{S}}$	fehlerbehafteter Streuparameter
\dot{S}	Störunterdrückung des unerwünschten Seitenbandes

\ddot{S}	Störunterdrückung des wichtenden Auswerteverfahrens(dreistufig)
$\ \underline{S}\ $	Streumatrix
$\ \underline{S}^{<i>\langle i \rangle}</i>\ $	Streumatrix für Schaltzustand i
T	Sweepdauer
u	Spannung
\dot{u}	auf rechnerischem Wege gebildete Detektor-Ersatzspannung
\ddot{u}	auf rechnerischem Wege gebildete Ersatzspannung (dreistufige Wichtung)
u'	modulierte Spannung
$\underline{u}(n)$	komplexe Spannung (abgetastet)
$u_{ZF,I}$	Zwischenfrequenzspannung (In-Phase)
$u_{ZF,Q}$	Zwischenfrequenzspannung (Quadratur)
U	Gleichspannung
W	Fensterfunktion im Frequenzbereich
w	inverse Fouriertransformierte von W
Z_0	Bezugswellenwiderstand
ϕ	Phasenverschiebung eines schaltbaren Phasenschiebers
φ	Phase
$\underline{\Gamma}$	Reflexionsfaktor
$\tilde{\underline{\Gamma}}$	fehlerbehafteter Reflexionsfaktor
$\underline{\Gamma}_M$	Reflexionsfaktor des Kalibrierabsorbers
ρ	Reflexionsfaktor eines schaltbaren Phasenschiebers
ω	Kreisfrequenz $2\pi f$
τ	Verzögerungszeit

Indizes:

Tiefgestellt:

H	Übertragungsfunktion
i	bezogen auf Tor i , Element i
n	Element n
I	In Phase

<i>k</i>	bezogen auf Tor <i>k</i> , Element <i>k</i> , Systemkonstante
<i>K</i>	Systemkonstante
<i>KB</i>	Wichtung mit Kaiser-Bessel-Fenster
<i>LO</i>	Lokaloszillator
<i>M</i>	Modulator
<i>O</i>	Oberes Seitenband
<i>Q</i>	Quadratur
<i>R</i>	Rechteck-Charakteristik
<i>S</i>	(Meß)-Signal
<i>S</i>	Simulationsausgabe
<i>T</i>	Simulationsvorgabe (Theorie)
<i>U</i>	Unteres Seitenband
<i>W</i>	Wichtung Fenster
<i>ZF</i>	Zwischenfrequenz
<i>ZF,i</i>	Zwischenfrequenz, Zweig <i>i</i>
<i>ZF,I</i>	Zwischenfrequenz, In Phase
<i>ZF,Q</i>	Zwischenfrequenz, Quadratur
<i>ZF,+</i>	Zwischenfrequenzkomponente, unteres Seitenband
<i>ZF,-</i>	Zwischenfrequenzkomponente, oberes Seitenband

Hochgestellt:

<*i*> Schaltzustand *i*

Abkürzungen:

A/D	Analog/Digital
ANA	Automatischer Netzwerkanalysator
AM	Amplitudenmodulation
DUT	Meßobjekt (Device Under Test)
ESB	Einseitenband
FMCW	Radarprinzip (Frequency Modulated Continuous Wave)
GaAs	Gallium-Arsenid
HF	Hochfrequenz

H_{10} - Mode	Grundmode im Rechteckhohlleiter
H_{11} - Mode	Grundmode im Rundhohlleiter
IEC-Bus	international genormte Geräteschnittstelle
InP	Indium-Phosphid
IPB	Interner paralleler Systembus
ISB	Interner serieller Systembus
LO	Lokaloszillator
min.	Minute(n)
NA	Netzwerkanalysator
PLL	Phasenregelschleife (Phase Locked Loop)
ppm	Millionstel Teil (part per million)
R900	Hohlleiterbezeichnung für den im W-Band eingesetzten Rechteckhohlleiter
S/N	Signal-Rauschabstand (Signal/Noise Ratio)
TMSO	Kalibrierverfahren zur Fehlerkorrektur von Netzwerkanalysatoren
VCO	spannungsgesteuerter Oszillator (Voltage Controlled Oscillator)
W-Band	Hohlleiterband 75-110 GHz
ZF	Zwischenfrequenz
ZSB	Zweiseitenband

Mathematische Zeichen:

\hat{x}	Amplitude
$ x $	Betrag
\underline{x}	komplex
sgn.	Signum-Funktion
cos	Cosinus-Funktion
sin	Sinus-Funktion
Re	Realteil
Im	Imaginärteil
*	Faltung
\underline{x}^*	konjugiert komplex
$\arg\{\underline{x}\}$	Argument von \underline{x}

1 Einleitung

Der technische Fortschritt wird von einer immer intensiveren Nutzung der elektromagnetischen Wellen für die Übermittlung von Informationen und zur Sensorik von unterschiedlichsten Daten begleitet und zum Teil angeführt. Da die klassischen Frequenzbereiche insbesondere bei der drahtlosen Übertragung oft keine zusätzlichen Nutzungen zulassen, müssen neue Anwendungen zu immer höheren Frequenzen und damit in den als Millimeterwellenbereich bezeichneten Frequenzbereich von 30-300 GHz ausweichen. Attraktive Anwendungsgebiete sind z.B. hochauflösende Steuerungs- und Überwachungsanlagen sowie flexibel installierbare Kommunikationssysteme mit geringer Reichweite, aber hohen Datenraten. Aufgrund der verfügbaren Technologie wird derzeit hauptsächlich der untere Millimeterwellenbereich (30-110 GHz) für die Herstellung derartiger Systeme genutzt.

Durch die steigende Nachfrage auf diesem Sektor werden von der Industrie auch verstärkt Meßeinrichtungen für die Geräteentwicklung benötigt. Diesem Trend tragen die Meßgerätehersteller durch eine umfangreicher werdende Palette von geeigneten Meßsystemen Rechnung. Neben der klassischen Aufgabe als Entwicklungshilfsmittel besitzt die Meßtechnik im Millimeterwellenbereich noch eine weitere wichtige Funktion im Zusammenhang mit der Schaltungssimulation. Aufgrund fehlender bzw. nur unzureichend genauer Schaltungsmodelle und Berechnungsverfahren sind kommerziell erhältliche Simulationssysteme bis heute gar nicht oder nur sehr unvollkommen in der Lage, das Verhalten von Millimeterwellenschaltungen ausreichend präzise zu berechnen. Somit ist der Entwickler häufig gezwungen, eigene Berechnungsverfahren und Modelle für die Schaltungssimulation zu entwickeln. Für die anschließende Überprüfung der Berechnung und eine unter Umständen notwendige Modellverbesserung ist eine präzise Meßtechnik unentbehrlich.

Die für den Millimeterwellenbereich kommerziell angebotenen Meßsysteme setzen sich zwangsläufig aus technisch sehr anspruchsvollen Komponenten zusammen, was zu einem sehr hohen Anschaffungspreis führt. Dies gilt in hohem Maße auch für den sogenannten Netzwerkanalysator (in dieser Arbeit kurz als NA bezeichnet), mit dem im Hochfrequenzbereich die Reflexions- und Übertragungseigenschaften eines Meßobjektes bestimmt werden. Ein Vergleich der industriell angebotenen Netzwerkanalysatoren ergibt, daß alle nach dem Heterodyn-Prinzip [1] arbeiten. Allerdings benötigt ein nach diesem Verfahren arbeitender NA für den Millimeterwellenbereich eine besonders große Zahl von extrem teuren Hochfrequenzkomponenten. Hierdurch läßt sich der allgemein große Preisunterschied zwischen NA für den Mikro- und Millimeterwellenbereich erklären.

Die hohen Herstellungskosten der heterodynen NA bildeten in der Vergangenheit den Auslöser für eine rege Forschungstätigkeit auf dem Gebiet alternativer Verfahren der Netzwerkanalyse, was allerdings bisher nicht zu einem industriell gefertigten Konkurrenzprodukt führte. Die generelle Zielsetzung besteht daher weiterhin darin, Netzwerkanalysatoren zu entwickeln, die ohne Einbußen in Qualität und Meßkomfort mit einem einfachen Hochfrequenzteil auskommen und dadurch geringere Herstellungskosten erwarten lassen.

Ein wichtiges Verfahren zur Netzwerkanalyse, das diesen Anspruch erhebt, stellt das Homodyn-Prinzip [2] dar, von dem wiederum verschiedene Aufbauvarianten in der Literatur veröffentlicht sind. Zunächst werden in dieser Arbeit die wichtigsten bekannten Varianten vorgestellt und auf ihre Eignung für den Aufbau eines Netzwerkanalysators im Millimeterwellenbereich hin untersucht. Da die in der Literatur gefundenen Angaben für eine genaue Beurteilung des jeweiligen Meßprinzips nicht immer ausreichend waren, wurden diese durch zum Teil umfangreiche eigene Untersuchungen vervollständigt. Das Ergebnis ist eine in der Literatur sonst nicht vorhandene Übersicht über die Eigenschaften von homodynen Netzwerkanalysatoren.

Anschließend wird als neues, zusätzliches Prinzip der homodyne Netzwerkanalysator mit parallelen Phasenschiebern vorgestellt und dessen Eigenschaften sowohl theoretisch als auch praktisch untersucht. Da das homodyne Prinzip seine Kostenvorteile im Millimeterwellenbereich besonders deutlich zur Geltung bringt, ist der im Rahmen dieser Arbeit entstandene Netzwerkanalysator für Messungen im Frequenzbereich um 94 GHz konzipiert. Dieser Frequenzbereich ist der für Kommunikations- und Sensorsysteme bevorzugt eingesetzte Teil des sogenannten W-Bandes, das den Frequenzbereich von 75-110 GHz* umfaßt. Die untere und obere Frequenzgrenze des W-Bandes ergeben sich aus dem Eindeutigkeitsbereich des für diese Frequenzen laut Norm vorgesehenen Rechteckhohlleiters mit dem Kurzzeichen R900. Die Aufteilung des Millimeterwellenbereiches in einzelne, den jeweiligen Hohlleiterquerschnitten zugeordnete Bänder ist sinnvoll, da dieser Wellenleiter aufgrund seiner geringen Dämpfung und der präzisen Fertigungsmöglichkeiten für den Millimeterwellenbereich bis heute einen Standard darstellt. Daher ist nicht nur der Hochfrequenzteil des in dieser Arbeit entwickelten Netzwerkanalysators wesentlich aus Hohlleiterkomponenten aufgebaut, sondern auch die für den Anschluß des Meßobjektes benötigten Anschlußklemmen sind als Hohlleiterflansche ausgeführt.

* Näheres zur Frequenzbereichseinteilung in Hohlleiterbänder und zu Hohlleiterbezeichnungen ist in DIN 47302 zu finden.

2 Netzwerkanalyse im Millimeterwellenbereich

Zur Verdeutlichung der prinzipiellen Aufgabenstellung eines Netzwerkanalysators sollen im folgenden die damit zu messenden Größen genauer vorgestellt werden. Hierzu ist zunächst festzustellen, daß auch in der Hochfrequenztechnik die Messung der Strom-Spannungsbeziehungen an den Klemmen von Mehrtores und damit die Messung der Netzwerkeigenschaften eine wichtige Meßaufgabe darstellt. Für den Bereich der Millimeterwellentechnik erfolgt die Darstellung der Netzwerkeigenschaften allerdings abweichend zur niederfrequenten elektrischen Meßtechnik in Form einer Streumatrix [3]. In dieser Beschreibungsform verknüpfen die Streuparameter (kurz: S-Parameter) die auf das betrachtete Mehrtor mit der Torzahl N hin- und rücklaufenden komplexen Wellenamplituden \underline{a}_i und \underline{b}_i ($i=1, 2, \dots, N$). Der Grund für die Einführung der S-Parameter ist aus deren Definition ersichtlich, die deshalb beispielhaft an dem in Bild 2.1 dargestellten Zweitor mit der Streumatrix $\|\underline{S}\|$ vorgestellt wird.

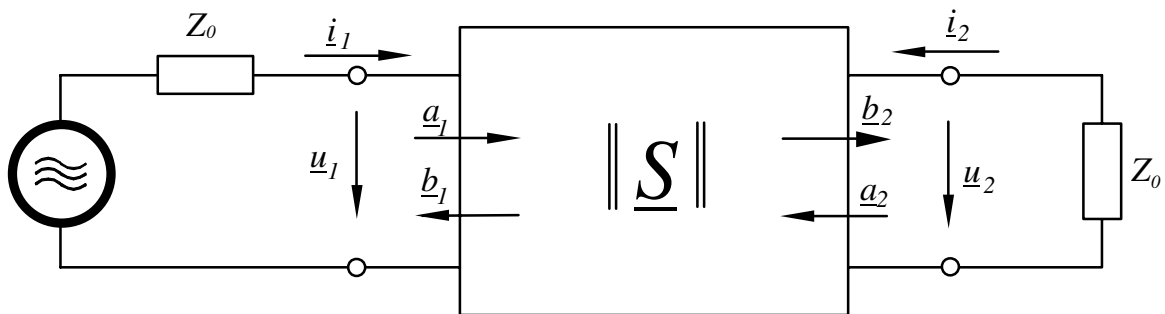


Bild 2.1: Zweitor mit normierten Wellengrößen

Zunächst werden die komplexen Wellenamplituden \underline{a}_i und \underline{b}_i eingeführt, die über die i.allg. reelle Bezugsimpedanz Z_0 mit den Torspannungen und -strömen wie folgt verknüpft sind:

$$\underline{a}_i = \frac{\underline{u}_i + Z_0 \cdot \underline{i}_i}{2 \cdot \sqrt{Z_0}} \quad \underline{b}_i = \frac{\underline{u}_i - Z_0 \cdot \underline{i}_i}{2 \cdot \sqrt{Z_0}} \quad i = 1, 2 \quad (2.1)$$

Damit erfolgt die Beschreibung der Kleinsignaleigenschaften des Zweitors durch das folgende lineare Gleichungssystem:

$$\begin{aligned} \underline{b}_1 &= \underline{S}_{11} \cdot \underline{a}_1 + \underline{S}_{12} \cdot \underline{a}_2 \\ \underline{b}_2 &= \underline{S}_{21} \cdot \underline{a}_1 + \underline{S}_{22} \cdot \underline{a}_2 \end{aligned} \quad (2.2)$$

Hierbei kommt den S-Parametern \underline{S}_{ik} des Zweitores folgende Bedeutung zu:

$$\underline{S}_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{Betriebsreflexion vorwärts, Anpassung an Tor 2} \quad (2.3)$$

$$\underline{S}_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{Betriebsreflexion rückwärts, Anpassung an Tor 1} \quad (2.4)$$

$$\underline{S}_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{Betriebsübertragung vorwärts, Anpassung an Tor 2} \quad (2.5)$$

$$\underline{S}_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{Betriebsübertragung rückwärts, Anpassung an Tor 1} \quad (2.6)$$

Die Gln. (2.3)-(2.6) machen deutlich, daß für die Messung der Streuparameter eines Zweitores ein Tor jeweils angeregt und das andere Tor reflexionsfrei abgeschlossen werden muß. Damit werden die Abschlußbedingungen anderer Beschreibungsformen, welche in der Hochfrequenztechnik schlecht herstellbar oder für die Funktion der zu vermessenden Komponente kritisch sind, umgangen. Zwei Beispiele hierfür sind der aufgrund von Abstrahlungen nicht herstellbare Abschluß einer Hohlleiterkomponente mit einem Leitungsleerlauf oder der für die Halbleiterbauelemente eines Mikrowellenverstärkers kritische Betriebszustand bei Beschaltung der Anschlußklemmen mit einem Kurzschluß.

Ein Meßgerät, das die Messung von Streuparametern ermöglicht, wird in der Hochfrequenztechnik als Netzwerkanalysator bezeichnet. Dabei wird zusätzlich noch unterschieden, ob der NA nur den Betrag der im allgemeinen komplexen Größen \underline{S}_{ik} mißt (skalärer NA) oder ob auch deren Phase gemessen wird (vektorieller NA). Da für die Entwicklung von Komponenten und die Kontrolle von Simulationsrechnungen die Phase der S-Parameter eine wichtige Rolle spielt, soll im folgenden unter der Bezeichnung Netzwerkanalysator immer ein vektorieller Netzwerkanalysator verstanden werden. Aus Kostengründen besitzen NA meist nur zwei Meßstore. Diese Einschränkung ist sinnvoll, da die überwiegende Zahl der Meßobjekte nicht mehr als zwei Anschlußstore besitzt. Einfachere Bauformen von NA, die nur die Vermessung von Eintoren gestatten, werden auch als Reflektometer bezeichnet. Um die für die komplette Messung erforderlichen Einstellvorgänge zu vereinfachen, sind NA heute weitgehend rechnergesteuert. Derartige Meßgeräte werden deshalb auch als automatische Netzwerkanalysatoren (kurz: ANA) bezeichnet.

Mit Ausnahme des in dieser Arbeit nicht näher behandelten Sechstor-Meßsystems [4] besitzen moderne Netzwerkanalysatoren unabhängig vom Meßprinzip die in Bild 2.2 vorgestellte Struktur.

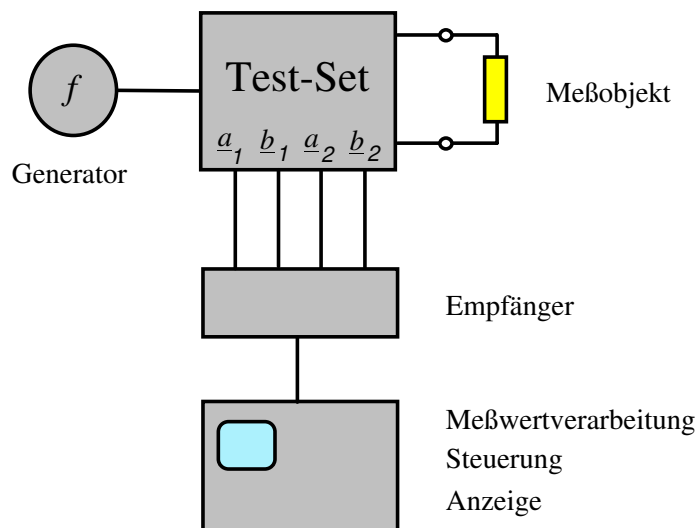


Bild 2.2: Grundaufbau eines automatischen Netzwerkanalysators (ANA)

Wie Bild 2.2 zu entnehmen ist, wird für einen ANA zunächst ein Generator benötigt, dessen Frequenz über einen großen Bereich schnell und präzise einstellbar sein muß. Hierfür wird in der Regel ein Synthesizer eingesetzt. Um auch nichtlineare Bauelemente in einem wohl definierten Arbeitspunkt vermessen zu können, sollte der Generator eine einstellbare und geregelte Ausgangsleistung abgeben. Das Generatorsignal wird dem sogenannten Test-Set zugeführt, das die Aufgabe hat, die für die Berechnung der Streuparameter notwendigen Referenzwellen \underline{a}_1 und \underline{a}_2 sowie die durch das Meßobjekt beeinflussten Testwellen \underline{b}_1 und \underline{b}_2 dem Empfänger zur Verfügung zu stellen. Dieser wandelt sie dann in einfach zu verarbeitende elektrische Spannungen um. In der anschließenden Einheit werden die analogen Spannungswerte digitalisiert und für die Anzeige aufbereitet. Die Signalverarbeitung und Steuerung des Gesamtsystems erfolgt durch einen meist in das Gerät integrierten Computer.

Aufbauend auf dieses Grundkonzept haben sich in den letzten Jahren verschiedene Ausführungskonzepte entwickelt, deren prinzipieller Unterschied im Aufbau des Empfängers besteht. Im folgenden werden mit den heterodynen und homodynen Empfängern die wichtigsten Empfängerkonzepte für den Bau von Netzwerkanalysatoren vorgestellt.

2.1 Heterodyne Netzwerkanalysatoren

Die ersten kommerziell verfügbaren Netzwerkanalysatoren basierten auf dem im folgenden dargestellten Heterodyn-Prinzip. Bis heute stellen diese Systeme die mit Abstand am weitesten verbreitete Klasse von NA dar. Industriell hergestellte heterodyne NA werden bis zu einer oberen Frequenzgrenze von 110 GHz [5],[6] bzw. von einem weiteren Anbieter sogar für Frequenzen von einigen hundert GHz angeboten [7]. Die Bezeichnung heterodyn kennzeichnet das in diesen Systemen angewandte Prinzip des Überlagerungsempfängers, dessen Funktion anhand der Darstellung in Bild 2.3 erläutert wird.

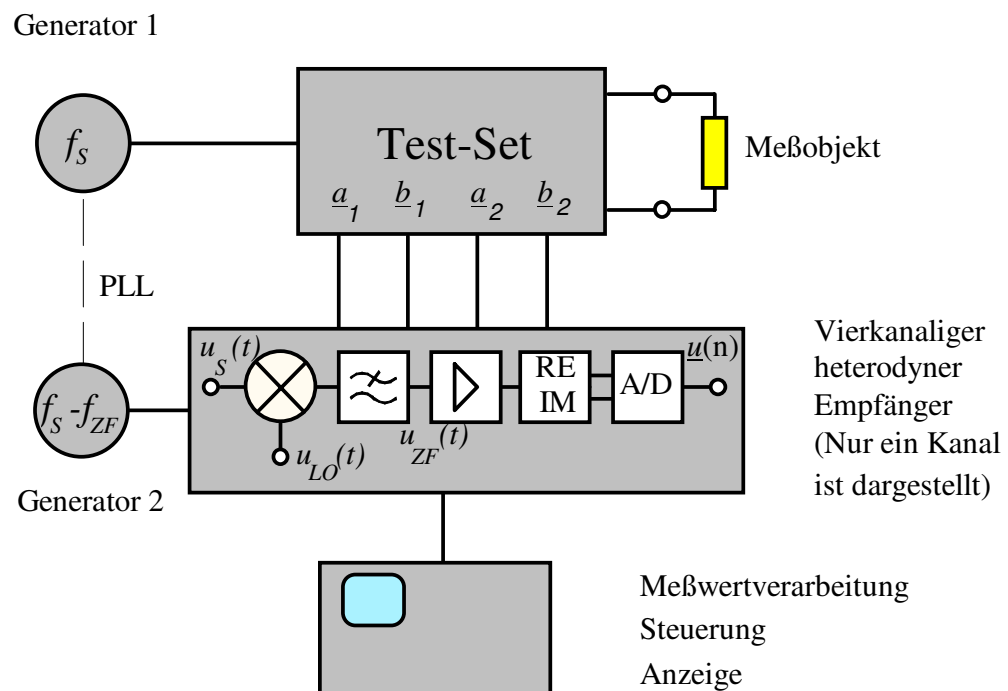


Bild 2.3: Schematische Darstellung eines heterodynen NA für den Millimeterwellenbereich

Die Empfängereinheit setzt die vom Test-Set gelieferten hochfrequenten Signale a_i und b_i mit Hilfe einer zusätzlichen Lokaloszillatorquelle (Generator 2) zunächst in einen niedrigeren Zwischenfrequenzbereich um. Um ein wohl definiertes Zwischenfrequenzsignal (Frequenz f_{ZF}) zu gewährleisten, ist hierzu eine Synchronisation des Generators 2 (Frequenz $f_{LO} = f_S - f_{ZF}$) auf den Generator 1 (Frequenz f_S) durch eine Phasenregelschaltung PLL notwendig. Das Zwischenfrequenzsignal wird durch eine Tiefpaßfilterung von störenden Mischprodukten befreit und anschließend rausch- und verzerrungsarm ver-

stärkt. Nach der komplexen Detektion erfolgt die Analog-Digital-Wandlung des Meßsignals, das anschließend dem Steuerrechner übergeben wird.

Unter der Annahme eines linearen Mischprozesses stellt das tiefpaßgefilterte Zwischenfrequenzsignal \underline{u}_{ZF} ein direktes Maß für die Wellengrößen \underline{a}_i oder \underline{b}_i dar. Dieser Zusammenhang kann beispielhaft anhand der am Mischprozeß beteiligten Zeitfunktionen aufgezeigt werden. Das am Mischer anliegende Meßsignal $u_s(t)$ kann wie folgt angegeben werden:

$$u_s(t) = |\underline{H}| \cdot \hat{u}_s \cdot \cos(\omega_s t + \varphi_s + \varphi_H) \quad (2.7)$$

Die Übertragungsfunktion $\underline{H} = |\underline{H}| \cdot e^{j\varphi_H}$ des jeweiligen Meßzweiges stellt ein Maß für die gesuchte Meßinformation \underline{a}_i bzw. \underline{b}_i dar, und wird daher im folgenden stellvertretend für die einzelnen Wellenamplituden auch als Meßgröße bezeichnet. Durch Mischung von $u_s(t)$ mit der ebenfalls anliegenden Lokaloszillatorspannung

$$u_{LO}(t) = \hat{u}_{LO} \cdot \cos(\omega_{LO} t + \varphi_{LO}) \quad (2.8)$$

gemischt, ergibt sich nach einer zusätzlichen Filterung das Zwischenfrequenzsignal

$$u_{ZF}(t) = \frac{1}{2} \cdot |\underline{H}| \cdot \hat{u}_s \cdot \hat{u}_{LO} \cdot \cos[(\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi_s - \varphi_{LO} + \varphi_H]. \quad (2.9)$$

Werden alle Generatorspannungen und Systemkonstanten zu einer resultierenden Systemkonstanten

$$\begin{aligned} \underline{k} &= |\underline{k}| \cdot e^{j\varphi_k} \\ &= \frac{1}{2} \cdot \hat{u}_s \cdot \hat{u}_{LO} \cdot e^{j(\varphi_s - \varphi_{LO})} \end{aligned} \quad (2.10)$$

zusammengefaßt, vereinfacht sich dieser Ausdruck zu

$$u_{ZF}(t) = |\underline{H}| \cdot |\underline{k}| \cdot \cos(\omega_{ZF} t + \varphi_k + \varphi_H). \quad (2.11)$$

In der Darstellung als komplexer Zeiger ergibt sich in besonders übersichtlicher Weise

$$\underline{u}_{ZF} = \underline{H} \cdot \underline{k}. \quad (2.12)$$

Damit ist gezeigt, daß die gesuchte Meßinformation im Zwischenfrequenzsignal nach Betrag und Phase enthalten ist, und somit nach einer gegebenenfalls notwendigen Verstärkung direkt von einem Vektorvoltmeter detektiert und dann weiter ausgewertet werden kann. Die in Gl. (2.12) noch enthaltene komplexe Systemkonstante \underline{k} kann durch die Vermessung eines geeigneten Kalibrierstandards bestimmt werden. Auf diese Thematik wird ausführlich in Kap. 7 eingegangen.

Der Hauptnachteil des Heterodyn-Prinzips besteht darin, daß eine zweite breitbandig abstimmbare und auf den ersten Generator synchronisierte Signalquelle für den Aufbau notwendig ist. Im Millimeterwellenbereich ist deren Herstellung, bedingt durch den hohen Schaltungsaufwand, extrem kostspielig. Aus diesem Grund verwenden kommerziell erhältliche NA für die Frequenzumsetzung sogenannte Harmonische Mischer. Diese Mischer werden nur mit einem ganzzahligen Teil der Lokaloszillatorfrequenz $f_{LO} = f_S - f_{ZF}$ angesteuert, womit der in Bild 2.3 aufgeführte Generator 2 nur eine relativ niedrige Frequenz erzeugen muß. Aufgrund der nichtlinearen Charakteristik der Mischerdioden entsteht trotzdem das gewünschte Zwischenfrequenzsignal. Die Umsetzungsverluste der Mischer erhöhen sich durch diese Vorgehensweise allerdings merklich. Beispielsweise spezifiziert ein kommerzieller Anbieter von NA die Umsetzungsverluste seiner für den Frequenzbereich um 100 GHz eingesetzten Mischer mit 47 dB [8]. Dadurch reduziert sich der Dynamikbereich des Meßsystems beträchtlich.

Ein weiterer Nachteil dieses Meßprinzips besteht in der für jede Frequenzeinstellung der beiden Generatoren 1 und 2 benötigten Synchronisationszeit. Sie beträgt typisch einige Millisekunden und verlangsamt die Messung bei einer Vielzahl von Meßpunkten merklich.

In neuerer Zeit ist in [9] eine Zusatzeinrichtung untersucht worden, die den Frequenzbereich eines für den Mikrowellenbereich ausgelegten NA durch einen zusätzlichen Auf- und Abwärtsmischprozeß kostengünstig bis in den Millimeterwellenbereich erweitert. Die mit diesem Prinzip verbundenen Einschränkungen hinsichtlich des Frequenz- und Dynamikbereiches sowie des Bedienungskomforts können in den meisten Fällen in Kauf genommen werden. Damit bildet dieser Schaltungsvorschlag eine interessante Alternative zu dem Aufbau nach Bild 2.3.

Zusammenfassend ist für den heterodynen NA festzustellen, daß dieses Empfängerkonzept speziell im Millimeterwellenbereich technisch anspruchsvoll und dadurch mit hohen Kosten verbunden ist. Dafür stellt das niederfrequente Zwischenfrequenzsignal die gesuchte Meßinformation direkt zur Verfügung und bietet somit die Grundlage für eine präzise Messung. Ein weiterer Grund für den Erfolg dieses Meßverfahrens besteht darin,

daß ein derartiger NA äußerst breitbandig aufgebaut werden kann. Anschließend kann der für die Messung optimale Frequenzbereich sehr flexibel eingestellt werden.

2.2 Homodyne Netzwerkanalysatoren

Aufgrund der hohen Investitionskosten für einen heterodynen NA im Mikro- und Millimeterwellenbereich wurden in den letzten Jahren verstärkt homodyne NA als preisgünstige Alternative entwickelt.

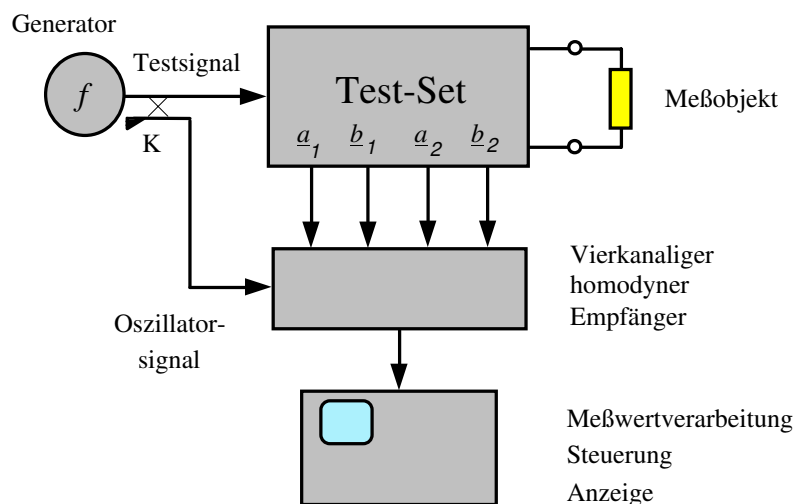


Bild 2.4: Prinzipieller Aufbau eines homodynen NA

Der Kostenvorteil des homodynen NA entsteht dadurch, daß insgesamt nur eine Signalquelle für das Meßsystem notwendig ist, der restliche Aufbau (Test-Set, Empfänger, Steuerung) aber mit dem des heterodynen NA (Bild 2.3) im Prinzip übereinstimmt. Zusätzlich entfällt auch der beim heterodynen System notwendige Aufwand für die Synchronisation der Generatoren.

Typisch für ein homodynes System ist die Aufteilung der Generatorleistung in einen Test- und in einen Oszillatorzweig. Ein Teil des Generatorsignals wird hierzu wie beim heterodynen NA über den Koppler K dem Test-Set zugeführt, während der ausgekoppelte Anteil des Generatorsignals den Mischern im homodynen Empfänger als Lokaloszillatorsignal dient. Es ist sofort offensichtlich, daß durch den Verzicht auf Harmonische Mischer und den damit erzielten geringeren Konversionsverlust ein größerer Dynamikbereich des NA erreicht werden kann. Allerdings weist das homodyne Empfängerkonzept auch einen

wesentlichen Nachteil auf, der im folgenden wieder durch Herleitung des Zwischenfrequenzsignals deutlich wird.

Für die Berechnung kann das am Mischer anstehende Meßsignal in gleicher Weise wie beim heterodynen Empfänger formuliert werden:

$$u_s(t) = |\underline{H}| \cdot \hat{u}_s \cdot \cos(\omega_s t + \varphi_s + \varphi_H) \quad (2.13)$$

Die Lokaloszillatorspannung besitzt beim homodynen Empfänger die gleiche Frequenz wie das Meßsignal:

$$u_{LO}(t) = \hat{u}_s \cdot |\underline{k}_{LO}| \cdot \cos(\omega_s t + \varphi_{LO}) \quad (2.14)$$

Damit läßt sich das tiefpaßgefilterte Zwischenfrequenzsignal wie folgt angeben:

$$u_{ZF} = \frac{1}{2} \cdot |\underline{H}| \cdot |\underline{k}_{LO}| \cdot \hat{u}_s^2 \cdot \cos(\varphi_s - \varphi_{LO} + \varphi_H) \quad (2.15)$$

Werden wie zuvor in Kap. 2.1 alle konstanten Größen zur besseren Übersicht zur komplexen Systemkonstanten \underline{k} zusammengefaßt, lautet dieser Ausdruck:

$$\begin{aligned} u_{ZF} &= |\underline{H}| \cdot |\underline{k}| \cdot \cos(\varphi_H + \varphi_k) \\ &= \operatorname{Re}\{\underline{H} \cdot \underline{k}\} \\ &= 0,5 \cdot (\underline{H} \cdot \underline{k} + \underline{H}^* \cdot \underline{k}^*) \end{aligned} \quad (2.16)$$

Als Zwischenfrequenzsignal des homodynen Empfängers ergibt sich eine Gleichspannung*, deren Höhe vom Betrag der Meßgröße \underline{H} und vom Kosinus der Meßsignalphase φ_H abhängt. Die zusätzlich in Gl. (2.16) enthaltene komplexe Systemkonstante \underline{k} wird später im Rahmen der Kalibrierung des NA bestimmt und braucht daher in diesem Zusammenhang nicht weiter berücksichtigt werden. Dieser Zusammenhang kann auch so interpretiert werden, daß die Höhe der Gleichspannung nur durch den Realteil von \underline{H} bestimmt ist und somit nicht mehr die vollständige komplexe Meßinformation beinhaltet. Wie im folgenden Kap. 3 gezeigt wird, kann der Verlust der komplexen Meßfähigkeit jedoch durch eine Erweiterung des in Bild 2.4 dargestellten Schaltungsaufbaus ausgeglichen werden.

* Aus Gründen einer einheitlichen Notation wird auch hier die Bezeichnung Zwischenfrequenz verwendet

Damit kann schon vorgeifend festgestellt werden, daß der homodyne Empfänger im Vergleich zum heterodynen Empfänger einen höheren Aufwand erfordert.

Ein weiterer Nachteil des Grundsystems nach Bild 2.4 besteht darin, daß die Meßinformation in einem Gleichsignal enthalten ist und somit durch Drift- und Offseteinflüsse der nachfolgenden aktiven Bauteile leicht verfälscht wird. Um diese Schwierigkeiten zu umgehen, ist es sinnvoll, die hochfrequente Signalspannung $u_s(t)$ mit einer niederfrequenten Hilfsspannung

$$u_M(t) = \hat{u}_M \cdot \cos(\omega_M t + \varphi_M) \quad (2.17)$$

zu modulieren [10].

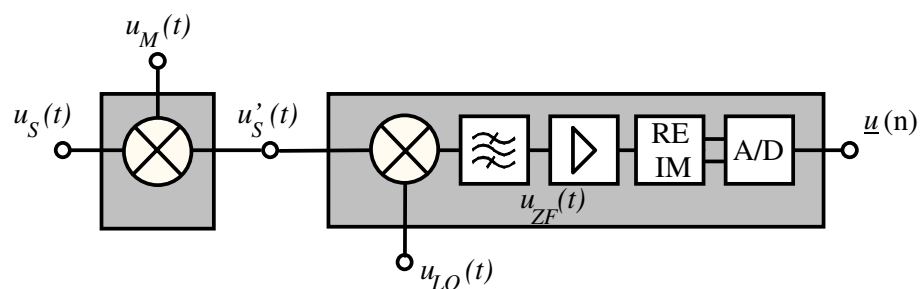


Bild 2.5: Homodyner Empfänger mit Hilfsmodulator

Durch die Hilfsmodulation ergibt sich als Zwischenfrequenzsignal eine Wechselspannung, deren Frequenz gleich der Modulationsfrequenz f_M ist. Bild 2.5 zeigt die Eingangsstufe eines homodynen Empfängers mit Hilfsmodulation. Wird für den Modulator in gleicher Weise wie beim Mischer ein idealer Multiplizierer vorausgesetzt, erfolgt eine Zweiseitenband-Amplitudenmodulation (kurz: ZSB-AM) mit unterdrücktem Träger. Rechnerisch ergibt sich für die am Mischer anliegende hochfrequente Signalspannung $u'_s(t)$ folgender Zusammenhang:

$$u'_s(t) = |H| \cdot |k_S| \cdot \hat{u}_s \cdot \left\{ \cos[(\omega_s + \omega_M)t + \varphi_s + \varphi_M + \varphi_H] + \cos[(\omega_s - \omega_M)t + \varphi_s - \varphi_M + \varphi_H] \right\} \quad (2.18)$$

Nach der Mischung des Eingangssignals mit der Lokaloszillatorspannung erfolgt eine Bandpaßfilterung (Mittelfrequenz f_M) des Zwischenfrequenzsignals, um darin enthaltene höherfrequente Anteile zu unterdrücken. Das auf diese Weise von unerwünschten

Mischprodukten befreite Meßsignal kann wiederum durch Einführung einer komplexen Systemkonstanten \underline{k} vereinfacht angegeben werden:

$$u_{ZF}(t) = |\underline{H}| \cdot |\underline{k}| \cdot \cos(\omega_M t + \varphi_M) \cdot \cos(\varphi_H + \varphi_k) \quad (2.19)$$

In komplexer Darstellung ergibt sich:

$$u_{ZF} = \operatorname{Re}\{\underline{H} \cdot \underline{k}\} \quad (2.20)$$

Gl. (2.19) zeigt, daß beim homodynen NA mit Hilfsmodulation das Zwischenfrequenzsignal eine Wechselspannung darstellt, deren Amplitude vom Betrag und über die Kosinusfunktion von der Phase der gesuchten Meßgröße \underline{H} und damit wiederum nur durch den Realteil von \underline{H} beeinflußt wird.

Damit besitzt das Zwischenfrequenzsignal eines homodynen Empfängers sowohl mit als auch ohne ZSB-AM den gleichen Aussagewert. Durch die zusätzlich eingeführte Modulation hat lediglich eine Verschiebung des Informationsträgers von einem Gleich- zu einem Wechselsignal stattgefunden. Da mit analogen Schaltungen die Verarbeitung von Wechselspannungen aufgrund des vernachlässigbaren Einflusses von Offsetspannungen sehr viel einfacher ist, weisen fast alle modernen Konzepte zur homodynen Netzwerkanalyse eine Hilfsmodulation auf, deren Frequenz typisch einige Kilohertz beträgt. Dadurch wird der Aufbau der nachfolgenden signalverarbeitenden Schaltungen stark vereinfacht.

3 Verfahren der homodynen Netzwerkanalyse

In Kap. 2.2 wurde gezeigt, daß durch die homodyne Frequenzumsetzung des Meßsignals die i.allg. komplexwertige Meßinformation nicht mehr vollständig im Zwischenfrequenzsignal enthalten ist und deshalb die komplexe Meßfähigkeit erst durch zusätzliche Maßnahmen etabliert werden muß. In diesem Kapitel werden die wichtigsten in der Literatur behandelten Konzepte zur Etablierung der komplexen Meßfähigkeit von homodynen NA vorgestellt und unter dem Aspekt der Anwendung im Millimeterwellengebiet auf ihre Eigenschaften hin analysiert.

Allen Konzepten ist gemeinsam, daß hierfür eine Erweiterung des in Kap. 2.2 vorgestellten homodynen Empfängers notwendig ist. Zunächst wird in Kap. 3.1 das klassische Einseitenbandverfahren (kurz: ESB-Verfahren) am Beispiel des ESB-Empfängers diskutiert. Dieses Konzept verwendet einen zusätzlichen Mischer, der mit dem um 90° phasenverschobenen Meßsignal angesteuert wird, womit neben dem Realteil auch der Imaginärteil der Meßgröße in der Zwischenfrequenzebene zur Verfügung steht. Nachteilhaft ist, daß bei diesem Verfahren zum einen hohe Herstellkosten zu erwarten sind, und zum anderen die Genauigkeit des Verfahrens direkt durch die Qualität der Hochfrequenzkomponenten bestimmt wird.

Im Gegensatz hierzu zeichnen sich die in Kap. 3.2 und 3.3 näher erläuterten Konzepte dadurch aus, daß die komplexe Meßinformation mit Hilfe einer aufwendigen Signalverarbeitung des reellen Zwischenfrequenzsignals erreicht wird. Das in Kap. 3.2 analysierte Verfahren basiert darauf, daß der Real- und der Imaginärteil einer kausalen Übertragungsfunktion über die Hilbert-Transformation miteinander verknüpft sind. Entsprechend kann durch Anwendung dieser Transformation die komplexe Meßinformation auch allein aus dem reellen Meßsignal berechnet werden.

Die Anwendung des aus der Radartechnik bekannten FMCW-Verfahrens [11] steht im Vordergrund des in Kap. 3.3 untersuchten Verfahrens zur homodynen Netzwerkanalyse. Bei diesem Verfahren ist eine kontinuierliche Abstimmung der Signalquelle erforderlich, was zu einer verminderten Genauigkeit in der Frequenzeinstellung führt. Es kann gezeigt werden, daß die komplexe Meßinformation in dem während des Abstimmvorganges am Mischerausgang abgreifbaren pulsformigen Meßsignal enthalten ist. Die Detektion der Meßgröße bereitet allerdings besondere Probleme.

Die bei den beiden letztgenannten Verfahren notwendigen Berechnungen können hervorragend von vergleichsweise günstigen Signalprozessoren durchgeführt werden. Damit stellen diese Verfahren unter dem Kostenaspekt besonders interessante Lösungen

dar. Inwieweit hierdurch die Qualität des Meßsystems leidet, zeigen die Ergebnisse aus eigenen Untersuchungen.

Diese Übersicht abschließend wird in Kap. 3.4 ein homodynes Verfahren vorgestellt, welches eine Erweiterung des Hochfrequenzteils durch in Serie geschaltete digitale Phasenschieber vorsieht. Das Meßobjekt wird für verschiedene Einstellungen der Phasenschieber vermessen, was dazu führt, daß die Meßunsicherheit nicht mehr direkt durch die Güte der Hochfrequenzkomponenten festgelegt ist. Allerdings muß vor der eigentlichen Messung ein zusätzliches Kalibrierverfahren durchgeführt werden, mit dem sich die Systemfehler des Hochfrequenzteils berechnen lassen. Eine darauf aufbauende Korrektur der Meßwerte erlaubt es, die Anforderungen an die Hochfrequenzkomponenten deutlich zu reduzieren.

Außer den Kosten sind für den Anwender natürlich noch andere Aspekte des jeweiligen Konzeptes von Interesse. Neben einer gegenüber dem heterodynen Konkurrenten vergleichbaren Meßgenauigkeit und -dynamik spielt eine einfache Bedienbarkeit eine wichtige Rolle. Ebenso sollte der Frequenzbereich der Messung vom Anwender frei wählbar und nicht durch systembedingte Einschränkungen eingeengt sein.

3.1 Einseitenbandsysteme

Wie in Kap. 2.2 gezeigt wurde, beinhaltet das Zwischenfrequenzsignal beim homodynen NA mit symmetrischer Hilfsmodulation im Gegensatz zum heterodynen NA nicht die komplette Information über die gesuchte Meßgröße H .

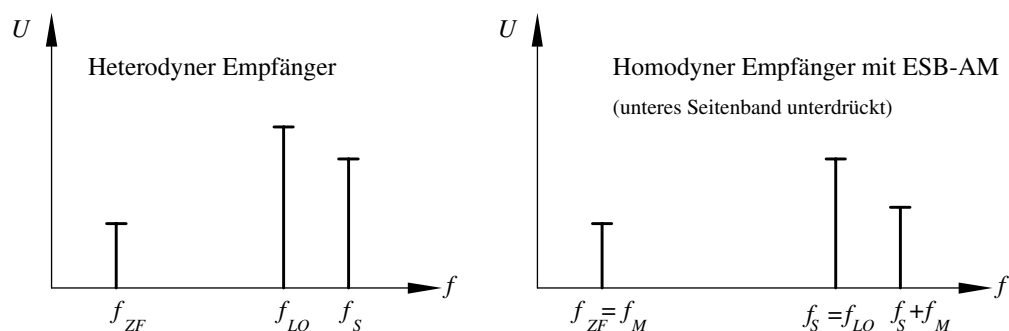


Bild 3.1: Vergleich der Signalspektren beim heterodynen und beim homodynen Empfänger

Wird hingegen eine Einseitenband-Amplitudenmodulation vorgenommen, besitzen die am Mischer anliegenden Signale sowohl beim heterodynen als auch beim homodynen

Empfänger die gleiche Verteilung (Bild 3.1), weshalb derartige Systeme auch als quasiheterodyn bezeichnet werden. Als Lösung für das Problem des Informationsverlustes bietet sich damit an, ein Seitenband des modulierten Signals zu unterdrücken. Dies kann im Modulator durch eine Einseitenband-Amplitudenmodulation (kurz: ESB-AM) oder im Empfänger durch die Erweiterung zu einem Einseitenband-Empfänger (kurz: ESB-Empfänger) erreicht werden. In beiden Fällen ist es theoretisch möglich, die Detektion des in diesem Falle unerwünschten unteren Seitenbandes vollständig zu verhindern. Aufgrund der nun ähnlichen spektralen Verteilung der am Mischprozeß beteiligten Signale ist zu vermuten, daß die komplexwertige Meßinformation auch beim homodynen Empfänger im Zwischenfrequenzsignal enthalten ist. Diese Hypothese soll im folgenden anhand eines ESB-Empfängers geprüft werden. Dabei soll unterstellt werden, daß das Meßsignal eine Modulation mit unterdrücktem Träger aufweist, wie sie zum Beispiel durch einen Ringmodulator [12] erreicht wird. Dabei ist es von der Systemtheorie her gleichwertig, ob der Modulator das Meß- oder das Lokaloszillatorsignal moduliert. Wie in Kap. 5 genauer dargestellt ist, weist die Modulation des Meßsignals in der Praxis Vorteile auf, so daß die folgende Darstellung von dieser Annahme ausgeht.

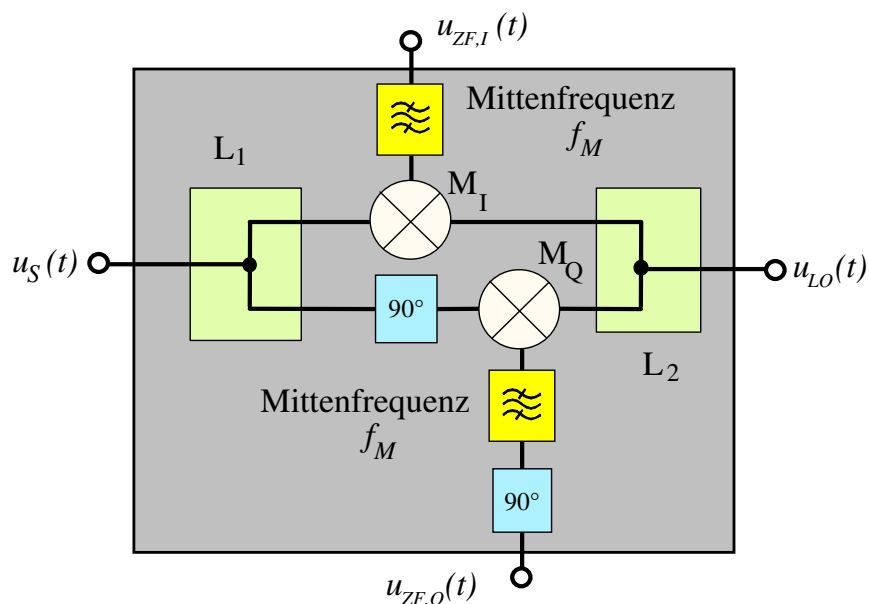


Bild 3.2: Einseitenband-Empfänger

Anhand der in Bild 3.2 dargestellten Schaltung eines ESB-Empfängers soll die zu Beginn dieses Abschnittes formulierte Vermutung untersucht werden. Zunächst wird das modu

lierte Meßsignal

$$u_S(t) = |\underline{H}| \cdot |\underline{k}_S| \cdot \hat{u}_S \cdot \left\{ \cos[(\omega_S + \omega_M)t + \varphi_O + \varphi_H] + \cos[(\omega_S - \omega_M)t + \varphi_U + \varphi_H] \right\} \quad (3.1)$$

im Leistungsteiler L_1 symmetrisch aufgeteilt. Anschließend wird im unteren Zweig durch einen 90° -Phasenschieber die Quadraturkomponente erzeugt. Damit stehen die Inphase- $u_I(t)$ und die Quadraturkomponente $u_Q(t)$ des Meßsignals zur Verfügung. In den Mischern M_I und M_Q erfolgt die Frequenzumsetzung der Meßsignale durch Multiplikation mit dem Lokaloszillatorsignal

$$u_{LO}(t) = \hat{u}_{LO} \cdot \cos(\omega_S t). \quad (3.2)$$

Nach einer Bandpaßfilterung und einer weiteren Phasenverschiebung des in die Zwischenfrequenzebene umgesetzten Quadratursignals werden beide Meßsignale zusammengefaßt. Das Summation beider Komponenten ergibt

$$u_{ZF,+}(t) = |\underline{H}| \cdot |\underline{k}_U| \cdot \cos(\omega_M t - \varphi_U - \varphi_H) \quad (3.3)$$

und bewirkt eine Detektion des unteren Seitenbandes, während bei der Bildung des Differenzsignals

$$u_{ZF,-}(t) = |\underline{H}| \cdot |\underline{k}_O| \cdot \cos(\omega_M t + \varphi_O + \varphi_H) \quad (3.4)$$

das obere Seitenbandsignal in die Zwischenfrequenzebene umgesetzt wird.

In beiden Gleichungen wurden konstante Größen wiederum zu komplexen Konstanten $\underline{k}_O = |\underline{k}_O| \cdot e^{j\varphi_O}$ und $\underline{k}_U = |\underline{k}_U| \cdot e^{j\varphi_U}$ zusammengefaßt, wobei die Indizes das jeweils detektierte Seitenband angeben. In der Darstellung als komplexer Zeiger ergibt sich entsprechend:

$$\underline{u}_{ZF,+} = \underline{H}^* \cdot \underline{k}_U^* \quad (3.5)$$

$$\underline{u}_{ZF,-} = \underline{H} \cdot \underline{k}_O \quad (3.6)$$

Damit ist gezeigt, daß das Zwischenfrequenzsignal eines homodynen ESB-Empfängers die vollständige komplexe Meßinformation beinhaltet, und damit für die Verwendung in einem Netzwerkanalysator geeignet ist.

Der praktische Aufbau eines derartigen Empfängers bereitet allerdings ernst zu nehmende technische Probleme, da es i.allg. nicht gelingt, das unerwünschte Seitenband über große Frequenzbereiche in ausreichender Weise zu unterdrücken [13]. Die Gründe hierfür liegen in den unvermeidbaren Unsymmetrien der Leistungsteiler L_1 und L_2 sowie den vom Idealwert 90° abweichenden Phasenschieberkonstanten. Gelingt die Unterdrückung des unerwünschten Seitenbandes allerdings nur unvollkommen, verursacht der jeweils enthaltene Anteil des unerwünschten Seitenbandes eine Verfälschung der Betrags- und Phaseninformation. Für eine Abschätzung der an einen ESB-Empfänger zu stellenden Anforderungen muß das Zwischenfrequenzsignal deshalb allgemeiner formuliert werden:

$$u_{ZF}(t) = |H| \cdot \left[|k_O| \cos(\omega_M t + \varphi_O + \varphi_H) + |k_U| \cdot \cos(\omega_M t - \varphi_U - \varphi_H) \right] \quad (3.7)$$

Die äquivalente komplexe Schreibweise lautet:

$$\underline{u}_{ZF} = H \cdot \underline{k}_O + H^* \cdot \underline{k}_U^* \quad (3.8)$$

Offensichtlich stellt das Verhältnis der beiden im Zwischenfrequenzsignal enthaltenen Seitenbandamplituden ein Gütekriterium für einen ESB-Empfänger dar. Dieses Verhältnis wird im folgenden als Störunterdrückung \dot{S} bezeichnet und berechnet sich für die gewünschte Detektion des oberen Seitenbandes zu:

$$\dot{S} = \left| \frac{\underline{k}_O}{\underline{k}_U} \right| \quad (3.9)$$

Der aufgrund einer endlichen Störunterdrückung maximal zu erwartende Meßfehler läßt sich leicht angeben. Es ist offensichtlich, daß der Betragsfehler genau dann maximal wird, wenn der Nutz- und der Störterm in Phase oder gegenphasig sind. Im Gegensatz hierzu verursacht eine orthogonale Phasenlage der beiden Zwischenfrequenzkomponenten einen maximalen Phasenfehler (Bild 3.3).

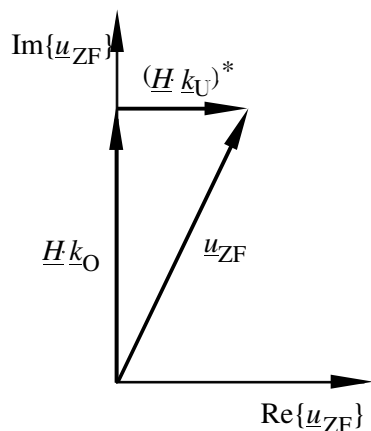


Bild 3.3: Zeigerdarstellung für den Fall des maximalen Phasenfehlers bei einer endlichen Störunterdrückung

Da der Phasenunterschied zwischen Nutz- und Störterm von der Phase der Meßgröße \underline{H} abhängig ist, können beide Extremfälle auftreten. Damit ist die auf diesen Effekt beruhende Meßunsicherheit eines derartigen NA festgelegt. Mit welchen Meßunsicherheiten in der Praxis zu rechnen ist, wird im folgenden anhand eines praktischen Beispiels untersucht.

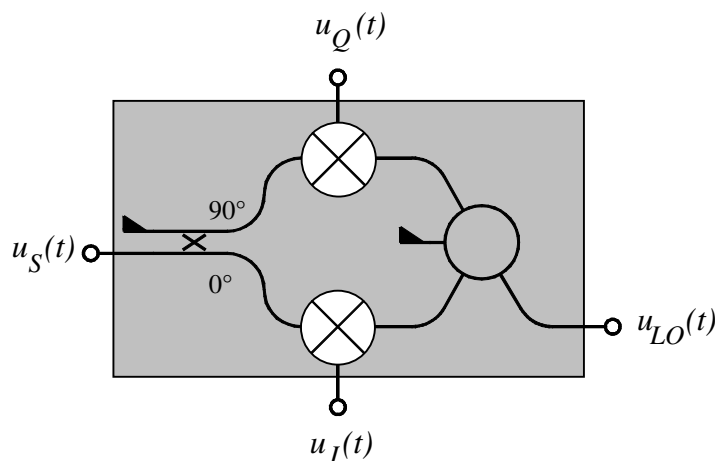


Bild 3.4: Hochfrequenzteil eines ESB-Empfängers

Der in Bild 3.4 schematisch dargestellte ESB-Empfänger nutzt den 90° -Phasenunterschied zwischen den Ausgangssignalen eines Verzweigungskopplers aus und ermöglicht auf diese Weise einen Empfänger Aufbau ohne den im Millimeterwellenbereich schwierig herzustellenden breitbandigen 90° -Phasenschieber. Die zusätzlich notwendige gleichphasige Aufteilung des Oszillatorsignals übernimmt ein sogenannter Ringhybrid

[14]. Da beide Koppler auch im praktischen Teil dieser Arbeit Verwendung finden, wird in Kap. 7 auf diese Komponenten noch näher eingegangen. An dieser Stelle sei nur angemerkt, daß sich beide Koppler in Hohlleitertechnik auch im Millimeterwellenbereich gut fertigen lassen und somit einen realistischen Schaltungsaufbau darstellen. Die vorgenommene Abschätzung der Meßunsicherheit basiert auf einer sehr exakten Beschreibung der Koppler durch Streuparameter, die zuvor mit Hilfe feldtheoretischer Berechnungen gewonnen wurden. Um den Simulationsaufwand für diese Abschätzung gering zu halten, wurden die beiden Mischer durch ideale Multiplizierer modelliert. Aufgrund dieser Vereinfachung ist die zunehmende Meßunsicherheit an den Bandgrenzen lediglich auf den Frequenzgang der Kopplereigenschaften zurückzuführen. In der Praxis ist aufgrund von Unsymmetrien der Mischer und nicht perfekter Anpassung der Komponenten mit größeren Meßunsicherheiten zu rechnen.

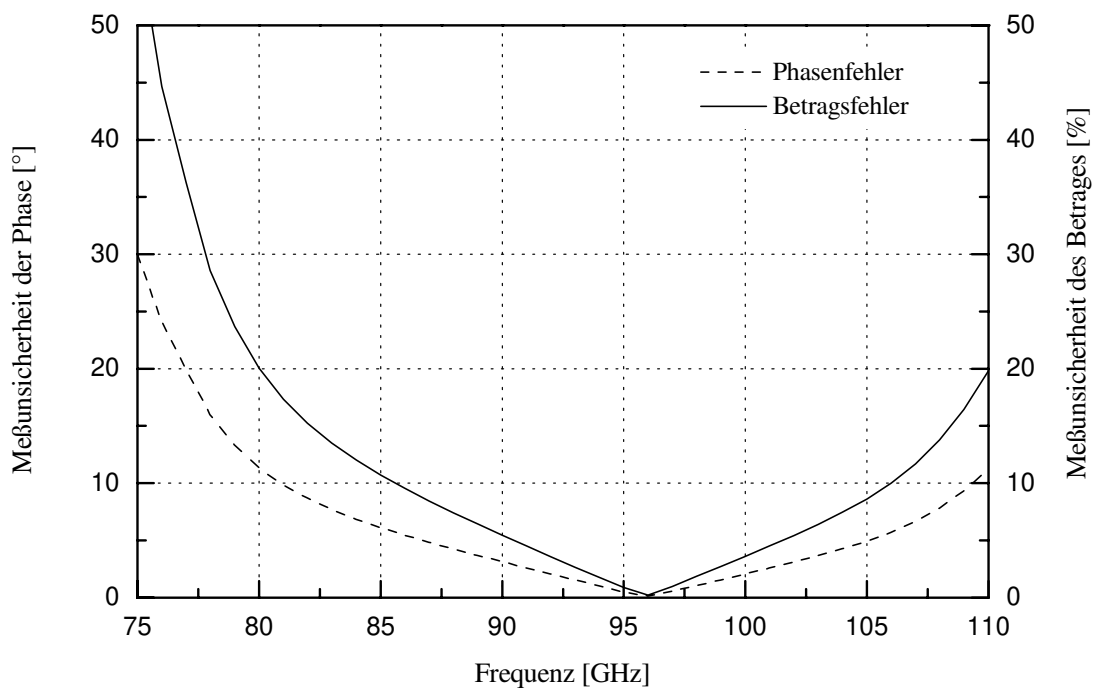


Bild 3.5: Meßunsicherheiten eines homodynen NA mit ESB-Empfänger aufgrund mangelnder Unterdrückung des unerwünschten Seitenbandes

Wie Bild 3.5 deutlich macht, ist ein NA mit einem gemäß Bild 3.4 aufgebauten Empfänger nur für schmalbandige Meßaufgaben geeignet, da die Meßunsicherheiten zu den Bandgrenzen hin sehr schnell nicht mehr tolerierbare Werte erreichen. Im vorliegenden Fall ist hierfür in erster Linie der Ringhybrid verantwortlich, der für den Frequenzbereich

um 96 GHz optimiert wurde, da es sich bei dem Verzweigungskoppler um eine sehr breitbandige Ausführung handelt.

Eine Möglichkeit zur Verbesserung der Systemeigenschaften besteht darin, die bisher unterstellte symmetrische Modulation des Meßsignals durch eine ESB-AM zu ersetzen. Wird von dem Modulator das gleiche Seitenband wie im Empfänger unterdrückt, verringert sich die zu erwartende Meßunsicherheit aufgrund der kaskadierten Störunterdrückung des Gesamtsystems [15]. Trotz des damit erheblich gesteigerten Aufwandes sind homodyne Einseitenbandempfänger aufgrund ihrer Schmalbandigkeit aber für den Aufbau von NA wenig geeignet.

Dies wurde auch von Neumeyer [16] und Eul [17] erkannt. Beide entwickelten in unterschiedlicher mathematischer Darstellung ein Verfahren, mit dem ein durch mangelnde Störunterdrückung entstehender systematischer Fehler korrigiert werden kann. Bei diesem Verfahren ist allerdings nachteilig, daß für die Bestimmung der Fehlerparameter mehrere Kalibrierstandards benötigt werden, die einen gleichen Betrag der zu messenden Größe aufweisen. Hierfür eignen sich z.B. Wellenleiter mit unterschiedlichen Leitungslängen, die jeweils mit einem Kurzschluß abgeschlossen sind und somit alle einen Betrag des Reflexionsfaktors von eins aufweisen (Die Dämpfung der Hohlleiter sei vernachlässigbar.). Entsprechende Abschlüsse werden oft auch als Offsetkurzschlüsse bezeichnet. Dieses in der Theorie gut funktionierende Kalibrierverfahren bereitet in der Praxis Schwierigkeiten, da ein konstanter Betrag der Meßgröße für alle Kalibrierstandards nur schwer einzuhalten ist und das Korrekturverfahren empfindlich auf derartige Ungenauigkeiten reagiert [18].

3.2 Verfahren nach Lipka

Ein völlig anderes Konzept als das zuvor erläuterte Einseitenbandverfahren wurde von Lipka [19] vorgestellt. Er nutzt für den Aufbau eines homodynen NA einen Empfänger, wie er bereits in Kap. 2.2 beschrieben wurde. Dort wurde bereits festgestellt, daß ein derartiger Empfänger nicht komplex meßfähig ist, da das Ausgangssignal des homodynen Mischers $u_{ZF}(t)$ nicht mehr die vollständige Information über die Meßgröße beinhaltet.

Aufbauend auf diesen Empfängertyp wendet Lipka einen systemtheoretisch begründeten Ansatz an, um aus dem gemessenen Realteil $R(\omega)$ der gesuchten Meßgröße

$$\underline{H}(\omega) = |\underline{H}(\omega)| \cdot e^{j\varphi(\omega)} = R(\omega) + jI(\omega) \quad (3.10)$$

den zugehörigen Imaginärteil $I(\omega)$ zu berechnen und somit doch die komplette Information über die Meßgröße $\underline{H}(\omega)$ zu erlangen. Die Vor- und Nachteile dieses Meßverfahrens werden im folgenden anhand der zugrunde liegenden Systemtheorie aufgezeigt.

Gemäß Gl. (2.20) stellt die Ausgangsspannung des dort zugrunde gelegten homodynamen Empfängers ein Maß für den Realteil der gesuchten Meßgröße $\underline{H}(\omega)$ dar. Für die inverse Fourier-Transformierte von $\underline{H}(\omega)$ -also die Impulsantwort $h(t)$ - gilt, daß es sich um eine einseitige Funktion handelt. Formal kann dieser Sachverhalt durch

$$h(t) = u(t) \cdot h(t) \quad (3.11)$$

mit

$$u(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } t > 0 \\ \frac{1}{2} & \text{für } t = 0 \\ 0 & \text{für } t < 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

beschrieben werden*. Unter dieser Voraussetzung läßt sich mit Hilfe der Hilbert-Transformation [20] aus dem Realteil der Übertragungsfunktion deren Imaginärteil berechnen. Angewendet auf die vorgestellte Problemstellung ergibt sich

$$I(\omega) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{R(\omega')}{\omega - \omega'} d\omega' \quad (3.13)$$

Ähnlich läßt sich der Realteil aus dem zugehörigen Imaginärteil berechnen

$$R(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{I(\omega')}{\omega - \omega'} d\omega' \quad (3.14)$$

wobei die in beiden Gleichungen auftretenden Integrale als Cauchysche Hauptwerte [21] zu interpretieren sind. Da die weitere Darstellung des Funktionsprinzips vorteilhaft im Zeitbereich geschieht, soll zunächst die zu den Gln. (3.13) und (3.14) äquivalente Zeitbereichsdarstellung formuliert werden. Ganz allgemein läßt sich durch Bildung der inversen Fourier-Transformierten von $R(\omega)$ und $I(\omega)$ die entsprechende Funktion im

* Abweichend vom übrigen Teil dieser Arbeit kennzeichnet die Variable u , wie in der Nachrichtentechnik üblich, in diesem Kapitel die Sprungfunktion, und darf daher nicht mit einer Spannung verwechselt werden.

Zeitbereich berechnen:

$$I(\omega) \xrightarrow{\mathfrak{S}^{-1}} i(t) \qquad R(\omega) \xrightarrow{\mathfrak{S}^{-1}} r(t) \qquad (3.15)$$

Hierbei ist $i(t)$ eine ungerade Funktion

$$i(t) = \frac{1}{2} [h(t) - h^*(-t)] \qquad (3.16)$$

und $r(t)$ eine gerade Funktion der Zeit

$$r(t) = \frac{1}{2} [h(t) + h^*(-t)]. \qquad (3.17)$$

Soll wiederum gelten, daß $h(t)$ einseitig ist, ergibt sich wie gewünscht die zu den Gln. (3.13) und (3.14) äquivalente Darstellung im Zeitbereich

$$i(t) = \operatorname{sgn}(t) \cdot r(t) \qquad (3.18)$$

$$r(t) = \operatorname{sgn}(t) \cdot i(t) \qquad (3.19)$$

mit der Signum-Funktion

$$\operatorname{sgn}(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } t > 0 \\ 0 & \text{für } t = 0 \\ -1 & \text{für } t < 0 \end{cases} . \qquad (3.20)$$

Das generelle Problem der Anwendung dieser theoretischen Grundlagen auf ein konkretes Meßproblem besteht darin, daß der Realteil der gesuchten Meßgröße nur in einem begrenzten Frequenzbereich gemessen werden kann. Für die Berechnung des Imaginärteils $I(\omega)$ aus dem Realteil $R(\omega)$ wird aber, wie aus Gl. (3.13) ersichtlich ist, die Kenntnis des Realteiles für alle Frequenzen benötigt. Dies läßt sich auch so interpretieren, daß in der Praxis nicht die Funktion $R(\omega)$ sondern nur die durch Wichtung mit der rechteckförmigen Fensterfunktion $W_R(\omega)$ gewonnene Funktion

$$\tilde{R}(\omega) = R(\omega) \cdot W_R(\omega) \qquad (3.21)$$

mit

$$W_R(\omega) = \begin{cases} 1 & \text{für } \omega_1 < \omega < \omega_2 \\ \frac{1}{2} & \text{für } \omega = \omega_1 \text{ und } \omega = \omega_2 \\ 0 & \text{für } \omega < \omega_1 \text{ und } \omega > \omega_2 \end{cases} \quad (3.22)$$

als Integrand ausgewertet werden kann. Hierbei kennzeichnen ω_1 und ω_2 die Frequenzgrenzen der Messung. Die Folgen dieser Vorgehensweise lassen sich am besten im Zeitbereich erkennen. Dazu wird die inverse Fourier-Transformierte der Fensterfunktion $W_R(\omega)$ gebildet

$$W_R(\omega) \xrightarrow{\mathfrak{S}^{-1}} w_R(t) = \frac{1}{\pi} \sin\left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{2} t\right) e^{j\frac{\omega_2 + \omega_1}{2} t}. \quad (3.23)$$

Die inverse Fourier-Transformierte von $\tilde{R}(\omega)$ ergibt sich zum einen durch Faltung von $r(t)$ mit $w_R(t)$

$$\tilde{r}(t) = r(t) * w_R(t) \quad (3.24)$$

und kann in gleicher Weise wie in Gl. (3.17) dargestellt werden

$$\tilde{r}(t) = \frac{1}{2} [\tilde{h}(t) + \tilde{h}^*(-t)]. \quad (3.25)$$

In gleicher Weise läßt sich auch der Imaginärteil angeben

$$\tilde{i}(t) = \frac{1}{2} [\tilde{h}(t) - \tilde{h}^*(-t)]. \quad (3.26)$$

Die alternative Berechnung des Imaginärteils mit der in Gl. (3.18) angegebenen Beziehung führt auf

$$\hat{i}(t) = \text{sgn}(t) \cdot \frac{1}{2} [\tilde{h}(t) + \tilde{h}^*(-t)]. \quad (3.27)$$

Ein Vergleich der Gln. (3.26) und (3.27) zeigt, daß $\tilde{i}(t)$ und $\hat{i}(t)$ nicht identisch sind, was unmittelbar einsichtig ist, da $\tilde{h}(t)$ aufgrund der Faltung mit der Fensterfunktion $w_R(t)$

keine einseitige Funktion ist. Somit gilt also

$$\left[\tilde{h}(t) - \tilde{h}^*(-t) \right] \neq \text{sgn}(t) \cdot \left[\tilde{h}(t) + \tilde{h}^*(-t) \right]. \quad (3.28)$$

Eine Lösung des Problems kann leicht anhand der Darstellung von $w_R(t)$ abgeleitet werden.

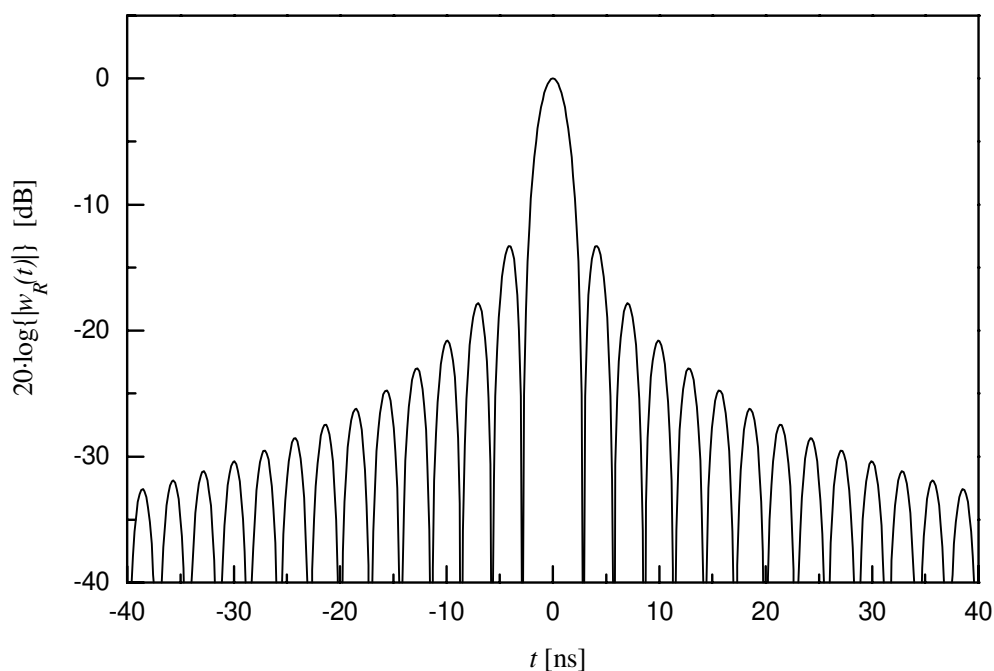


Bild 3.6: Darstellung der Funktion $|w_R(t)|$

In der Arbeit von Lipka wird vorgeschlagen, den Schaltungsaufbau durch eine Verzögerungsleitung mit der Verzögerungszeit τ zu erweitern (Bild 3.7). Auf diese Weise gelingt es, die Funktion $h(t)$ auf der Zeitachse so zu verschieben (Bild 3.8), daß die Funktionen $h(t - \tau)$ und $h(-t + \tau)$ nicht mehr nennenswert überlappen.

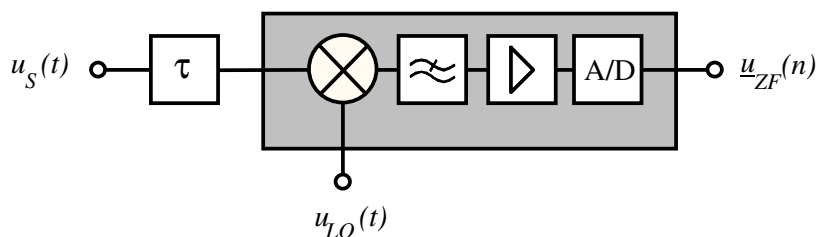


Bild 3.7: Modifizierter homodyner Empfänger nach Lipka

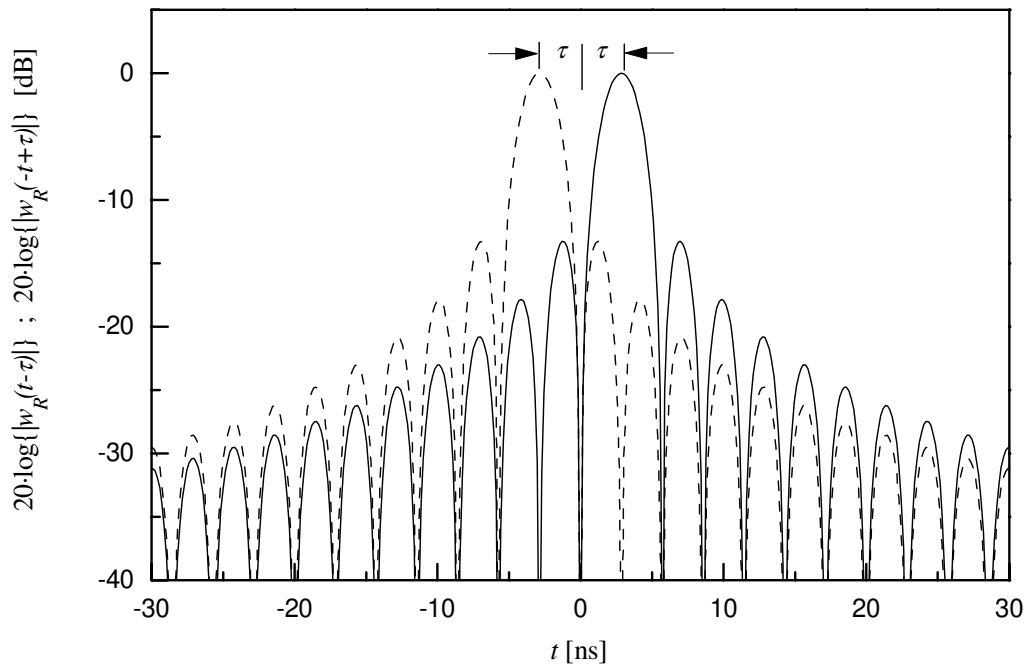


Bild 3.8: Einfluß der Verzögerungsleitung auf die Überlappung von $h(t - \tau)$ und $h(-t + \tau)$

Da die Nebenmaxima der Funktion $|w_R(t)|$ einen sehr langsamen Abfall aufweisen, muß die Verzögerungszeit und damit die Länge der Verzögerungsleitung sehr hohe Werte annehmen. Es ist daher günstiger, die verbleibende Überlappung der Funktionen $h(t - \tau)$ und $h(-t + \tau)$ durch eine zusätzliche Wichtung der im Frequenzbereich vorliegenden Meßwerte $\tilde{R}(\omega, \tau)$ mit einer geeigneten Fensterfunktion $W(\omega)$ zu vermindern.

$$\tilde{R}_W(\omega, \tau) = \tilde{R}(\omega, \tau) \cdot W(\omega) \quad (3.29)$$

Hierfür existiert in der Literatur eine Vielzahl von Vorschlägen [22]. Das von Lipka bevorzugte Kaiser-Bessel-Fenster minimiert den in den Seitenlinien enthaltenen Energieanteil, besitzt also eine hohe Unterdrückung der Nebenmaxima, was allerdings auch zu einer Verbreiterung des Hauptmaximums führt (Bild 3.9).

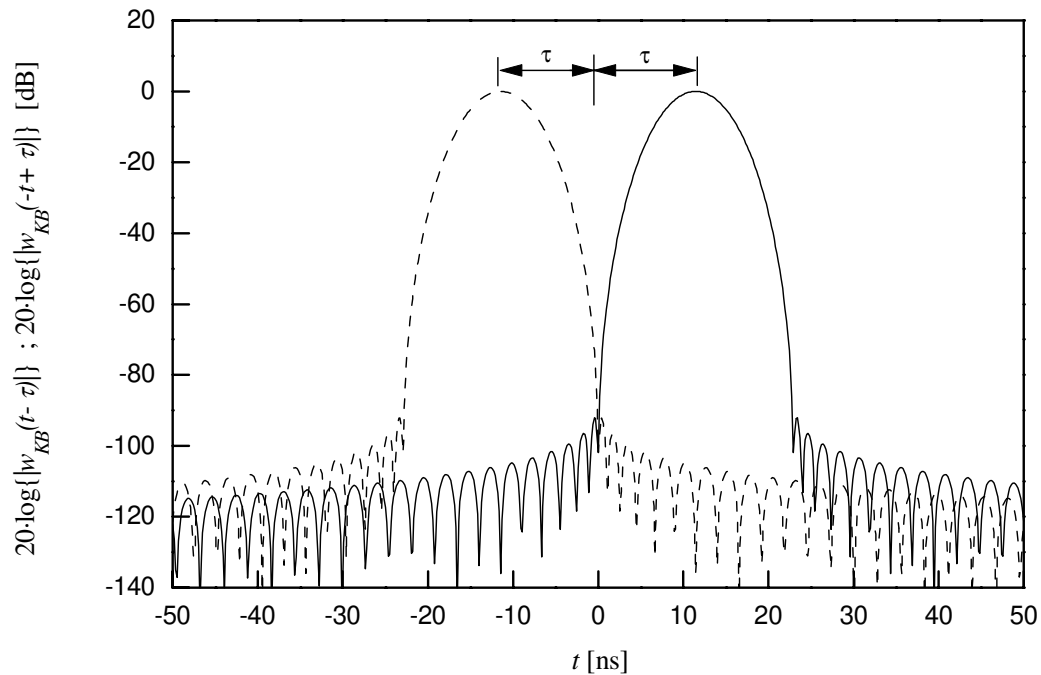


Bild 3.9: Reduktion der Nebenzipfel von $h(t - \tau)$ und $h(-t + \tau)$ durch Wichtung der Meßwerte im Frequenzbereich mit einem Kaiser-Bessel-Fenster

Anschließend wird durch Anwendung der Hilberttransformation (Gl. (3.13)) der dazugehörige Imaginärteil $\hat{I}_w(\omega, \tau)$ berechnet. Aus diesem kann dann $\hat{I}(\omega, \tau)$ berechnet werden

$$\hat{I}(\omega, \tau) = \begin{cases} \hat{I}_w(\omega, \tau) & \text{für } \omega_1 < \omega < \omega_2 \\ \frac{\hat{I}_w(\omega, \tau)}{W(\omega)} & \text{für } \omega \leq \omega_1 \text{ und } \omega \geq \omega_2 \\ 0 & \text{für } \omega \leq \omega_1 \text{ und } \omega \geq \omega_2 \end{cases} \quad (3.30)$$

Damit ist

$$\underline{\hat{H}}(\omega, \tau) = \underline{\tilde{R}}(\omega, \tau) + j\hat{I}(\omega, \tau) \quad (3.31)$$

bekannt. Über die Beziehung

$$\underline{H}(\omega) \cdot e^{-j\omega\tau} \approx \underline{\hat{H}}(\omega, \tau) \quad (3.32)$$

kann die gesuchte Meßgröße $\underline{H}(\omega)$ in guter Näherung berechnet werden.

Lipka hat einen Netzwerkanalysator nach dem zuvor geschilderten Prinzip für den Frequenzbereich 2-18 GHz aufgebaut. Das eigentliche Ziel seiner Arbeit bestand darin, den NA als Abbildungsmeßsystem zur berührungslosen Vermessung von Gegenständen zu verwenden. Seine Meßergebnisse zeigen, daß basierend auf der dargestellten Theorie ein breitbandig messender Netzwerkanalysator im Mikrowellenbereich aufgebaut werden kann. Detaillierte Ergebnisse über die Meßgenauigkeit des von ihm aufgebauten NA gibt er nicht an. Eindeutig ist, daß aufgrund der Aufwandsverlagerung vom Hochfrequenz- in den Zwischenfrequenzbereich dieses Prinzip eine sehr kostengünstige Lösung für den Aufbau eines NA darstellt. Dies wird insbesondere durch die immer höheren Leistungsdaten moderner digitaler Signalprozessoren unterstützt.

Allerdings weist dieses Prinzip auch einige Nachteile auf. In der Arbeit von Lipka ist bereits dargestellt, daß die Meßunsicherheiten eines derartigen NA zu den Bandgrenzen des vermessenen Frequenzintervalls stark zunehmen. Dies hat zur Konsequenz, daß die Meßwerte in etwa 5% breiten Randbereichen des vermessenen Frequenzintervalls unbrauchbar sind und deshalb auch nicht zur Anzeige gebracht werden sollten.

Auf einige weitere Probleme, deren Ursache in der für den Empfänger benötigten Verzögerungsleitung zu finden ist, wird von Lipka nicht hingewiesen. Ein Beispiel hierfür ist die Einstellung des Frequenzbereiches. Üblicherweise wird von einem NA erwartet, daß die Frequenzgrenzen der Messung sehr variabel einstellbar sind. Sollen mit dem hier diskutierten Meßsystem schmalbandige Messungen durchgeführt werden, ist, wie eine Berechnung der Nullstellen von $w_R(t)$ zeigt (Gl. (3.23)), eine sehr große Verzögerungszeit notwendig. Eine entsprechende Auswertung für ein im Frequenzbereich 75-110 GHz arbeitendes Meßsystem mit einem Kaiser-Bessel-Fenster zeigt, daß für sehr schmalbandige Messungen eine sehr lange Verzögerungsleitung benötigt wird (Bild 3.10). Im Millimeterwellenbereich machen sich dann bereits die Dämpfungsverluste der Hohlleiter bemerkbar.

Weiterhin muß für die Bestimmung der Meßgröße die Verzögerungszeit τ mit hoher Genauigkeit bekannt sein, da dieser Wert gemäß Gl. (3.32) direkten Einfluß auf das berechnete Meßergebnis besitzt. Diese Forderung stellt im Millimeterwellenbereich eine sehr anspruchsvolle Meßaufgabe dar. Da der Wert von τ durch die thermische Längenausdehnung der Verzögerungsleitung als zeitvariant anzusehen ist, muß für eine Anwendung im Millimeterwellenbereich ein Verfahren entwickelt werden, das den genauen Wert von τ durch den NA selbst bestimmen läßt.

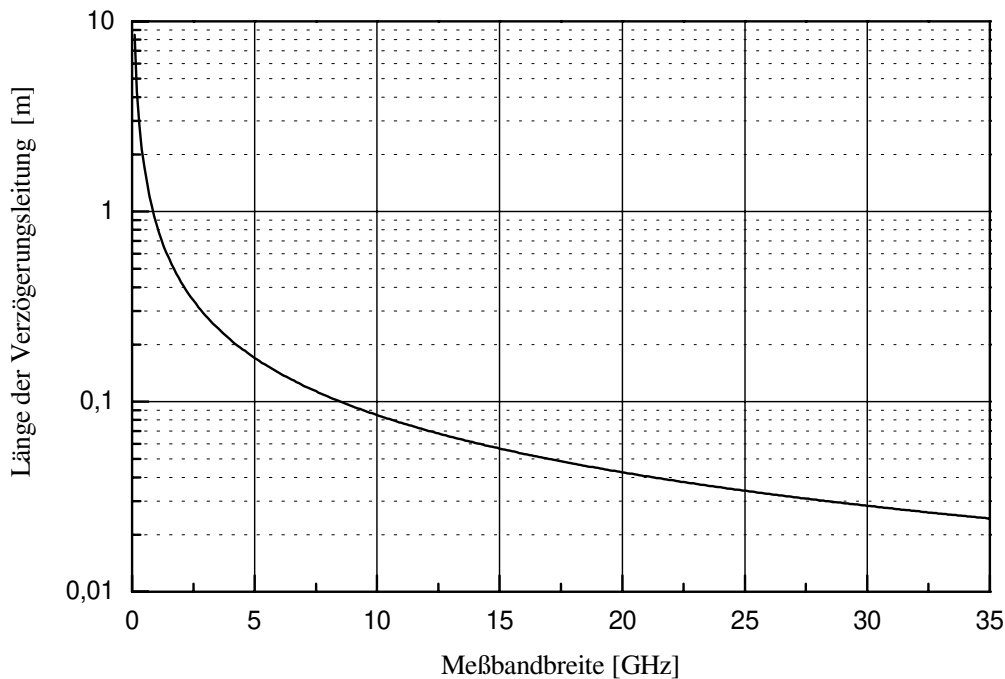


Bild 3.10: Mindestlänge der Verzögerungsleitung als Funktion der Breite des zu vermessenden Frequenzbereiches für einen NA nach Lipka mit Kaiser-Bessel-Fenster. Die kleinste Meßfrequenz beträgt jeweils 75 GHz. Als Wellenleiter wurde ein Rechteckhohlleiter R900 vorausgesetzt.

3.3 Verfahren nach Mukherjee

Wie in Kap. 3.2 gezeigt wurde, kann durch den Einsatz moderner digitaler Signalprozessoren und die geschickte Anwendung systemtheoretischer Zusammenhänge auch mit einem einfachen homodynen Empfänger ein NA aufgebaut werden. Darauf aufbauend soll im folgenden ein von Mukherjee in der Literatur angegebenes Konzept eines NA untersucht werden, mit dem eine noch weitergehende Vereinfachung des Hochfrequenzteils möglich ist [23]. Der von Mukherjee verwendete Empfänger ist mit dem von Lipka eingesetzten Aufbau (Bild 3.7) identisch. Abweichend ist jedoch der Meßablauf, was weitreichende Konsequenzen für die Theorie des Gesamtsystems und die Verarbeitung des Meßsignals hat.

Bei den bisher untersuchten heterodynen oder homodynen NA ist der Meßablauf dadurch gekennzeichnet, daß vor der Aufnahme eines Meßwertes zunächst am Generator die gewünschte Frequenz eingestellt wird. In der Regel wird hierfür ein präzise einstellbarer Synthesizer eingesetzt. Nach Abklingen aller Einschwingvorgänge sowohl im Hochfre-

quenz- als auch im Signalverarbeitungsteil wird das Meßsignal digitalisiert und abgespeichert. Abweichend hiervon schlägt Mukherjee vor, keinen stationären Zustand des Gesamtsystems herbeizuführen, sondern den zu vermessenden Frequenzbereich kontinuierlich von einem Wobbelgenerator durchzustimmen. Während des Wobbelvorgangs wird zeitgleich eine am Ausgang des Mixers vorhandene Wechselspannung ausgewertet. Die Entstehung dieses Wechselsignals läßt sich leicht anhand von Bild 3.11 erklären.

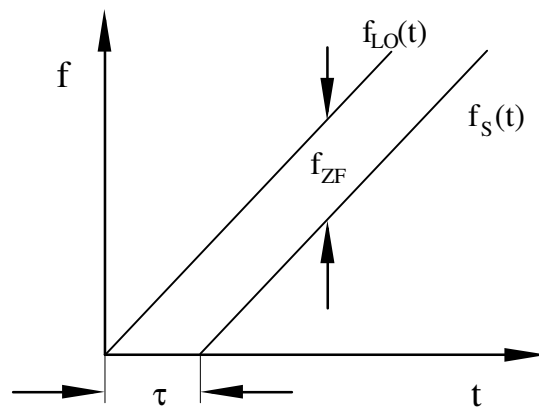


Bild 3.11: Veranschaulichende Darstellung zur Entstehung der Zwischenfrequenz

Aufgrund der Verzögerungszeit τ zwischen dem hochfrequenten Meßsignal und dem Lokaloszillatorsignal kann am Ausgang des Mixers eine Wechselspannung abgegriffen werden, deren Frequenz durch die Zeitkonstante τ der Verzögerungsleitung, die Abstimmcharakteristik des Wobbelgenerators und das Meßobjekt bestimmt ist.

Wie im folgenden gezeigt wird, beinhaltet dieses Signal die gesuchte komplexe Meßinformation. Gelingt es, das Meßsignal in Echtzeit zu verarbeiten, so ist an dieser Stelle bereits ein wichtiger Vorteil eines derartigen NA erkennbar. Während bei allen anderen Systemen das Abwarten von Zeitkonstanten den Meßablauf wesentlich verlangsamt (Schlüsselkomponenten sind hier die PLL des Synthesizers und die Einschwingzeit des Empfängers), besitzt das hier vorgestellte Verfahren einen deutlichen Geschwindigkeitsvorteil. Durch das Meßprinzip entstehen allerdings andere Probleme, die im folgenden anhand einer Analyse des am Mischerauszug anstehenden Zeitsignals aufgezeigt werden.

Wie bereits festgestellt wurde, benötigt das hier genauer untersuchte Verfahren als Generator eine in der Frequenz kontinuierlich abstimmbare Signalquelle. Wie sich später zeigen wird, sollte die Abstimmung so erfolgen, daß zwischen der Momentanfrequenz und der Zeit eine lineare Abhängigkeit entsteht. Da es sich bei Wobbelquellen i.allg. aber um spannungsgesteuerte Quellen mit nicht zwangsläufig linearem Zusammenhang von

Frequenz und Abstimmspannung handelt, ist es vorteilhaft, durch einen entsprechend gegenseitig nichtlinearen Zusammenhang zwischen Abstimmspannung und Zeit der gewünschte Abstimmcharakteristik zu erzwingen. Für diesen Fall gilt dann der einfache Zusammenhang für die Momentanfrequenz des Generators

$$f(t) = f_0 + \frac{B}{T} \cdot t. \quad (3.33)$$

Hierbei bestimmt die Konstante f_0 die Anfangsfrequenz des Wobbelvorgangs und damit die niedrigste Meßfrequenz. Die Konstante B steht für die Bandbreite des zu untersuchenden Frequenzbereiches, und T gibt die für den Abstimmvorgang benötigte Zeit an. Unter der Voraussetzung einer linearen Abstimmung ergibt sich dann für das Meßsignal

$$u_S(t) = |\underline{H}(t - \tau)| \cdot \hat{u}_S(t - \tau) \cdot \cos \left[2\pi f_0 \cdot (t - \tau) + \frac{\pi B}{T} \cdot (t - \tau)^2 + \varphi_H(t - \tau) \right] \quad (3.34)$$

und für das Lokaloszillatorsignal

$$u_{LO}(t) = \hat{u}_S(t) \cdot |\underline{k}_{LO}(t)| \cdot \cos \left(2\pi f_0 t + \frac{\pi B}{T} t^2 + \varphi_{LO}(t) \right). \quad (3.35)$$

Nach der Mischung des Meßsignals mit dem Oszillatorsignal in einem idealen Multiplizierer kann die tiefpaßgefilterte Zwischenfrequenzspannung wie folgt berechnet werden:

$$u_{ZF}(t) = \frac{1}{2} \cdot |\underline{H}(t - \tau)| \cdot \hat{u}_S(t - \tau) \cdot \hat{u}_S(t) \cdot |\underline{k}_{LO}(t)| \cdot \cos \left[2\pi f_0 \tau + \frac{\pi B}{T} \cdot \tau(2t - \tau) - \varphi_H(t - \tau) + \varphi_{LO}(t) \right] \quad (3.36)$$

Da in der Praxis die Verzögerungszeit τ sehr kleine Werte aufweist (typisch sind Werte im Bereich einiger Nanosekunden) kann sie in den Differenzen vernachlässigt werden:

$$u_{ZF}(t) \approx \frac{1}{2} \cdot |\underline{H}(t)| \cdot \hat{u}_S^2(t) \cdot |\underline{k}_{LO}(t)| \cdot \cos \left[2\pi f_0 \tau + \frac{2\pi B \tau}{T} t - \varphi_H(t) + \varphi_{LO}(t) \right] \quad (3.37)$$

Damit ist gezeigt, daß es sich bei dem Ausgangssignal des Mischers um eine modulierte

Wechselspannung mit der Trägerfrequenz

$$f_T = \frac{B \cdot \tau}{T} \quad (3.38)$$

handelt. Das Zusammenfassen aller Systemkonstanten zu einer Systemgröße $\underline{k}(t)$ vereinfacht Gl. (3.37) zu:

$$u_{zF}(t) \approx |\underline{H}(t)| \cdot |\underline{k}(t)| \cdot \cos(2\pi f_T t - \varphi_H(t) + \varphi_k(t)) \quad (3.39)$$

Wie Gl. (3.39) zeigt, ist das Zwischenfrequenzsignal in der Amplitude mit $|\underline{H}(t)|$ und in der Phase mit $\varphi_H(t)$, also mit dem Betrag und der Phase des Meßobjektes, moduliert. Die zusätzlich vorhandene zeitabhängige Systemkonstante $\underline{k}(t)$ wird im Rahmen der Systemfehlerkorrektur bestimmt und braucht daher in diesem Zusammenhang nicht weiter berücksichtigt werden.

Die dem Empfänger nachfolgende Signalverarbeitung hat die Aufgabe, aus dem nur einige Millisekunden dauernden Meßsignal die Größe $\underline{H}(t)$ und damit über die bekannte Zuordnung von Meßfrequenz zum Wobbelzeitpunkt die gesuchte Meßgröße $\underline{H}(f)$ zu bestimmen. Als Problem erweist sich in diesem Zusammenhang, daß das Zwischenfrequenzsignal nur während des Wobbelvorganges generiert wird und daß die Trägerfrequenz gemäß Gl. (3.38) von den Parametern Bandbreite, Verzögerungszeit und Wobbeldauer abhängig ist. Da die Länge der Verzögerungsleitung und damit die Verzögerungszeit aus konstruktiven Gründen eine Konstante darstellt und die Abstimmgeschwindigkeit der Generatoren nicht beliebig verändert werden kann, stellt die Trägerfrequenz eine im wesentlichen von der Bandbreite des zu vermessenden Frequenzbereiches beeinflusste und damit sehr variable Größe dar. Wie schon von Mukherjee bemerkt, kommt erschwerend hinzu, daß die für eine ausreichend genaue Auswertung benötigte Bandbreite des signalverarbeitenden Schaltungsteils von der Funktion $\underline{H}(f)$ des gerade vermessenen Meßobjektes abhängt. Um die Signalverarbeitung der Meßaufgabe flexibel anpassen zu können, ist es sinnvoll, die in Gl. (3.39) enthaltene Meßinformation mit den Methoden der digitalen Signalverarbeitung zu bestimmen. Mögliche Konzepte hierfür sind die von Mukherjee vorgeschlagene Hilberttransformation oder die im Rahmen von eigenen Arbeiten untersuchte digitale Quadraturdemodulation [24].

Die bisherigen Überlegungen machen deutlich, daß bei diesem Konzept zur NA der Vorteil des kostengünstigen Hochfrequenzteils durch einen vergleichsweise höheren Aufwand im Bereich der niederfrequenten Signalverarbeitung erkauft wird.

Da die Arbeit von Mukherjee einige Fragen zur Tauglichkeit dieses Meßprinzips offen läßt, wurde das von ihm vorgestellte Konzept durch eigene Arbeiten genauer untersucht [25], [26]. Als Ergebnis führte die hierzu vorgenommene Simulation des signalverarbeitenden Schaltungsteils zu einigen für die Auslegung eines derartigen NA wichtigen Erkenntnissen, die im folgenden kurz vorgestellt werden. Zunächst ist ein Problem anzuführen, das dann auftritt, wenn der Betrag der Meßgröße während eines Wobbelvorganges stark schwankt. Als typisches Beispiel kann hier die Vermessung eines Filters angeführt werden. Während in diesem Fall bei einem herkömmlichen NA die Amplitude des Zwischenfrequenzsignals bei jedem Frequenzpunkt soweit verstärkt wird, daß der nachfolgende A/D-Wandler optimal angesteuert wird, ist diese Vorgehensweise bei dem hier diskutierten Konzept nicht möglich. Eine Anpassung der Verstärkung während des Wobbelvorganges würde aufgrund des nicht genau definierten Übergangsverhaltens zwischen zwei unterschiedlichen Verstärkungseinstellungen und den mit der Pegeländerung verbundenen Einschwingvorgängen innerhalb der Signalverarbeitungs-komponenten das Meßergebnis stark verfälschen. Dies hat auch Auswirkungen in bezug auf die Abstimmeeigenschaften der Signalquelle. Der Wobbelgenerator muß den gesamten Frequenzbereich in einem Durchlauf streng monoton durchstimmen können. Eine Umschaltung zwischen verschiedenen Oszillatoren oder die Einschaltung eines Vervielfachers, wie sie in vielen Breitband-Wobbelgeneratoren Verwendung findet, ist nicht möglich, da es hierdurch ebenfalls zu Einschwingvorgängen kommt. Diese Überlegungen konnten durch die Entwicklung eines Simulationsprogrammes für einen derartigen NA und eigene Messungen [27] bestätigt werden. Aus dem gleichen Grund müssen u.U. auch die zu Beginn des Wobbelvorganges anfallenden Meßwerte unterdrückt werden, da sie ebenfalls durch Transienten verfälscht sein können. Dieser Effekt läßt sich vermeiden, indem der Wobbelgenerator bei einer etwas geringeren Startfrequenz f_0 beginnt als durch den vom Anwender vorgegebenen Frequenzbereich erforderlich wäre.

Bild 3.12 zeigt in einem Vergleich die für die Simulation vorgegebene Funktion der Meßgröße eines Bandpaß-Meßobjektes und das nach Durchlaufen der Signalverarbeitung berechnete Meßergebnis. Um den Einfluß der Signalverarbeitung zu verdeutlichen, wurde die Simulation bewußt mit einem zu schmalbandig ausgelegten Signalverarbeitungsteil durchgeführt.

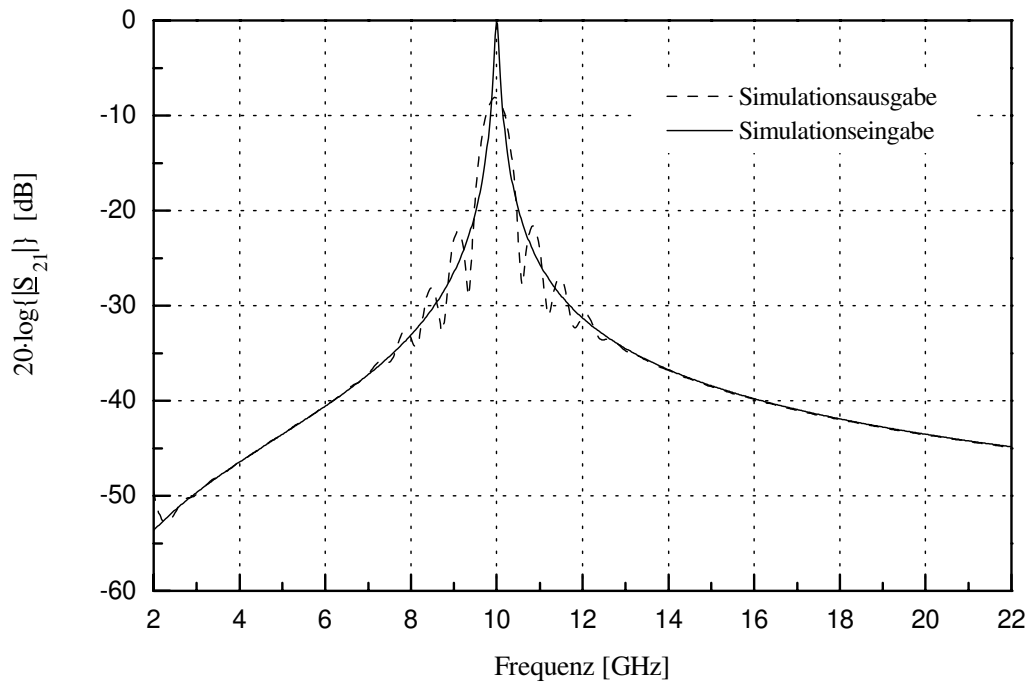


Bild 3.12: Vergleich zwischen vorgegebener und durch Simulation einer Messung berechneter Meßgröße

Am simulierten Signalverlauf sind die durch den steilen Anstieg des Meßsignals hervorgerufenen Einschwingvorgänge der Filter im Signalverarbeitungsteil deutlich zu erkennen. Dies führt auch zu falschen Absolutwerten der Meßgröße im Durchlaßbereich. Der Einfluß des einsetzenden Wobbelvorgangs macht sich am Kurvenanfang nur geringfügig bemerkbar.

Neben der kritischen Dimensionierung der Filter im Signalverarbeitungsteil kommt bei Anwendungen im Millimeterwellenbereich noch ein weiteres Problem hinzu. Das dispersive Verhalten des Hohlleiters führt zu einer von der Frequenz und damit zu einer vom Wobbelzeitpunkt abhängigen Verzögerungszeit τ . Für einen Hohlleiter der Länge l und der Hohlleitergrenzfrequenz f_c ergibt sich

$$\tau(t) = \frac{l}{c_0 \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f(t)}\right)^2}}. \quad (3.40)$$

Aus der Momentanphase des Zwischenfrequenzsignals

$$\varphi_{ZF}(t) = 2\pi \cdot f(t) \cdot \tau(t) \quad (3.41)$$

ergibt sich dann eine vom Wobbelzeitpunkt abhängige Trägerfrequenz, die in ungünstigen Konstellationen der Parameter Meßbandbreite, Verzögerungszeit, Wobbeldauer und Grenzfrequenz des Hohlleiters sogar auf den Wert Null zurückgehen kann. Da eine starke Änderung der Zwischenfrequenz während des Meßdurchlaufs dem signalverarbeitenden Schaltungsteil große Probleme bereitet, ist es in diesem Fall sinnvoll, den Dispersionseffekt durch eine gegenläufige Abstimmcharakteristik des Signalgenerators zu kompensieren.

Abschließend läßt sich feststellen, daß die wesentlichen Vorteile des von Mukherjee vorgeschlagenen Prinzips zur NA in der vergleichsweise hohen Meßgeschwindigkeit und den relativ geringen Herstellungskosten bestehen. Dem stehen jedoch erhebliche Nachteile im Bereich der Signalerzeugung, der Meßdynamik und der daraus resultierenden Präzision der Meßergebnisse gegenüber. Weiterhin erwartet der Anwender von einem NA, daß die Frequenzgrenzen variabel einstellbar sind. Dies ist mit diesem Prinzip nur schwer zu erreichen.

Die geschilderten Nachteile würden allerdings bei einer Anwendung im Bereich der industriellen Sensorik aufgrund der dort meist genau eingegrenzten Meßaufgaben nicht so stark zum Tragen kommen, so daß dieses Meßprinzip hierfür durchaus zu empfehlen ist.

3.4 Verfahren mit seriell angeordneten Phasenschiebern

Während die in den Kap. 3.2 und 3.3 vorgestellten Prinzipien zur homodynen Netzwerkanalyse ihren Schwerpunkt in der Signalverarbeitung des Zwischenfrequenzsignals setzen, soll im folgenden eine von Gärtner [28] u.a. [29] untersuchte Variante des homodynen NA untersucht werden, die auf einer Erweiterung der aus Bild 2.4 bekannten Grundstruktur des homodynen NA beruht. Das Ziel dieser Maßnahme besteht darin, die komplexe Meßfähigkeit des homodynen Empfängers breitbandig zu etablieren, ohne dabei extreme Anforderungen an die Hochfrequenzkomponenten stellen zu müssen.

Das von Gärtner vorgestellte Konzept basiert auf der Idee, den homodynen Empfänger durch eine Kette von zusätzlich in den Signalweg eingebrachten schaltbaren Phasenschiebern zu erweitern (Bild 3.13). Mit jedem Phasenschieber können, gesteuert durch den Pegelzustand einer digitalen Steuerspannung, zwei unterschiedliche Phasenverschiebungen des Meßsignals eingestellt werden. Diese Bauelemente werden daher auch als digitale Phasenschieber bezeichnet.

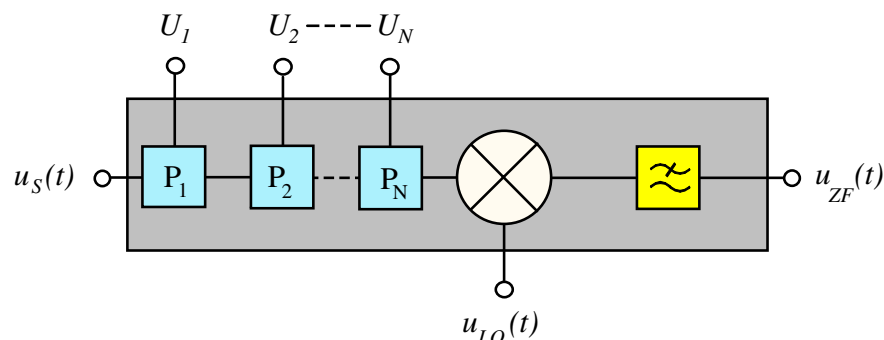


Bild 3.13: Prinzipieller Aufbau des homodynen Empfängers mit seriell angeordneten Phasenschiebern

Eine kritische Betrachtung dieses Ansatzes macht sofort deutlich, daß aufgrund der zusätzlichen Hochfrequenzkomponenten die Herstellkosten für einen derartigen NA deutlich steigen und somit diese Vorgehensweise der Zielvorstellung eines kostengünstigen Meßsystems entgegenläuft. Andererseits weisen alle bisher untersuchten Konzepte im Vergleich zum heterodynen NA Nachteile auf, die deren Gebrauchswert für den Laboreinsatz deutlich herabsetzen. Die folgenden Kapitel werden zeigen, inwieweit mit diesem Konzept und seinem vergleichsweise hohem Aufwand bessere Ergebnisse erzielt werden können.

3.4.1 Einstufiges System

Aus Gründen einer übersichtlichen Darstellung des Funktionsprinzips ist es sinnvoll, zunächst die einfachste Empfängervariante mit nur einem Phasenschieber P_1 zu betrachten (Bild 3.14). Weiterhin soll idealisierend angenommen werden, daß dieser Phasenschieber für beide Schaltzustände der Spannung U_1 reflexionsfrei angepaßt ist und somit eine Änderung des Schaltzustandes nur eine Änderung in der Transmission des Meßsignals bewirkt. Die Folgen einer nicht idealen Anpassung werden in Kap. 3.4.3 diskutiert.

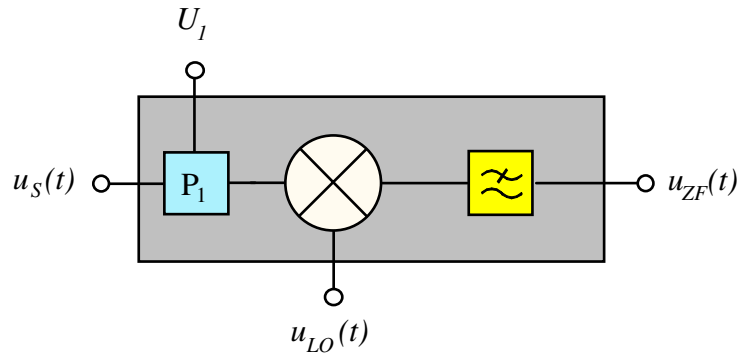


Bild 3.14: Homodyner Empfänger mit einem Phasenschieber

Die Streumatrix eines derartigen Phasenschiebers ist damit in folgender Weise von der Steuerspannung U_1 abhängig:

$$\text{für } U_1 = U_1^{<0>}: \quad \text{für } U_1 = U_1^{<1>}: \quad (3.42)$$

$$\|\underline{S}^{<0>}\| = \begin{pmatrix} 0 & \underline{\phi}^{<0>} \\ \underline{\phi}^{<0>} & 0 \end{pmatrix} \quad \|\underline{S}^{<1>}\| = \begin{pmatrix} 0 & \underline{\phi}^{<1>} \\ \underline{\phi}^{<1>} & 0 \end{pmatrix}$$

Für eine Messung werden nacheinander beide Zustände der Schaltspannung U_1 eingestellt, die dazugehörige Zwischenfrequenzspannung vermessen und abgespeichert. Gemäß den Ausführungen in Kap. 3.1 können die Ausgangsspannungen in der Darstellung als komplexer Zeiger wie folgt angegeben werden:

$$u_{ZF}^{<0>} = \underline{H} \cdot \underline{k} + \underline{H}^* \cdot \underline{k}^* \quad (3.43)$$

$$u_{ZF}^{<1>} = \underline{H} \cdot \underline{k} \cdot \underline{k}_1 + \underline{H}^* \cdot \underline{k}^* \cdot \underline{k}_1^* \quad (3.44)$$

Diese in den Gln. (3.43) und (3.44) angegebenen Systemgleichungen des homodynen Empfängers enthalten mit \underline{H} die gesuchte Meßgröße, während in \underline{k} wiederum alle konstanten Systemgrößen sowie die Phasenverschiebung von P_1 für einen Schaltzustand zusammengefaßt sind. Die in Gl. (3.44) zusätzlich angegebene Detektorkonstante* \underline{k}_1

* Der Begriff Detektorkonstante wurde in Anlehnung an ein homodynes Meßsystem ohne Hilfsmodulation gewählt, bei dem am Ausgang der Mischer direkt eine der Meßgröße proportionale Gleichspannung abgreifbar ist.

beschreibt die Veränderung im Transmissionsverhalten des schaltbaren Phasenschiebers unter dem Einfluß der Schaltspannung U_1 :

$$\underline{k}_1 = \frac{\phi^{<1>}}{\phi^{<0>}} \quad (3.45)$$

Um das Gleichungssystem bestehend aus Gl. (3.43) und (3.44) nach der Meßgröße \underline{H} aufzulösen, wird - zunächst ohne Begründung - die Summe aus $u_{ZF}^{<0>}$ und der mit einem Gewichtungsfaktor \underline{p} multiplizierten Spannung $u_{ZF}^{<1>}$ gebildet:

$$u_{ZF}^{<0>} + \underline{p} \cdot u_{ZF}^{<1>} = \underline{H} \cdot \underline{k} \cdot (1 + \underline{p} \underline{k}_1) + \underline{H}^* \cdot \underline{k}^* \cdot (1 + \underline{p} \underline{k}_1^*) \quad (3.46)$$

Der links vom Gleichheitszeichen stehende Ausdruck kann als Ausgangsspannung \dot{u}_{ZF} eines fiktiven homodynamen Empfängers interpretiert werden. In diesem Fall besitzt Gl. (3.46) formal die gleiche Struktur wie die Systemgleichungen eines konventionellen homodynamen Einseitenbandsystems (vgl. Gl. (3.8)). Dabei bestimmt die Wahl des Gewichtungsfaktors \underline{p} , welches Seitenband des Eingangssignals detektiert werden soll. Mit

$$\underline{p} = -\frac{1}{\underline{k}_1^*} \quad (3.47)$$

ergibt sich ein idealer Einseitenbandempfänger für das obere Seitenband, während die Wahl

$$\underline{p} = -\frac{1}{\underline{k}_1} \quad (3.48)$$

die Detektion des unteren Seitenbandes bewirkt. Da beide Betriebsarten formal äquivalent sind, soll im folgenden nur die Detektion des oberen Seitenband untersucht werden. Dann läßt sich aus Gl. (3.46) eine Störunterdrückung \dot{S} des unerwünschten (unteren) Seitenbandes ableiten:

$$\dot{S} = \left| \frac{1 + \underline{p} \underline{k}_1}{1 + \underline{p} \underline{k}_1^*} \right|, \quad (3.49)$$

die im Fall einer exakten Wahl von \underline{p} gemäß Gl. (3.47) sogar unendlich groß wird. Unter dieser Voraussetzung ergibt sich für die mit der Systemkonstanten \underline{k} behafteten Meßgröße \underline{H} :

$$\underline{H} \cdot \underline{k} = \frac{u_{ZF}^{<1>} - \underline{k}_1^* \cdot u_{ZF}^{<0>}}{\underline{k}_1 - \underline{k}_1^*} \quad (3.50)$$

Für die Berechnung der Meßgröße muß allerdings der Wert von \underline{k}_1 bekannt sein. Unter dieser Bedingung ist ein derartiger homodyner NA komplex meßfähig und somit dem heterodynen System formal gleichwertig. Allerdings stellt die Forderung nach einer genauen Kenntnis der Phasenschiebereigenschaften in der Praxis ein ernstes Problem dar, da diese Konstanten u.a. von der Temperatur abhängig sind und somit ein häufiger Ausbau des Phasenschiebers zum Zwecke der erneuten Vermessung (mit einem weiteren NA!) notwendig ist. Andererseits kann die unbekannte Größe \underline{k}_1 nicht aus dem gegebenen Gleichungssystem bestimmt werden, da dieses mit zwei unbekannt komplexen Größen und zwei reellen Gleichungen unterbestimmt ist. Im folgenden Kapitel wird ein Verfahren beschrieben, welches die Bestimmung der unbekannt Detektorkonstanten \underline{k}_1 von dem homodynen NA selbst durchführen läßt. Dieser Vorgang wird in der Literatur häufig als Selbstkalibrierung bezeichnet und ist ein wichtiges Qualitätsmerkmal für einen modernen homodynen NA.

3.4.2 Selbstkalibrierung

Um die unbekannt Konstante \underline{k}_1 mit dem NA selbst bestimmen zu können, müssen die Systemgleichungen so umgeformt werden, daß \underline{k}_1 nur von den gemessenen Spannungen abhängt. Es ist allerdings offensichtlich, daß sich das Gleichungssystem bestehend aus Gln. (3.43) und (3.44) nicht lösen läßt, da die beiden komplexen Größen $\underline{H} \cdot \underline{k}$ und \underline{k}_1 nicht aus den beiden reellen Gleichungen bestimmt werden können. Der Lösungsvorschlag von Gärtner besteht darin, den Aufbau in Bild 3.14 durch zusätzliche in Serie geschaltete Phasenschieber zu erweitern und alle Kombinationen von Phasenschieberzuständen zu vermessen. Für $N=2$ Phasenschieber ergibt sich ein Gleichungssystem mit vier reellen Gleichungen und drei komplexen Unbekannten. Erst für drei in Serie geschaltete Phasenschieber ist mit acht reellen Gleichungen und vier komplexen Unbekannten eine Lösungsmöglichkeit gegeben.

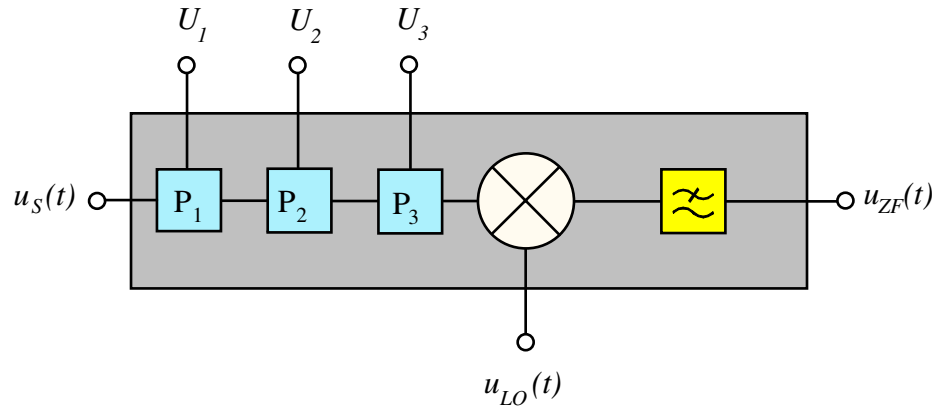


Bild 3.15: Homodyner Empfänger mit drei seriell angeordneten Phasenschiebern

Das entsprechende Gleichungssystem lautet:

$$u_{ZF}^{<000>} = \underline{H} \cdot \underline{k} + \underline{H}^* \cdot \underline{k}^* \quad (3.51)$$

$$u_{ZF}^{<100>} = \underline{H} \cdot \underline{k} \cdot \underline{k}_1 + \underline{H}^* \cdot \underline{k}^* \cdot \underline{k}_1^* \quad (3.52)$$

$$u_{ZF}^{<010>} = \underline{H} \cdot \underline{k} \cdot \underline{k}_2 + \underline{H}^* \cdot \underline{k}^* \cdot \underline{k}_2^* \quad (3.53)$$

$$u_{ZF}^{<001>} = \underline{H} \cdot \underline{k} \cdot \underline{k}_3 + \underline{H}^* \cdot \underline{k}^* \cdot \underline{k}_3^* \quad (3.54)$$

$$u_{ZF}^{<110>} = \underline{H} \cdot \underline{k} \cdot \underline{k}_1 \cdot \underline{k}_2 + \underline{H}^* \cdot \underline{k}^* \cdot \underline{k}_1^* \cdot \underline{k}_2^* \quad (3.55)$$

$$u_{ZF}^{<101>} = \underline{H} \cdot \underline{k} \cdot \underline{k}_1 \cdot \underline{k}_3 + \underline{H}^* \cdot \underline{k}^* \cdot \underline{k}_1^* \cdot \underline{k}_3^* \quad (3.56)$$

$$u_{ZF}^{<011>} = \underline{H} \cdot \underline{k} \cdot \underline{k}_2 \cdot \underline{k}_3 + \underline{H}^* \cdot \underline{k}^* \cdot \underline{k}_2^* \cdot \underline{k}_3^* \quad (3.57)$$

$$u_{ZF}^{<111>} = \underline{H} \cdot \underline{k} \cdot \underline{k}_1 \cdot \underline{k}_2 \cdot \underline{k}_3 + \underline{H}^* \cdot \underline{k}^* \cdot \underline{k}_1^* \cdot \underline{k}_2^* \cdot \underline{k}_3^* \quad (3.58)$$

Wie in [30] ausführlich dargelegt ist, läßt sich dieses Gleichungssystem nach den gesuchten Unbekannten $\underline{H} \cdot \underline{k}$ und \underline{k}_n ($n=1, 2, 3$) auflösen. Mit der Berechnung der Detektorkonstanten \underline{k}_n ($n=1, 2, 3$) ist die Etablierung der komplexen Meßfähigkeit ohne Zuhilfenahme weiterer Meßgeräte von dem NA selbst durchgeführt worden. Der entscheidende Vorteil dieser Vorgehensweise besteht darin, daß die Phasenschieber im System selbst vermessen werden und damit kein zusätzlicher NA benötigt wird. Zum anderen ist es besonders für Anwendungen im Millimeterwellenbereich vorteilhaft, daß die elektrischen Eigenschaften des für die Selbstkalibrierung benötigten Kalibrierstandards nicht in die Lösung für die Systemkonstanten eingehen. Theoretisch ist als einziges zu fordern, daß der Kalibrierstan-

dard während des Kalibriervorganges konstante elektrische Eigenschaften aufweist. Somit können hierfür einfach herstellbare Leitungsstandards benutzt werden. Es ist allerdings sinnvoll, Meßobjekte zu wählen, die einen hohen Meßpegel am Eingang des homodynamen Empfängers erzeugen. Deshalb ist als Reflexionsstandard ein Kurzschluß bzw. als Transmissionsstandard eine Durchgangsleitung besonders gut geeignet.

Nach der Selbstkalibrierung kann die in der Bestimmungsgleichung für \underline{H} Gl. (3.50) verbleibende komplexe Systemkonstante \underline{k} durch die Vermessung eines bekannten Kalibrierstandards oder im Rahmen eines Verfahrens zur Systemfehlerkorrektur bestimmt werden. Für diese Kalibrierung bzw. für alle nachfolgenden Messungen können zwei der drei Phasenschieber in Ruhestellung verbleiben, denn die Berechnung der Meßgröße beruht allein auf der Auswertung der Meßwerte gemäß Gln. (3.51) und (3.52). Diese Vorgehensweise birgt allerdings den Nachteil, daß eine aufgrund von Rauschen oder nicht berücksichtigter Nichtlinearitäten nicht völlig korrekt bestimmte Systemkonstante zu Fehlern in der Berechnung der Meßgröße führt. Ein Verfahren, das in dieser Hinsicht bessere Ergebnisse liefert, wurde von Gärtner u.a. mit dem sogenannten wichtenden Lösungsverfahren vorgeschlagen. Dieses im folgenden Kapitel beschriebene Berechnungsverfahren berechnet die Meßgröße aus einer Kombination von mehreren Meßspannungen und vermindert dadurch den Einfluß fehlerhaft berechneter Systemkonstanten.

3.4.3 Wichtendes Auswerteverfahren

Wie in Kap. 3.4 gezeigt wurde, läßt sich die gesuchte Meßgröße aus zwei Spannungen des homodynamen Mischers, die durch das Umschalten eines digitalen Phasenschiebers erzeugt werden, berechnen. Gl. (3.46) zeigt, daß durch die Kenntnis der Detektorkonstanten \underline{k}_1 ein fiktiver Einseitenbandempfänger mit im Idealfall unendlich hoher Störunterdrückung entstanden ist. Werden für die Berechnung der Meßgröße weitere Schaltzustände der Phasenschieber vermessen, kann die Störunterdrückung des unerwünschten Seitenbandes weiter erhöht werden. Diese führt im vorliegenden Fall z.B. zu einer kaskadierten Störunterdrückung

$$\ddot{S} = \left| \frac{1 + \underline{p}_1 \underline{k}_1}{1 + \underline{p}_1 \underline{k}_1^*} \cdot \frac{1 + \underline{p}_2 \underline{k}_2}{1 + \underline{p}_2 \underline{k}_2^*} \cdot \frac{1 + \underline{p}_3 \underline{k}_3}{1 + \underline{p}_3 \underline{k}_3^*} \right| . \quad (3.59)$$

Für die hierfür zu bildende fiktive Ersatzspannung $\underline{\ddot{u}}_{ZF}$ müssen alle Einstellungen der digitalen Phasenschieber vermessen werden:

$$\begin{aligned} \underline{\ddot{u}}_{ZF} = & u_{ZF}^{<000>} + \underline{p}_1 \cdot u_{ZF}^{<100>} + \underline{p}_2 \cdot u_{ZF}^{<010>} + \underline{p}_3 \cdot u_{ZF}^{<001>} + \underline{p}_1 \underline{p}_2 \cdot u_{ZF}^{<110>} + \\ & + \underline{p}_1 \underline{p}_3 \cdot u_{ZF}^{<101>} + \underline{p}_2 \underline{p}_3 \cdot u_{ZF}^{<011>} + \underline{p}_1 \underline{p}_2 \underline{p}_3 \cdot u_{ZF}^{<111>} \end{aligned} \quad (3.60)$$

Auf diese Weise lassen sich extrem hohe Werte der Störunterdrückung erzielen, selbst wenn die im Rahmen der Selbstkalibrierung berechneten Detektorkonstanten nur annähernd exakt sind.

In der praktischen Realisierung wird die erzielbare Störunterdrückung dadurch begrenzt, daß die bisher vorausgesetzte ideale Anpassung der schaltbaren Phasenschieber in der Praxis nicht erfüllt ist. Damit entsteht eine Abhängigkeit der Phasenschiebereigenschaften von den benachbarten Systemkomponenten. Dies kann entweder ein weiterer Phasenschieber oder z.B. ein Modulator sein.

Eine realistischere Beschreibung des Sachverhaltes berücksichtigt für die digitalen Phasenschieber einen von Null verschiedenen, aber nicht vom Schaltzustand abhängigen Wert der Streuparameter \underline{S}_{11} bzw. \underline{S}_{22} . Damit verbietet sich bereits eine externe Vermessung der Phasenschieber, da Streuparameter sich definitionsgemäß auf ideal angepaßte Meßtore beziehen und somit die Verhältnisse im Betriebszustand nur unzureichend wiedergeben. Hier zeigt sich die Stärke des zuvor beschriebenen Verfahrens zur Selbstkalibrierung, welches sogar für nicht ideal angepaßte Phasenschieber die richtigen Ergebnisse liefert.

Leider weisen schaltbare Phasenschieber in der Praxis auch noch eine Abhängigkeit des Reflexionsverhaltens von der Steuerspannung auf, so daß die Streuparameter für einen derartigen Phasenschieber wie folgt anzugeben sind (Eine symmetrische Anordnung sei weiterhin vorausgesetzt.):

$$\begin{aligned} \text{für } U_n = U_n^{<0>} : & \quad \text{für } U_n = U_n^{<1>} : \\ \left[S_n^{<0>} \right] = \begin{pmatrix} \rho_n^{<0>} & \phi_n^{<0>} \\ \phi_n^{<0>} & \rho_n^{<0>} \end{pmatrix} & \quad \left[S_n^{<1>} \right] = \begin{pmatrix} \rho_n^{<1>} & \phi_n^{<1>} \\ \phi_n^{<1>} & \rho_n^{<1>} \end{pmatrix} \quad n=1, 2, 3 \end{aligned} \quad (3.61)$$

Damit sind die Detektorkonstanten \underline{k}_n ($n=1,2,3$) von den Schaltzuständen der umgebenden Phasenschieber abhängig, und die Gültigkeit der Gleichungen Gln. (3.51) bis (3.58) ist nicht mehr exakt gegeben. Darauf aufbauend führt dies zu einer fehlerhaften Berechnung

der für die Berechnung der Meßgröße benötigten k_n ($n=1, 2, 3$) und somit zu einem systematischen Fehler.

Eine schaltungstechnische Lösung dieses Problems ist durch den Einbau von Entkopplungselementen zwischen den Phasenschiebern möglich, da sich dadurch die Phasenschieber nicht mehr gegenseitig beeinflussen. Im Millimeterwellenbereich sind hierfür Dämpfungsglieder oder Richtungsleitungen geeignet. Es verbleibt allerdings ein Restfehler, da die Entkopplung nicht unendlich groß wird.

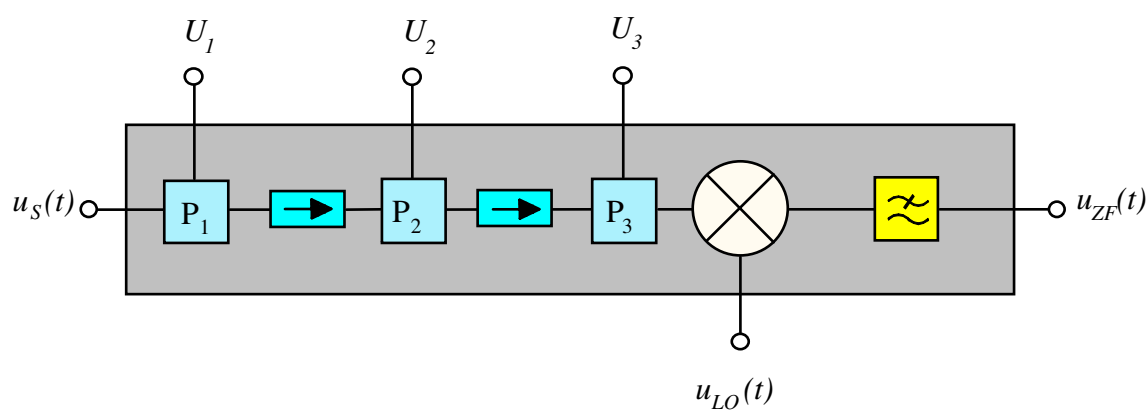


Bild 3.16: Homodyner Empfänger mit drei digitalen Phasenschiebern und zusätzlichen Richtungsleitungen

Gärtner hat in seiner Arbeit den Einfluß nicht angepaßter Phasenschieber ausführlich theoretisch untersucht. Die Messungen am praktischen Aufbau im Frequenzbereich von 8-12,4 GHz bestätigen seine Berechnungen. Zusammenfassend kommt er zu dem Ergebnis, daß für eine Meßunsicherheit der Phase von weniger als ein Grad alle Phasenschieber sehr gut voneinander entkoppelt sein müssen. Ausreichend sind hierfür handelsübliche Richtungsleitungen mit einer Entkopplung von mindestens 20 dB. Da entsprechende Bauelemente auch im Millimeterwellenbereich verfügbar sind [31], ist das vorgestellte Prinzip des homodynen NA mit seriell angeordneten Phasenschiebern auch für diesen Frequenzbereich gut geeignet. Nachteilig ist allerdings die mit den Richtungsleitungen verbundene Dämpfung des Meßsignals. Da Signalquellen im Millimeterwellenbereich meist nur eine geringe Ausgangsleistung aufweisen, wird hierdurch der Dynamikbereich des Gesamtsystems eingeschränkt. Dies gilt insbesondere deshalb, weil aus Gründen einer thermischen Stabilität des Gesamtsystems die Anzahl der Isolatoren im Meß- und Oszillatorsignalpfad gleich sein sollte. Ein weiterer Nachteil besteht auf der Kostenseite.

Richtungsleitungen für den Millimeterwellenbereich sind sehr teuer und erhöhen somit die Herstellungskosten beträchtlich.

3.5 Beurteilung existierender homodyner Verfahren

Als Ergebnis der in Kap. 3 gezeigten Übersicht existierender homodyner Verfahren kann festgestellt werden, daß Einseitenbandsysteme für den Aufbau von homodynen NA nur dann geeignet sind, wenn Messungen ausschließlich in einem sehr schmalen Frequenzbereich durchzuführen sind. Dies kann zum Beispiel im Bereich der industriellen Sensortechnik der Fall sein. Einschränkend ist allerdings anzumerken, daß selbst bei einem derartig eingeschränkten Anwendungsbereich ein relativ hoher apparativer Aufwand im Hochfrequenzteil betrieben werden muß.

Unter dem Aspekt der Herstellungskosten bieten die in Kap. 3.2 und 3.3 vorgestellten homodynen Meßverfahren besonders attraktive Lösungen an. Es ist allerdings gezeigt worden, daß dieser Vorteil in beiden Fällen mit einem deutlich eingeschränkten Meßkomfort bzw. mit einem Verlust an Meßgenauigkeit einhergeht. Somit können auch diese beiden Verfahren ihre Vorteile nur für spezielle Meßaufgaben richtig geltend machen, und sind für den Aufbau eines universal einsetzbaren NA wenig geeignet.

Allein das in Kap. 3.4 untersuchte Verfahren mit seriell angeordneten Phasenschiebern stellt eine ernsthafte Alternative zum heterodynen Prinzip dar, da es den Aufbau eines NA mit vergleichbaren Eigenschaften ermöglicht. Nachteilig ist allerdings, daß die Qualität der Messung stark von der Güte der zwischen den Phasenschiebern angeordneten Entkopplungselemente abhängt und für die Berechnung eines Meßwertes eine Vielzahl von Meßwerten erfaßt werden muß. Im folgenden wird als Neuerung ein Verfahren zur Netzwerkanalyse vorgestellt, das diesen Nachteil vermeidet.

4 Homodyne Netzwerkanalysatoren mit parallel angeordneten Phasenschiebern

Wie in Kap. 3.4 deutlich geworden ist, stellt die gegenseitige Verkopplung der schaltbaren Phasenschieber das Grundproblem eines NA mit seriell angeordneten Phasenschiebern dar. Aus dieser Überlegung heraus wurde ein Alternativkonzept entwickelt [32], das ohne geschaltete Phasenschieber auskommt und damit das Problem der gegenseitigen Verkopplung dieser Komponenten bereits prinzipiell ausschließt. Die Grundidee besteht darin, fest eingestellte Phasenschieber zu verwenden und diese parallel anzuordnen. Eine Umsetzung dieser Überlegung in einen Schaltungsaufbau führt auf den in Bild 4.1 schematisch dargestellten homodynen Empfänger mit parallel angeordneten Phasenschiebern.

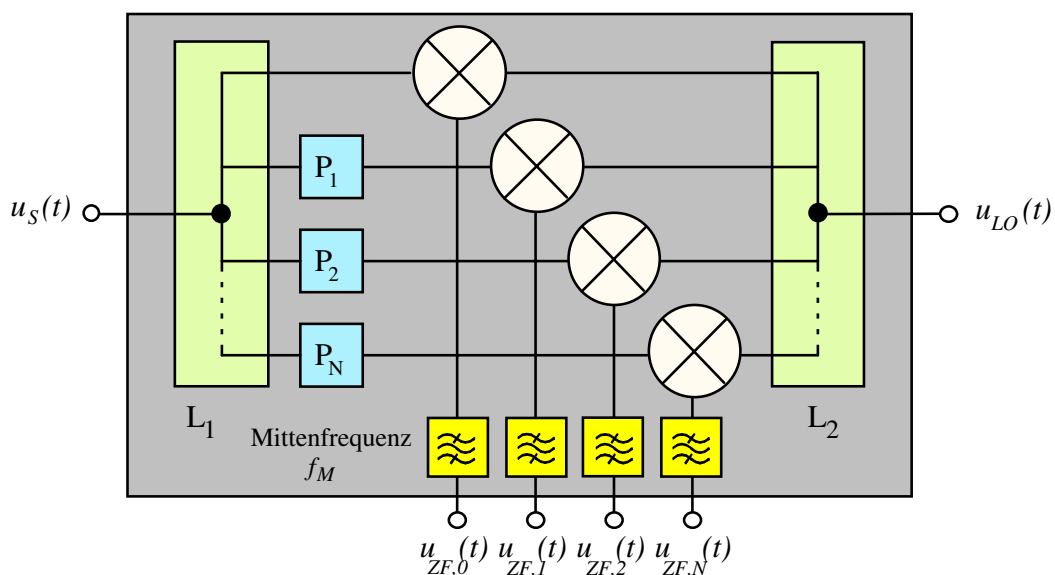


Bild 4.1: Homodyner Empfänger mit parallel angeordneten Phasenschiebern

Die Funktion des Empfängers läßt sich leicht anhand von Bild 4.1 erläutern. Das mit der Frequenz f_M amplitudenmodulierte Meßsignal $u_s(t)$ wird zunächst im Leistungsteiler L_1 gleichmäßig auf $N+1$ Zweige aufgeteilt. Anschließend wird jedes der auf diese Weise erzeugten Meßsignale in den Phasenschiebern P_n ($n=1, 2, \dots, N$) mit einer charakteristischen Phasendrehung φ_n ($n=1, 2, \dots, N$) beaufschlagt. Als Bezugsgröße für die einzelnen Phasendrehungen dient die im obersten (nullten) Zweig vorhandene Grundphase. Die auf diese Weise modifizierten Meßsignale werden den Mixern zugeführt und dort in die

Zwischenfrequenzebene umgesetzt. Die Aufteilung des Lokaloszillatorsignals auf die einzelnen Mischerzweige erfolgt durch den Leistungsteiler L_2 .

Dieses im ersten Augenschein ebenfalls relativ aufwendige Konzept für den Aufbau eines homodynen Empfängers soll im folgenden Kapitel genauer untersucht werden. Dabei ist zunächst festzustellen, ob mit einer derartigen Schaltung eine Selbstkalibrierung durchführbar ist. Eine weitere wichtige Fragestellung besteht darin, welchen Einfluß die Anzahl der Zweige auf die Qualität der Messung besitzt. Zur Beantwortung dieser Fragen werden im nächsten Kapitel die Systemgleichungen für die einfachste Variante mit nur einem Phasenschieber abgeleitet.

4.1 Homodyner Empfänger mit einem Phasenschieber

Eine Reduktion der allgemein gehaltenen Darstellung des homodynen Empfängers mit parallelen Phasenschiebern (Bild 4.1) auf die Basisvariante mit nur einem Phasenschieber führt zu dem in Bild 4.2 dargestellten Aufbau.

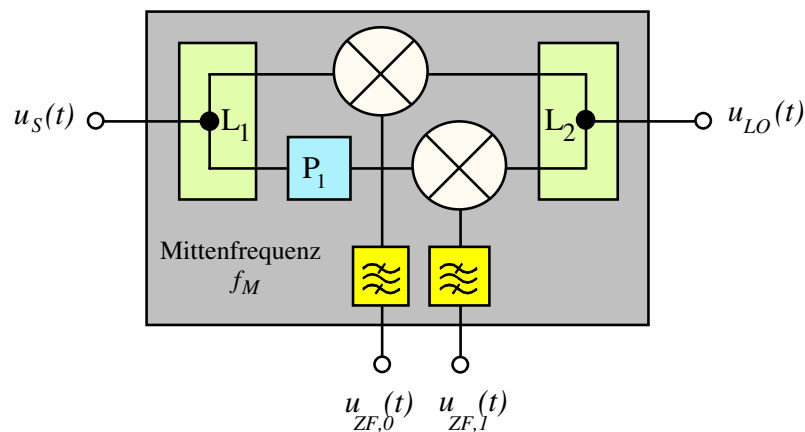


Bild 4.2: Homodyner Empfänger mit einem Phasenschieber

In Anlehnung an die Notation für den homodynen Empfänger mit seriell angeordneten Phasenschiebern ergeben sich die folgenden Systemgleichungen:

$$u_{ZF,0} = \underline{H} \cdot \underline{k} + \underline{H}^* \cdot \underline{k}^* \quad (4.1)$$

$$u_{ZF,1} = \underline{H} \cdot \underline{k} \cdot \underline{k}_1 + \underline{H}^* \cdot \underline{k}^* \cdot \underline{k}_1^* \quad (4.2)$$

Die in Gl. (4.2) eingeführte Detektorkonstante \underline{k}_1 berücksichtigt nun die abweichenden Übertragungseigenschaften des ersten Zweiges bezogen auf den Referenzzweig. Im Idealfall wird dieser Unterschied allein durch den Phasenschieber P_1 hervorgerufen, wobei in der Praxis in \underline{k}_1 aber auch unvermeidliche Unsymmetrien des Aufbaus, z.B. eine ungleichmäßige Verteilung der Leistung auf die beiden Zweige, enthalten sind.

Da das Gleichungssystem bestehend aus Gln. (4.1) und (4.2) mit den Systemgleichungen des in Kap. 3.4.1 vorgestellten homodynen Empfängers (Grundversion mit einem seriell angeordneten Phasenschieber) identisch ist, kann die komplexe Meßfähigkeit auch für den hier diskutierten Empfängertyp nicht durch eine Selbstkalibrierung erreicht werden. Da diese Eigenschaft jedoch ein wichtiges Qualitätsmerkmal eines homodynen NA darstellt, werden im nächsten Kapitel Schaltungserweiterungen untersucht, die dies ermöglichen.

4.2 Selbstkalibrierung

Wie bereits gezeigt wurde, beruht die Selbstkalibrierung des homodynen Empfängers mit seriellen Phasenschiebern auf der Auswertung aller mit Hilfe der schaltbaren Phasenschieber einstellbaren Zwischenfrequenzspannungen. Die hierfür notwendige Lösung der Systemgleichungen wird durch die Kaskadierung der Phasenschieber möglich, da das Gleichungssystem durch jeden neuen Phasenschieber mit nur einer neuen unbekanntem Konstanten erweitert wird, gleichzeitig sich aber die Anzahl der Gleichungen mit jedem Phasenschieber verdoppelt. Eine analoge Vorgehensweise ist beim homodynen Empfänger mit parallel angeordneten Phasenschiebern nicht möglich. Um dies deutlich zu machen, werden im folgenden die Systemgleichungen des in Bild 4.3 dargestellten Empfängers mit zwei Phasenschiebern untersucht.

$$u_{ZF,0} = \underline{H} \cdot \underline{k} + \underline{H}^* \cdot \underline{k}^* \quad (4.3)$$

$$u_{ZF,1} = \underline{H} \cdot \underline{k} \cdot \underline{k}_1 + \underline{H}^* \cdot \underline{k}^* \cdot \underline{k}_1^* \quad (4.4)$$

$$u_{ZF,2} = \underline{H} \cdot \underline{k} \cdot \underline{k}_2 + \underline{H}^* \cdot \underline{k}^* \cdot \underline{k}_2^* \quad (4.5)$$

Hierin beschreibt die in Gl. (4.5) zusätzlich eingeführte Detektorkonstante \underline{k}_2 die Übertragungseigenschaften des zweiten Zweiges bezogen auf den Referenzzweig. Eine kurze Analyse des auf diese Weise entstandenen Gleichungssystems macht den entscheidenden Nachteil des Konzeptes mit parallel angeordneten Phasenschiebern deutlich. Durch die Erweiterung des Schaltungsaufbaus mit einem zusätzlichen

Phasenschieberzweig wird das Gleichungssystem um eine Gleichung mit einer weiteren komplexen Unbekannten erweitert. Anders als bei der seriellen Anordnung der Phasenschieber kann auf diese Weise keine für die Lösung des Gleichungssystems ausreichende Anzahl von Gleichungen erzeugt werden. Würde bei einer seriellen Anordnung der Phasenschieber auf die bereits angesprochene Entkopplung der Phasenschieber verzichtet, entstünde exakt die gleiche Problematik.

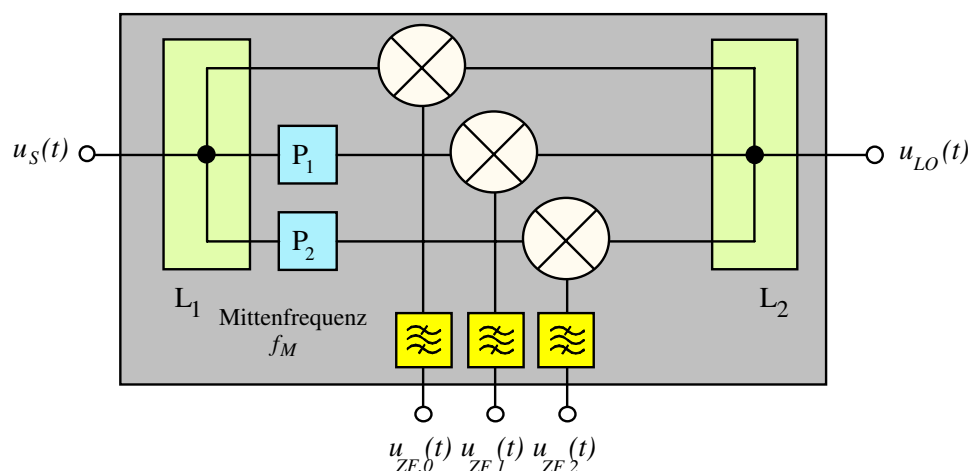


Bild 4.3: Homodyner Empfänger mit zwei parallel angeordneten Phasenschiebern

Ein Ausweg aus diesem Problem ist möglich, indem der in Bild 4.2 dargestellte Empfänger durch zwei in Serie geschaltete digitale Phasenschieber erweitert wird.

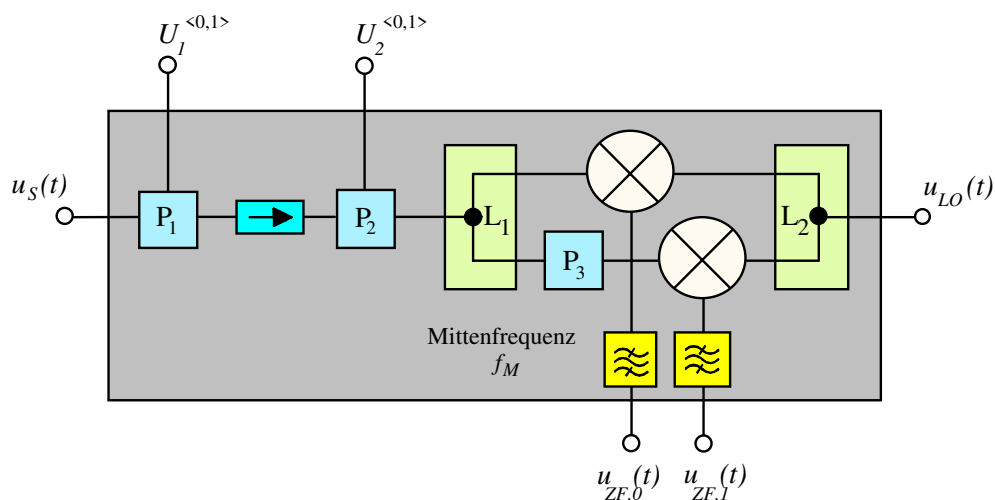


Bild 4.4: Homodyner Empfänger mit seriell und parallel angeordneten Phasenschiebern

Aufgrund der ausführlichen Analyse des homodynen Empfängers mit seriell angeordneten Phasenschiebern in Kap. 3.4 ist es unmittelbar einsichtig, daß die Systemgleichungen der in Bild 4.4 dargestellten Schaltung mit denen der dreistufigen seriellen Anordnung (siehe Gln. (3.51)-(3.58)) übereinstimmen. Damit ist gezeigt, daß die komplexe Meßfähigkeit eines derartigen Empfängers durch die Vermessung eines unbekanntes Kalibrierstandards etabliert werden kann.

Mit dem Vorteil der einfachen Selbstkalibrierung weist dieses Konzept aber auch die Nachteile der seriellen Anordnung auf. Insbesondere ist weiterhin eine Entkopplung der schaltbaren Phasenschieber notwendig. Trotzdem wurde das Problem insoweit vereinfacht, weil nur noch ein Entkopplungselement notwendig ist. Gelingt es weiterhin, durch schaltungstechnische Maßnahmen die Entkopplung auch ohne eine zusätzliche Richtungsleitung zu bewerkstelligen, ist mit dieser Variante eine durchaus interessante Lösung gefunden. Ein Beispiel hierfür wäre die Verlagerung eines schaltbaren Phasenschiebers in den Lokaloszillatorzweig. Diese Maßnahme hätte keinen Einfluß auf die Gültigkeit der Systemgleichungen und würde durch die im Idealfall völlig entkoppelten Anschlußtere des Mischer eine Richtungsleitung überflüssig machen. In der Praxis bereitet dieser Weg allerdings Probleme, da die durch den Phasenschieber verursachte Dämpfung des Oszillatorsignals den Konversionsverlust der Mischer stark steigen läßt, was wiederum zu einem verringerten Dynamikbereich des Meßsystems führt. Da aus technologischen Gründen im Millimeterwellenbereich keine breitbandige Verstärkung des Oszillatorsignals möglich ist, muß das Lokaloszillatorsignal möglichst verlustarm an die Mischer herangeführt werden.

Die bisher vorgestellten Verfahren der Selbstkalibrierung beruhen darauf, ein Gleichungssystem bestehend aus acht Gleichungen mit vier komplexen Unbekannten zu lösen. Diese Vorgehensweise setzt voraus, daß das Meßsignal keine oder eine ideale ZSB-AM aufweist. Besitzt das Spektrum des modulierten Meßsignals hingegen eine Unsymmetrie, entsteht ein komplexwertiges Gleichungssystem. Aus dieser Überlegung läßt sich ein weiteres Verfahren zur Selbstkalibrierung ableiten, das darauf beruht, mit dem Modulator ein gezielt unsymmetrisches Meßsignalspektrum zu erzeugen. Darauf aufbauend kann durch die Vermessung der Mischerspannungen nach Betrag und Phase die Selbstkalibrierung mit einem Empfänger vorgenommen werden, der nur einen schaltbaren Phasenschieber und zwei parallel angeordnete Meßzweige besitzt. Da auf diese Weise ein schaltbarer Phasenschieber überflüssig wird, ist das Problem der Verkopplung zwischen den geschalteten Phasenschiebern gelöst, und die Systemgleichungen eines derartigen

Empfängers sind im Gegensatz zur seriellen Variante exakt gültig. Der aus dieser Überlegung resultierende Aufbau des Empfängers ist in Bild 4.5 dargestellt.

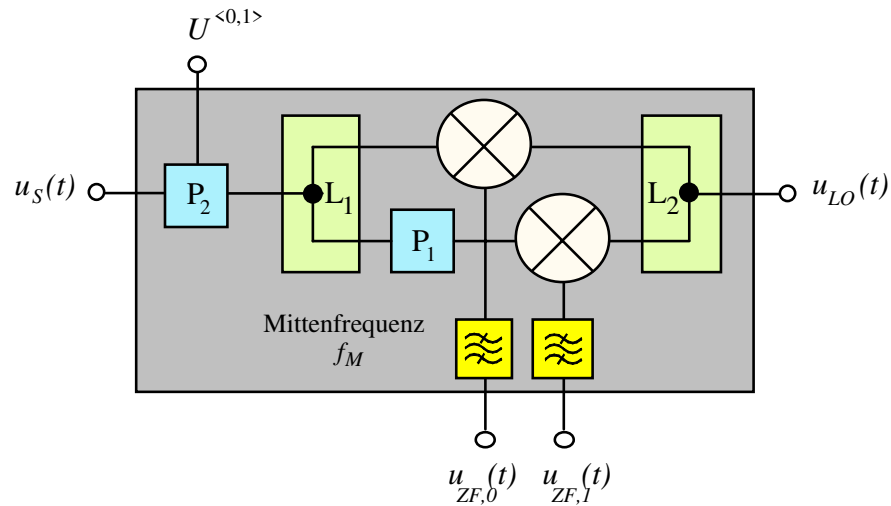


Bild 4.5: Homodyner Empfänger mit seriell und parallel angeordneten Phasenschiebern

Das entsprechende Gleichungssystem

$$\underline{u}_{ZF,0}^{<0>} = \underline{H} \cdot \underline{k}_O + \underline{H}^* \cdot \underline{k}_U^* \quad (4.6)$$

$$\underline{u}_{ZF,1}^{<0>} = \underline{H} \cdot \underline{k}_O \cdot \underline{k}_1 + \underline{H}^* \cdot \underline{k}_U^* \cdot \underline{k}_1^* \quad (4.7)$$

$$\underline{u}_{ZF,0}^{<1>} = \underline{H} \cdot \underline{k}_O \cdot \underline{k}_2 + \underline{H}^* \cdot \underline{k}_U^* \cdot \underline{k}_2^* \quad (4.8)$$

$$\underline{u}_{ZF,1}^{<1>} = \underline{H} \cdot \underline{k}_O \cdot \underline{k}_1 \cdot \underline{k}_2 + \underline{H}^* \cdot \underline{k}_U^* \cdot \underline{k}_1^* \cdot \underline{k}_2^* \quad (4.9)$$

stimmt mit den Systemgleichungen einer zweistufigen seriellen Anordnung überein, deren Lösung aus der Literatur bereits bekannt ist [33]. Das Ergebnis lautet:

$$\underline{k}_1 = -\underline{m} \pm \sqrt{\underline{m}^2 - \underline{n}} \quad (4.10)$$

Die in dieser Gleichung neu eingeführten Variablen \underline{m} und \underline{n} sind nur von den im Rahmen der Selbstkalibrierung gemessenen Spannungen abhängig:

$$\underline{m} = \frac{\text{Im}\{\underline{u}_{ZF,1}^{<0>} \cdot \underline{u}_{ZF,0}^{<1>*}\} + \text{Im}\{\underline{u}_{ZF,0}^{<0>} \cdot \underline{u}_{ZF,1}^{<1>*}\}}{2\text{Im}\{\underline{u}_{ZF,0}^{<1>} \cdot \underline{u}_{ZF,0}^{<0>*}\}} \quad (4.11)$$

$$\underline{n} = \frac{\text{Im}\{\underline{u}_{ZF,1}^{<1>} \cdot \underline{u}_{ZF,1}^{<0>}\}}{\text{Im}\{\underline{u}_{ZF,0}^{<1>} \cdot \underline{u}_{ZF,0}^{<0>*}\}} \quad (4.12)$$

Bei der Berechnung der Systemkonstanten \underline{k}_1 gemäß Gl. (4.10) ist zu beachten, daß das Vorzeichen des Wurzelausdrucks aus der Selbstkalibrierung nicht hervorgeht. Das richtige Vorzeichen ist jedoch durch den Aufbau des Empfängers festgelegt und muß daher nur einmal ermittelt werden. Die Vorzeichenunsicherheit kann entweder durch Ausprobieren oder mit Hilfe der aus dem Schaltungsentwurf stammenden Kenntnisse über den Meßaufbau beseitigt werden.

Wichtig ist hierbei, daß die Daten des während der Selbstkalibrierung mit dem Meßtor verbundenen Meßobjekts nicht in die Lösung für die Detektorkonstante \underline{k}_1 eingehen. Somit kann das Meßtor während der Selbstkalibrierung auch einfach unbeschaltet sein. Dies führt allerdings sowohl bei Reflexions- (Abstrahlungsverluste des offenen Hohlleiters) als auch bei Transmissionsmessungen (hohe Dämpfung einer Luftstrecke) zu relativ geringen Meßpegeln. Damit würde die Kalibrierung auf der Auswertung von Spannungen mit einem verminderten Signal-Rauschabstand beruhen und somit eine unnötig große Meßunsicherheit beinhalten.

Nach der Berechnung von \underline{k}_1 kann die noch unbekannt Konstante \underline{k}_2 bestimmt werden. Sie wird allerdings für die Messung nicht benötigt und ist deshalb nur der Vollständigkeit halber hier angegeben.

$$\underline{k}_2 = \frac{\underline{u}_{ZF,0}^{<1>} \cdot \underline{k}_1^* - \underline{u}_{ZF,1}^{<1>}}{\underline{u}_{ZF,0}^{<0>} \cdot \underline{k}_1^* - \underline{u}_{ZF,1}^{<0>}} \quad (4.13)$$

Mit der Kenntnis von \underline{k}_1 kann in einer zum homodynen Empfänger mit serieller Anordnung der Phasenschieber analogen Vorgehensweise eine gewichtete Summe aus den beiden Meßwerten gebildet werden:

$$\underline{\dot{u}}_{ZF} = \underline{u}_{ZF,0}^{<0>} + \underline{p} \cdot \underline{u}_{ZF,1}^{<0>} \quad (4.14)$$

Der wesentliche Unterschied zur entsprechenden Gl. (3.46) der seriellen Anordnung besteht darin, daß von den Ausgangsspannungen der Mischer sowohl der Betrag als auch die Phase bestimmt werden muß.

$$\underline{\dot{u}}_{ZF} = \underline{H} \cdot \underline{k}_O \cdot (1 + \underline{p}\underline{k}_1) + \underline{H}^* \cdot \underline{k}_U^* \cdot (1 + \underline{p}\underline{k}_1^*) \quad (4.15)$$

Damit kann auch bei diesem Verfahren durch die Wahl eines geeignet gewählten Wichtungsfaktors \underline{p} das zu detektierende Seitenband ausgewählt werden (Siehe Gln. (3.47) und (3.48)). Für den Fall der Detektion des oberen Seitenbandes läßt sich eine Störunterdrückung des unerwünschten unteren Seitenbandes angeben. Durch den Einsatz des unsymmetrischen Modulators berechnet sie sich aus dem Produkt der durch den Modulator erzeugten Störunterdrückung $|\underline{k}_O/\underline{k}_U|$ und dem auf rechnerische Weise gewonnenen Anteil, so daß sich insgesamt ergibt:

$$\dot{S} = \left| \frac{\underline{k}_O}{\underline{k}_U^*} \cdot \frac{1 + \underline{p}\underline{k}_1}{1 + \underline{p}\underline{k}_1^*} \right| \quad (4.16)$$

Um in der Praxis einen möglichst hohen Wert der Störunterdrückung zu erreichen, ist es notwendig, den Wichtungsfaktor \underline{p} so zu wählen, daß sich beide in Gl. (4.16) enthaltenen Anteile unterstützen. Diese Eigenschaft des ESB-Systems stellt einen deutlichen Vorteil dar, da einerseits sehr hohe Werte der Störunterdrückung erzielt werden können, und andererseits der Einfluß des nur mit endlicher Genauigkeit bestimmbaren Wichtungsfaktors durch die Störunterdrückung des Modulators vermindert wird.

Nach der Selbstkalibrierung ist das Meßsystem einsatzbereit. Die gesuchte Meßgröße läßt sich durch Auswertung der zwei parallel anliegenden Meßsignale $\underline{u}_{ZF,0}$ und $\underline{u}_{ZF,1}$ bestimmen. Für einen Wichtungsfaktor gemäß Gl. (3.47) ergibt sich:

$$\underline{H} \cdot \underline{k}_O = \frac{\underline{u}_{ZF,1}^{<0>} - \underline{k}_1^* \cdot \underline{u}_{ZF,0}^{<0>}}{\underline{k}_1 - \underline{k}_1^*} \quad (4.17)$$

Für die in gleicher Weise mögliche Detektion des unteren Seitenbandes erfolgt die Berechnung gemäß

$$\left(\underline{H} \cdot \underline{k}_U \right)^* = \frac{\underline{u}_{ZF,1}^{<0>} - \underline{k}_1 \cdot \underline{u}_{ZF,0}^{<0>}}{\underline{k}_1^* - \underline{k}_1} \quad (4.18)$$

Die noch unbekannte Konstante \underline{k}_O bzw. \underline{k}_U wird, wie bereits mehrfach erwähnt, in einem den eigentlichen Messungen vorgelagerten Kalibrierprozeß bestimmt.

Die Gln. (4.17) bzw. (4.18) zeigen, daß der schaltbare Phasenschieber P_2 (Bild 4.5) während der eigentlichen Messung in seiner Grundstellung verbleiben kann und somit nur für die Kalibrierung notwendig ist. Dies führte zu der Idee, auf den Phasenschieber

gänzlich zu verzichten und den für die Selbstkalibrierung benötigten zweiten Satz Meßwerte durch die Vermessung eines zweiten Kalibrierstandards zu erzeugen. Diese Vorgehensweise kann allerdings nur dann zum Ziel führen, wenn das Meßsignal durch das Meßobjekt beeinflusst wird, was nur bei den Testsignalen \underline{b}_1 und \underline{b}_2 der Fall ist. Auf diese Weise läßt sich der Schaltungsaufwand für den Aufbau eines NA weiter reduzieren.

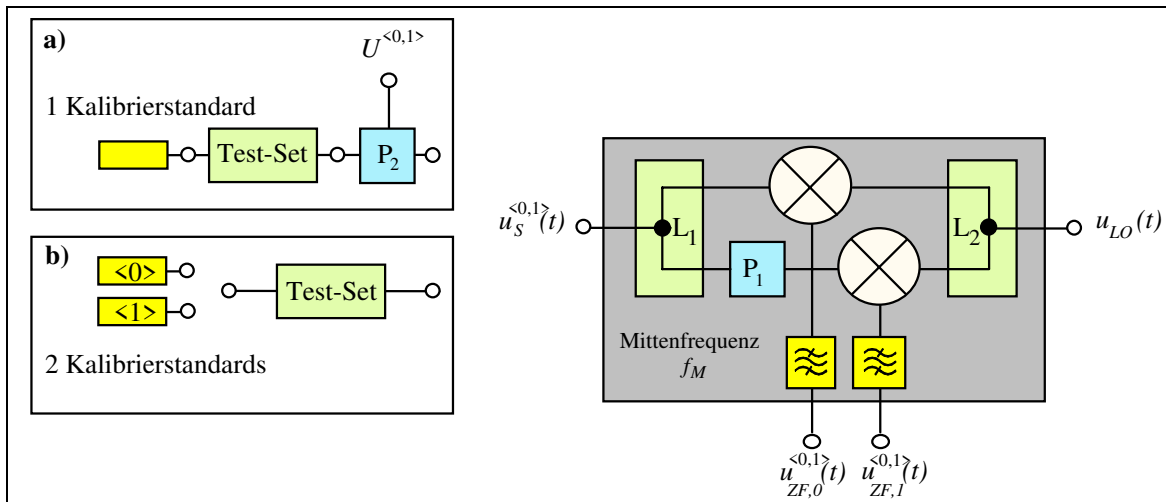


Bild 4.6: Vergleich der Selbstkalibrierverfahren:
a) Selbstkalibrierung mit schaltbarem Phasenschieber
b) Selbstkalibrierung mit zwei Kalibrierstandards

Nachdem der Nachweis erbracht ist, daß ein Empfänger mit einem parallelen Phasenschieber entsprechend Bild 4.6 selbstkalibrierbar ist, soll im restlichen Teil dieses Kapitels untersucht werden, welche Anforderungen an die Kalibrierstandards bzw. an den Phasenschieber zu stellen sind, um die Detektorkonstante \underline{k}_1 möglichst genau zu bestimmen. Aus den zuvor angestellten Überlegungen hat sich bereits ergeben, daß Meßobjekte, die einen hohen Meßpegel erzeugen, hierfür besonders geeignet sind. Als Kalibrierstandards empfehlen sich deshalb besonders Kurzschlüsse und Durchgangsleitungen. Um dieses sehr pauschale Anforderungsprofil genauer zu spezifizieren, wurde eine Monte-Carlo-Simulation mit dem Ziel durchgeführt, den Einfluß von nicht genau spezifizierbaren Fehlerquellen auf die Qualität der Kalibrierung zu ermitteln. Wie sich zeigen wird, lassen sich aus dem Ergebnis der Simulation Kriterien für die Auswahl geeigneter Kalibrierstandards bzw. für den Entwurf des schaltbaren Phasenschiebers ableiten.

Eine derartige Untersuchung ist notwendig, da die in den Systemgleichungen dargestellten Beziehungen nur für ein ideales Meßsystem gelten und in der Praxis durch Störeinflüsse verfälscht werden. Hierzu zählt zum einen der unvermeidliche Einfluß des Rauschens, das

sich additiv den Meßspannungen überlagert und zum anderen ein Systemfehler, der u.a. die endliche Genauigkeit des für die komplexe Detektion verwendeten Vektorvoltmeters berücksichtigt und in der Literatur auch als Verstärkungsfehler bezeichnet wird [34]. Die Berücksichtigung dieser Störeinflüsse führt auf die modifizierten Systemgleichungen:

$$\underline{u}_{ZF,0}^{<0>} = (1 + \underline{e}_0^{<0>}) \cdot (\underline{H} \cdot \underline{k}_0 + \underline{H}^* \cdot \underline{k}_U^* + \underline{n}_0^{<0>}) \quad (4.19)$$

$$\underline{u}_{ZF,1}^{<0>} = (1 + \underline{e}_1^{<0>}) \cdot (\underline{H} \cdot \underline{k}_0 \cdot \underline{k}_{1,T} + \underline{H}^* \cdot \underline{k}_U^* \cdot \underline{k}_{1,T}^* + \underline{n}_1^{<0>}) \quad (4.20)$$

$$\underline{u}_{ZF,0}^{<1>} = (1 + \underline{e}_0^{<1>}) \cdot (\underline{H} \cdot \underline{k}_0 \cdot \underline{k}_2 + \underline{H}^* \cdot \underline{k}_U^* \cdot \underline{k}_2^* + \underline{n}_0^{<1>}) \quad (4.21)$$

$$\underline{u}_{ZF,1}^{<1>} = (1 + \underline{e}_1^{<1>}) \cdot (\underline{H} \cdot \underline{k}_0 \cdot \underline{k}_{1,T} \cdot \underline{k}_2 + \underline{H}^* \cdot \underline{k}_U^* \cdot \underline{k}_{1,T}^* \cdot \underline{k}_2^* + \underline{n}_1^{<1>}) \quad (4.22)$$

Die zusätzlich eingeführten Fehlergrößen $\underline{e}_j^{<k>}$ und $\underline{n}_j^{<k>}$ ($j=0, 1$; $k=0, 1$) lassen den Verstärkungsfehler bzw. die Rauscheinflüsse in die Berechnung mit eingehen. Aufbauend auf das so modifizierte Gleichungssystem kann überprüft werden, wie gut die Übereinstimmung zwischen dem zu Beginn der Simulation vorgegebenen Wert der Systemkonstanten $\underline{k}_{1,T}$ und dem gemäß Gl. (4.10) berechneten Simulationsergebnis $\underline{k}_{1,S}$ ausfällt.

Die Berechnung erfolgt als Funktion der Phasen von $\underline{k}_{1,T}$ ($0 \leq \varphi_1 \leq 360^\circ$) und \underline{k}_2 ($0 \leq \varphi_2 \leq 180^\circ$), wobei deren Betrag konstant zu eins gesetzt ist. Auch der Betrag der Fehlergrößen wird als konstant angenommen, ihre Phase aber durch einen Zufallsprozeß gesteuert im Intervall von 0 bis 360° variiert. Die Berechnung von $\underline{k}_{1,S}$ erfolgt für jede Kombination von φ_1 und φ_2 mit einem Stichprobenumfang von 400 Phaseneinstellungen. Die innerhalb der Stichprobe auftretenden Maxi- und Minimalwerte der Phasen- und Betragswerte von $\underline{k}_{1,S}$ bilden dann das Ergebnis.

Die in Bild 4.7 dargestellte Graphik zeigt das Simulationsergebnis für einen Signal-Rauschabstand S/N von 80 dB und 5% Meßunsicherheit in der Verstärkung. Weiterhin wurde für die Simulation eine Störunterdrückung des unerwünschten Seitenbandes durch den Modulator von 20 dB angesetzt. Berechnungsdurchläufe mit anderen Parametersätzen der Störunterdrückung und der Meßgröße ergaben ähnliche Ergebnisse wie in Bild 4.7, so daß der dort dargestellte Kurvenverlauf als allgemeingültig angesehen werden darf.

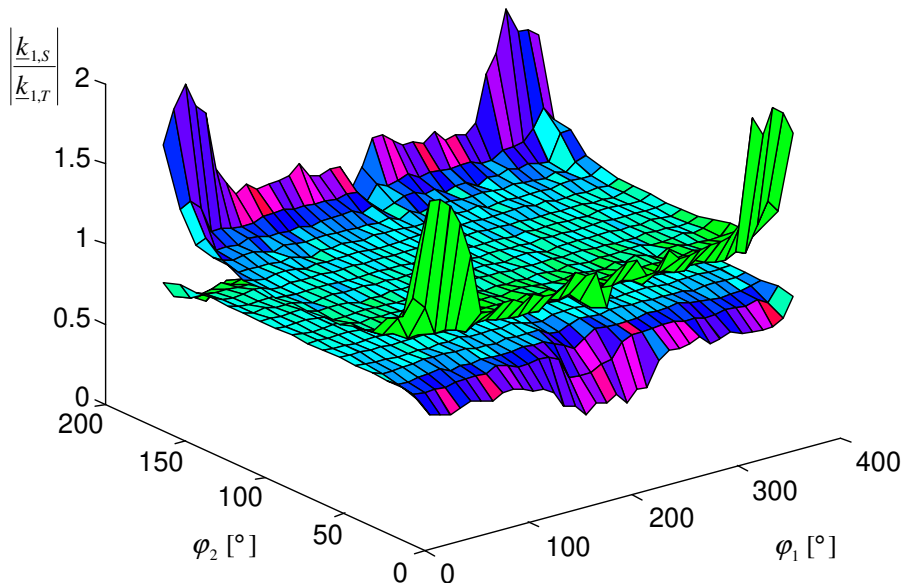


Bild 4.7: Maximale und minimale Werte des gemäß Gln. (4.10)-(4.12) berechneten Betrages von $\underline{k}_{1,S}$ (normiert auf $\underline{k}_{1,T}$) als Funktion der Phasen von \underline{k}_2 und $\underline{k}_{1,T}$ für die Vorgabe $|\underline{k}_{1,T}| = |\underline{k}_2| = 1$

Eine Bewertung des Einflusses der Phase von \underline{k}_2 auf die Unsicherheit bei der Berechnung von $|\underline{k}_{1,S}|$ macht deutlich, daß für einen Wert φ_2 von etwa 90° die geringste Empfindlichkeit des Algorithmus auf Fehlereinflüsse zu verzeichnen ist. Diese Aussage ist unabhängig von Wert des Parameters φ_1 gültig. Die Ergebnisse für Winkelwerte φ_2 von 0 oder 180° sind in Bild 4.7 nicht dargestellt, da die Fehler zum Rand des Bereiches sehr stark ansteigen. Dieses Verhalten läßt sich auch direkt aus den Gln. (4.11) und (4.12) ableiten, da für einen kleiner werdenden Imaginärteil von \underline{k}_2 der dort auftretende Nennerterm gegen Null strebt.

Weiterhin ist der Grafik zu entnehmen, daß die Phasenkonstante φ_1 ebenfalls einen Einfluß auf die Fehlerempfindlichkeit des Gleichungssystems bestehend aus den Gln. (4.10) bis (4.12) besitzt. Der Kurvenverlauf für $\varphi_2=90^\circ$ belegt aber einen im Vergleich zu φ_2 geringeren Einfluß von φ_1 . Trotzdem müssen Werte von $\varphi_1=n \cdot 360^\circ$ ($n=0,1$) vermieden werden. Auch dies ist anschaulich klar, da in diesem Fall das Meßsignal des unteren Zweiges keine zusätzliche Information beinhaltet.

Als Ergebnis dieser Untersuchungen können einige Vorgaben für den Aufbau und die Kalibrierung eines Empfängers nach Bild 4.6 abgeleitet werden. Die Genauigkeit der Selbstkalibrierung hängt in nur geringem Maße von der Phase der Detektorkonstanten \underline{k}_1

ab. Da im praktischen Aufbau die Phasenverschiebung φ_1 wesentlich durch die Leistungsteiler L_1 und L_2 erzeugt wird, ist diese Information wichtig für den späteren Entwurf dieser Komponenten. Weiterhin wird deutlich, daß für die Phase von k_2 Werte in der Nähe von $n \cdot 180^\circ$ ($n = 0, 1$) unbedingt zu vermeiden sind. Dies ist beim Entwurf des schaltbaren Phasenschiebers (Variante a der Selbstkalibrierung) oder bei der Auswahl des zweiten Kalibrierstandards (Variante b) zu berücksichtigen. Aufgrund des im mittleren Wertebereich sehr ebenen Kurvenverlaufs läßt sich abschließend feststellen, daß mit dem Selbstkalibrierverfahren ein Einseitenbandempfänger mit hoher Störunterdrückung über einen breiten Frequenzbereich realisiert werden kann, da die in der Praxis unvermeidlich auftretenden Frequenzgänge der Bauelemente sich nur unmaßgeblich auf die Etablierung der komplexen Meßfähigkeit auswirken.

Wird die Selbstkalibrierung mit Hilfe von zwei Kalibrierstandards durchgeführt, erfolgt die vollständige Kalibrierung des NA in zwei Phasen, da nach der Etablierung der komplexen Meßfähigkeit auch noch die linearen Systemfehler bestimmt werden müssen. Beim häufig verwendeten TMSO-Kalibrierverfahren* [35] geschieht das durch Vermessung von vier weiteren Kalibrierstandards, deren elektrischen Daten sehr genau bekannt sein müssen. Es bietet sich daher an, die im Rahmen der TMSO-Kalibrierung aufgenommenen Daten auch für die Selbstkalibrierung zu nutzen. Das ist leider nur teilweise möglich, da die hierfür benötigten Reflexionstandards Kurzschluß und Leerlauf im Idealfall einen Phasenunterschied der Meßgröße von 180° aufweisen, womit diese Kombination für die Selbstkalibrierung eines für reflektierte Wellen eingesetzten Empfängers ausscheidet. Es wird vielmehr ein zusätzlicher Kalibrierstandard mit einem Phasenunterschied von ca. 90° benötigt. Da das TMSO-Verfahren für die Kalibrierung des Transmissionspfades nur eine Durchgangsleitung vorsieht, ist es zweckmäßig, für die Selbstkalibrierung des entsprechenden Empfängers eine zweite Durchgangsleitung mit einer um 90° abweichenden elektrischen Länge einzusetzen.

Die Berechnung der Meßgröße mit den Gln. (4.17) oder (4.18) zeigt, daß neben der Detektorkonstanten auch das eigentliche Meßergebnis durch Fehlereinflüsse beeinträchtigt wird, die sich aus den fehlerhaft berechneten Detektorkonstanten und den nur mit endlicher Genauigkeit bestimmten Spannungswerten der Testmessung zusammensetzen. Eine quantitative Abschätzung kann aufbauend auf die Simulation der Fehlereinflüsse von k_1 durch Einbeziehung des Meßvorganges in die Berechnungen erfolgen. Die Spannungsmeßwerte des Meßobjektes werden hierzu, in gleicher Weise wie in den Gln. (4.19)-(4.22) bereits gezeigt, um Fehlereinflüsse erweitert. Eingangsgröße der Berechnung ist nun ein vorgege-

* Auf das TMSO-Fehlerkorrekturverfahren wird ausführlich in Kap. 7 eingegangen.

bener Wert der Meßgröße \underline{H}_T , aus dem mit den selben Systemparametern wie bei der vorangegangenen Simulation ein simulierter Wert \underline{H}_S berechnet wird. Um eine übersichtliche Darstellung zu erreichen, wurde abweichend zur vorherigen Simulation (Bild 4.7) die Phase der Kalibrierkonstanten \underline{k}_2 zu 90° festgelegt und dafür die Phase der Meßgröße φ_H im Bereich $0-360^\circ$ variiert.

Bild 4.8 zeigt das Simulationsergebnis für ein Meßobjekt mit $|\underline{H}_T| = 1$ ($S/N = 80$ dB). Die Darstellung zeigt die minimalen und maximalen Werte der Monte-Carlo-Simulation mit jeweils 400 Stichproben im Bereich $0^\circ \leq \varphi_H \leq 360^\circ$ und $10^\circ \leq \varphi_1 \leq 170^\circ$.

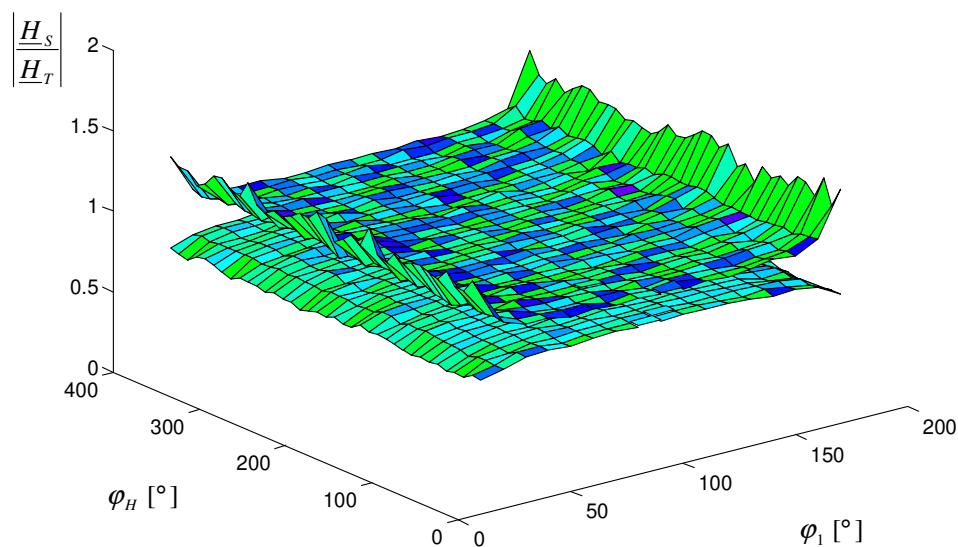


Bild 4.8: Maximale und minimale Werte der gemäß Gl. (4.17) berechneten Meßgröße $|\underline{H}_S|$ (normiert auf $|\underline{H}_T|$) als Funktion der Phasen von \underline{k}_1 und \underline{H}_T für die Vorgabe $|\underline{k}_1| = 1$, $S/N = 80$ dB und $\underline{k}_2 = e^{j\pi/2}$

Die Einschränkung des Winkelbereiches von φ_1 war notwendig, da Parameterwerte $0^\circ \leq \varphi_1 < 10^\circ$ und $170^\circ < \varphi_1 \leq 180^\circ$ zu einem sehr starken Anstieg der Fehlerempfindlichkeit des Gleichungssystems führen. Verantwortlich ist hierfür in erster Linie der Nenner von Gl. (4.17), dessen Betrag direkt proportional zum Imaginärteil von \underline{k}_1 ist. Demzufolge führt eine Detektorkonstante mit geringem Imaginärteil zu einem sehr fehlerempfindlichen Meßsystem.

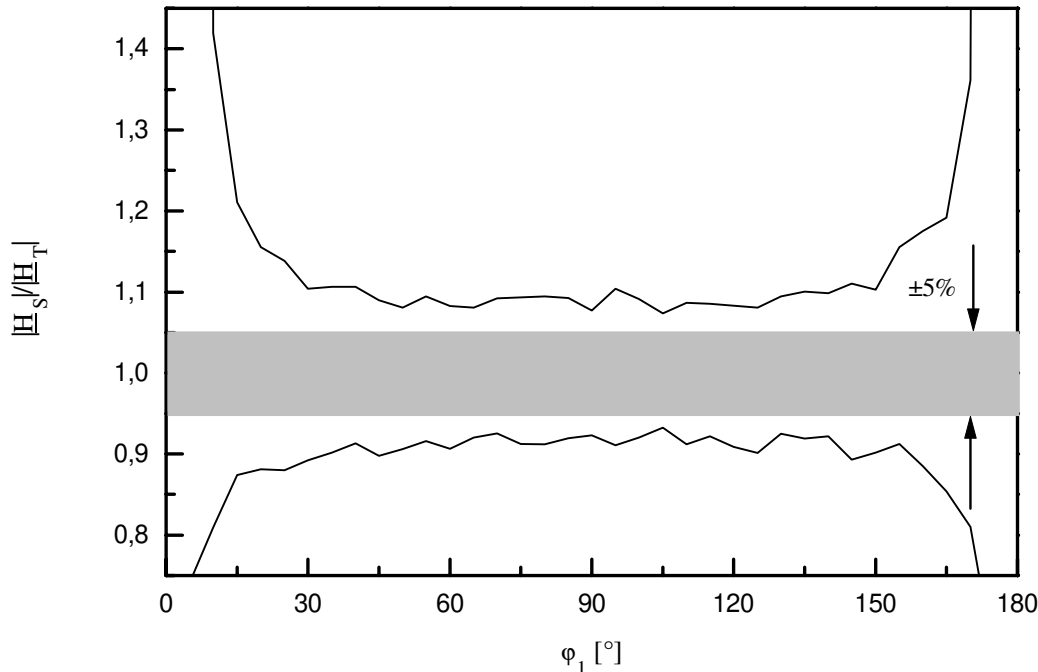


Bild 4.9: Maximale und minimale Werte der gemäß Gl. (4.17) berechneten Meßgröße $|H_S|$ (normiert auf $|H_T|$) als Funktion der Phase von k_1 und H_T für die Vorgabe $|k_1|=1$, $S/N = 80$ dB, $\varphi_H = e^{j\pi}$ und $k_2 = e^{j\pi/2}$

Bild 4.9 zeigt den gleichen Sachverhalt wie Bild 4.8, aber für einen fest vorgegebenen Winkel der Meßgröße φ_H von 180° . Hieraus läßt sich ableiten, daß innerhalb eines Wertebereiches $30^\circ \leq \varphi_1 \leq 150^\circ$ keine nennenswerte Verschlechterung der Systemeigenschaften zu verzeichnen ist. Allerdings bewirkt der den Simulationen zugrunde liegende Betrag des Verstärkungsfehlers von 5% auch in diesem Intervall bereits eine typische Meßunsicherheit von $\pm 10\%$. Es ist daher zu beachten, daß die mit dem Selbstkalibrierverfahren verbundene aufwendige Berechnung der Meßgröße auch Fehlereinflüsse des Meßsystems besonders deutlich zum Tragen kommen läßt, und somit der erhoffte Genauigkeitsvorteil auf diese Weise auch wieder verloren gehen kann.

Während die Selbstkalibrierung aufgrund des mit der Auswahl geeigneter Standards verbundenen hohen Signalpegels durch Rauscheinflüsse nur vernachlässigbar beeinflusst wird, treten bei der Vermessung von Meßobjekten mit hoher Dämpfung bzw. geringem Reflexionsfaktor auch sehr kleine Meßsignale auf, die entsprechend stark durch Rauscheinflüsse gestört sein können. Bild 4.10 zeigt das Simulationsergebnis eines Meßobjektes, dessen Meßwerte einen Signal-Rauschabstand von lediglich 20 dB besitzen.

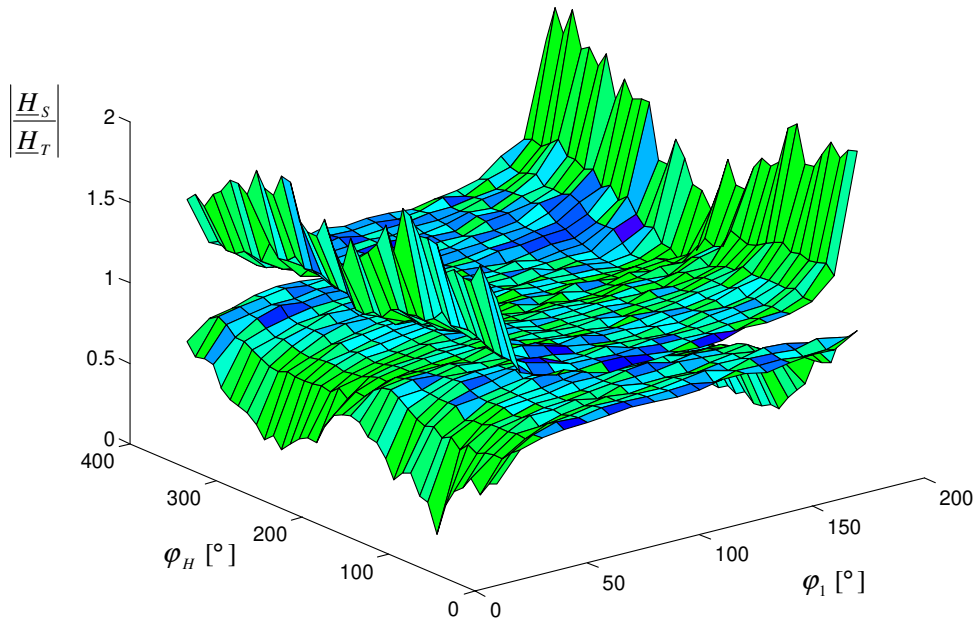


Bild 4.10: Maximale und minimale Werte der gemäß Gl. (4.17) berechneten Meßgröße $\left| \frac{H_S}{H_T} \right|$ (normiert auf $|H_T|$) als Funktion der Phasen von \underline{k}_1 und \underline{H}_T für die Vorgabe $|k_1| = 1$, $S/N = 20$ dB und $\underline{k}_2 = e^{j\pi/2}$

Der Einfluß der Rauschstörungen macht sich besonders in ungünstigen Wertebereichen von φ_1 bemerkbar und verdeutlicht somit die Notwendigkeit einer sorgsamten Auslegung des homodynen Empfängers.

Alle bisherigen Berechnungen wurden mit einer Störunterdrückung \dot{S} von 20 dB durchgeführt. Dies stellt keine Einschränkung dar, da erst für Werte $\dot{S} < 1$ dB eine merkliche Verschlechterung des Simulationsergebnisses zu verzeichnen ist. Damit ist als weiteres wichtiges Ergebnis der Simulationen festzuhalten, daß die Güte des Modulators keinen entscheidenden Einfluß auf die Qualität der Messung besitzt.

4.3 Vergleich mit existierenden homodynen Meßverfahren

Zunächst ist festzuhalten, daß das hier vorgestellte Empfängerprinzip in wichtigen Punkten mit der in Kap. 3.4 ausführlich diskutierten seriellen Variante vergleichbar ist, und somit eine Vergleich mit den in den Kap. 3.1 bis 3.3. beschriebenen Empfängervarianten nicht noch einmal angestellt werden muß (siehe hierzu Kap. 3.5). Die mit den beiden Verfahren erreichte Störunterdrückung des unerwünschten Seitenbandes hängt nur von der Genauig-

keit ab, mit der die Detektorkonstanten bestimmt werden. Deren Werte werden in einem Selbstkalibrierverfahren durch Vermessung von Kalibrierstandards ermittelt. Für die praktische Realisierung im Millimeterwellenbereich ist dabei wichtig, daß deren genaue elektrische Daten unbekannt sein dürfen. Die Simulationen im vorigen Abschnitt haben aber gezeigt, daß bestimmte Wertebereiche zu vermeiden sind.

Ein Vorzug des in dieser Arbeit vorgestellten Empfängertyps besteht darin, daß die Vorteile der parallelen Anordnung fest eingestellter Phasenschieber mit denen der seriellen Anordnung geschalteter Phasenschiebern vereinigt werden. Damit sind keine aufwendigen Entkopplungselemente für den Aufbau des Empfängers notwendig, da sich die Detektorkonstante, von zusätzlichen Fehlereinflüssen wie Rauschen einmal abgesehen, exakt berechnen läßt. Weiterhin ist es günstig, daß die Ausgangsspannungen des Empfängers zeitgleich zur Verfügung stehen und somit auch parallel weiterverarbeitet werden können. Für eine vollständige Messung sind insgesamt nur zwei komplexe Messungen pro Meßsignal notwendig, die sich wiederum in vier zeitgleich vorgenommene skalare Messungen aufteilen lassen, so daß die Meßwerterfassung vollständig parallel strukturiert sein kann. Dies ist wichtig, da vor jeder Vermessung eines Meßsignals Einschwingzeiten des signalverarbeitenden Schaltungsteils zu abzuwarten sind. Im Gegensatz hierzu benötigt ein dreistufiges serielles System für eine Messung acht skalare Meßwerte, die nacheinander aufgenommen werden müssen.

Die komplexe Meßwerterfassung und der ESB-Modulator sind im Gegenzug als Nachteile des hier vorgestellten Verfahrens zu nennen. Der mit dem aufwendigeren Modulator verbundene Mehraufwand kann niedrig gehalten werden, wenn dieser zwischen Generator und Test-Set angeordnet wird und somit alle Meßsignale moduliert. Bei dieser Vorgehensweise ist allerdings zu beachten, daß in diesem Fall das Meßobjekt nicht mehr mit einem monofrequenten Test-Signal beaufschlagt wird. Dies kann bei nichtlinearen Meßobjekten zu Fehlmessungen, z.B. durch Intermodulation, führen.

Mit diesen Feststellungen soll die in den Kap. 3 und 4 durchgeführte Diskussion von Empfängerstrukturen abgeschlossen werden. Es hat sich gezeigt, daß die in den Kap. 3.1 bis 3.3 vorgestellten Verfahren nur für sehr spezielle Anwendungsgebiete einsetzbar sind. Umgekehrt bilden Empfänger mit seriell oder parallel angeordneten Phasenschiebern eine durchaus attraktive Alternative zum Einsatz des Überlagerungsempfängers in einem NA. Darauf aufbauend soll im folgenden Teil der Arbeit der Aufbau und die Funktion eines Netzwerkanalysators mit parallel angeordneten Phasenschiebern beschrieben werden. Dazu wird im folgenden Kapitel auf die Systemkomponenten eines derartigen NA näher eingegangen.

5 Konzeption eines homodynem Netzwerkanalysators für den Frequenzbereich 75-110 GHz

Aufbauend auf die in Kapitel 4 dargelegte Systemtheorie eines NA mit parallel angeordneten Phasenschiebern soll im restlichen Teil dieser Arbeit die praktische Realisierung eines entsprechenden homodynem NA beschrieben werden. Zur Einführung in diese Aufgabenstellung beinhaltet dieses Kapitel eine Diskussion der technischen und finanziellen Randbedingungen des praktischen Aufbaus, aus der sich die am Ende des Kapitels vorgestellte Systemkonfiguration des NA ergibt.

Das anfängliche Ziel der Arbeit bestand darin, den NA für einen zu Beginn noch nicht genau spezifizierten Frequenzbereich mit der Mittenfrequenz 94 GHz aufzubauen. Weiterhin sollte der praktische Aufbau wesentlich aus selbst konstruierten Komponenten bestehen, womit die Realisierung des NA als Hohlleiterschaltung sinnvoll erscheint, da Komponenten in dieser Schaltungstechnik vergleichsweise gut berechnen- und herstellbar sind. Gleichzeitig ist mit dem Hohlleiterflansch eine präzise Schnittstelle für deren Test vorhanden. Probleme bereiten allerdings die in diesem Frequenzbereich bereits sehr geringen Querschnittsabmessungen der Hohlleiter.*

Die Auswahl des og. Frequenzbereiches ist insofern sinnvoll, da Sensor- und Kommunikationssysteme aufgrund des atmosphärischen Dämpfungsfensters [36] vorzugsweise in diesem Bereich eingesetzt werden. Wie sich im Verlauf der Arbeit herausstellte, konnten die Komponenten des Meßsystems so breitbandig ausgelegt werden, daß der NA für das gesamte W-Band einsetzbar ist, wodurch die Überschrift dieses Kapitels ihre Berechtigung erlangt. Die einzige Ausnahme bildet die Signalquelle des NA, die lediglich den Frequenzbereich 92-96 GHz abdeckt und deshalb nicht fest in den Hohlleiteraufbau integriert wurde. Dadurch kann sie bei Bedarf leicht gegen einen breitbandig abstimmbaren Generator ausgetauscht werden.

* Die Innenmaße des für diesen Frequenzbereich vorgesehenen Rechteckhohlleiters mit der Bezeichnung R900 betragen 1,27×2,54 mm.

5.1 Konzeption des Hochfrequenzteils

Bereits zu Beginn der praktischen Planung stellte sich heraus, daß die Signalquelle bei der Auslegung des Gesamtsystems eine entscheidende Rolle einnimmt und daher als erstes genauer spezifiziert werden muß.

5.1.1 Signalquelle

Oszillatoren im Millimeterwellenbereich lassen sich je nach der Art des verwendeten entdämpfenden Bauelementes grob in die Klassen der Elektronenröhren- oder der Halbleitersoszillatoren einteilen. Während im Mikrowellenbereich die Röhre seit einiger Zeit nur noch eine untergeordnete Rolle spielt, hat sie sich im Millimeterwellenbereich aufgrund fehlender Transistoren bis heute im Bereich der Schwingungserzeugung und der Leistungsverstärkung behauptet. Ein wichtiger Vertreter aus der Klasse der Röhren stellt die Rückwärtswellenröhre [37] dar, mit der Oszillatoren aufgebaut werden können, die über ein komplettes Hohlleiterband kontinuierlich abstimmbare sind. Die Frequenzeinstellung erfolgt einfach durch Veränderung einer Steuerspannung der Röhre, was diesen Generatortyp auch für automatisierte Meßplätze interessant macht. Nachteilig ist allerdings, daß für den Betrieb der Röhre sehr hohe Spannungen bereitzustellen sind, die zusätzlich auch noch sehr stabil und frei von Störspannungen sein müssen. Trotzdem weisen derartige Oszillatoren im Millimeterwellenbereich eine schlechte Stabilität der eingestellten Frequenz auf (Frequenzdrift von 200 ppm innerhalb von 15 min. [38]), so daß für Präzisionsmessungen die Synchronisation mit einer quartztabilsten Referenzquelle notwendig erscheint. Die Ausgangsleistung kommerziell erhältlicher Generatoren für das W-Band beträgt etwa 10-20 mW, was für die Aussteuerung mehrerer Mischer bereits zu wenig ist. Ein weiterer Nachteil ist der selbst für einfache, freilaufende Generatoren zu veranschlagende hohe Preis.

Auch Halbleiterbauelemente sind für die Signalerzeugung im Millimeterwellenbereich geeignet. Es werden vorzugsweise Gunn-Elemente [39] und Lawinenlaufzeit-Dioden [40] zur Schwingungserzeugung eingesetzt. Beide Halbleitertypen werden in Gehäusen geliefert, die eine gute Integration in einen Hohlleiter ermöglicht. Die Abstimmung dieser Oszillatoren kann mit Hilfe von Kapazitäts-Dioden (Varaktoren) elektrisch gesteuert erfolgen, so daß auch hier die Verwendung in einem automatischen Meßsystem möglich ist. Gunn-Elemente besitzen gegenüber Lawinenlaufzeit-Dioden den Vorteil einer einfacheren Abstimmung über einen größeren Frequenzbereich bei gleichzeitig deutlich

besserem Rauschverhalten, was sie für den Einsatz in einem Netzwerkanalysator empfiehlt. Nachteilig ist jedoch die geringe Ausgangsleistung, die mit Gunn-Oszillatoren im Millimeterwellenbereich erzielt werden kann. Im Frequenzbereich 100 GHz stellen 10 mW bei Verwendung von GaAs- bzw. 20 mW bei InP-Gunn-Elementen über einen varaktorgesteuerten Abstimmbereich von 2 GHz [41] typische Werte dar. Die Temperaturdrift der Frequenz beträgt typisch etwa 50 ppm/°C. Bei höheren Ansprüchen an die Frequenzgenauigkeit ist auch hier eine entsprechende Regelung vorzusehen. Dagegen steht als weiterer Vorteil, daß sowohl Gunn-Elemente als auch Varaktoren zu einem relativ günstigen Preis kommerziell erhältlich sind.

Eine weitere Alternative zur Signalerzeugung im Millimeterwellenbereich stellen Frequenzvervielfacher dar. Da mit ihnen aber nur relativ geringe Ausgangsleistungen erzeugt werden können, stellen sie keine ernsthafte Konkurrenz zu den bereits genannten Oszillatoren dar. Zusätzlich besitzen sie den Nachteil, daß das Spektrum des Ausgangssignals neben der gewünschten Frequenz auch noch weitere Harmonische der Ansteuerfrequenz beinhaltet. Wie sich leicht ableiten läßt, tragen bei homodynem NA alle Signalkomponenten zum Zwischenfrequenzsignal bei, so daß in diesem Fall eine Mittelung der Meßgröße über alle Spektralanteile des Generatorsignals stattfindet. In heterodynem Meßsystemen können hingegen Vervielfacher eingesetzt werden, da nur die gewünschte Harmonische des Ansteuersignals nach der Mischung die richtige Zwischenfrequenz erzeugt.

Diese kurze Übersicht macht deutlich, daß ein Gunn-Oszillator die vielversprechendste Lösung für den Selbstbau einer Signalquelle im Frequenzbereich um 94 GHz darstellt. Der Nachteil dieses Konzeptes ist die geringe Ausgangsleistung derartiger Oszillatoren, was zu Schwierigkeiten bei der Ansteuerung der Dioden-Mischer führt. Werden weiterhin die zwar geringen, aber merklichen Dämpfungsverluste der Hohlleiterkomponenten berücksichtigt, ist eine sorgfältige Konzeption des übrigen Schaltungsaufbaus unter diesem Aspekt notwendig.

5.1.2 Test-Set

Wie bereits in Kap. 2 dargestellt, besitzt das Test-Set die Aufgabe, die Test- und Referenzsignale dem Empfänger zur Verfügung zu stellen. Moderne Netzwerkanalysatoren sind als bidirektionale Meßsysteme ausgeführt und gestatten damit die Vermessung eines Zweitorts, ohne daß dieses umgedreht werden muß. Dies wird durch den Einbau des Schalters S (Bild 5.1) erreicht, der in Abhängigkeit von dem zu messenden S-Parameter das Generator-

signal wahlweise zu Tor 1 oder 2 des Meßobjektes leitet. Neben dem entsprechenden Referenzsignal wird das für die Berechnung des gewünschten S-Parameters benötigte Test-Signal detektiert.

Eine weitere Klassifikation moderner NA kann entsprechend der Anzahl von Meßstellen vorgenommen werden. Neben dem in Bild 5.1 dargestellten Aufbau mit vier Meßstellen, das in den führenden Gerätetypen vorzufinden ist, gibt es auch noch Konzepte, die nur drei Meßstellen benötigen*, indem sie den Referenzwert in beiden Schaltstellungen mit der gleichen Meßstelle detektieren, was zu einem kostengünstigeren System führt. In neuerer Zeit werden dem Kunden von einem Hersteller verschiedene Test-Set-Varianten angeboten. Die Anzahl der Meßstellen hat wesentlich Auswirkung auf die Anzahl der Kalibrierverfahren, die dem Anwender angeboten werden können [42]. Neuere Kalibriertechniken, wie z.B. das TRL-Verfahren, benötigen ein Test-Set mit vier Meßstellen und sind somit Geräten der Spitzenklasse vorbehalten.

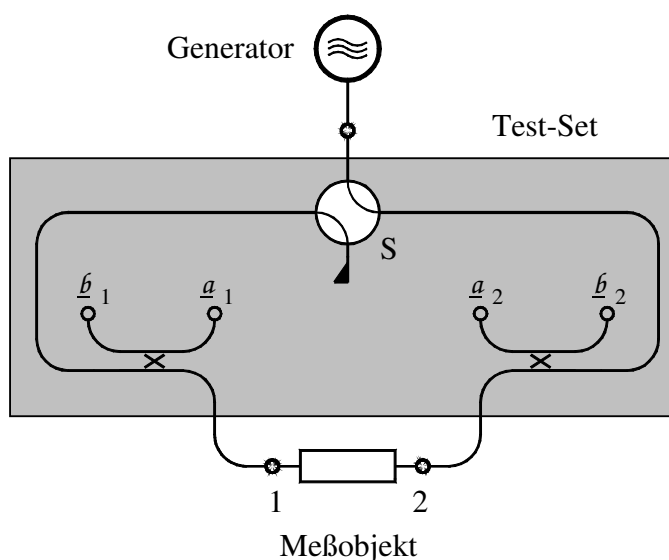


Bild 5.1: Prinzipieller Aufbau eines Test-Sets für einen bidirektionalen Netzwerkanalysator mit vier Meßstellen

Unter dem Aspekt der geringen verfügbaren Oszillatorleistung stellt ein bidirektionaler NA für einen Testaufbau im Millimeterwellenbereich sicherlich keine geeignete Lösung dar, da hierfür wahlweise acht homodyne Mischer von der Signalquelle mit ausreichender

* Vier Meßstellen besitzen die Geräte HP 8510 der Firma Hewlett Packard und Wiltron 360. Die kostengünstigeren NA der Serie HP 8720 besitzen nur drei Meßstellen. Für die NA aus der Modellreihe ZVR von Rhode & Schwarz werden verschiedene Konfigurationen des Test-Sets angeboten.

Oszillatorleistung versorgt werden müssen. Dies könnte entweder durch ein Koppler- oder durch ein Schalernetzwerk erreicht werden, wobei nach Aufteilung der ohnehin geringen Oszillatorleistung die Aussteuerung eines Mischers nicht mehr zufriedenstellend möglich ist. Dem damit verbundenen starken Anstieg des Konversionsverlustes kann nur über eine schwierig herzustellende externe Arbeitspunkteinstellung der Mischerdioden begegnet werden. Umgekehrt stellt ein Schalernetzwerk eine sehr teure Lösung dar, da ein geeigneter Schalter als mechanischer Hohlleiterumschalter ausgeführt werden muß und somit ein mechanisches Präzisionsteil darstellt. Kommerziell erhältliche Schalter sind als einfache Umschalter (Bild 5.1) ausgeführt, wobei die für einen automatischen Meßplatz notwendige digitale Ansteuerung möglich ist. Kompliziertere Schalernetzwerke sind hingegen nicht erhältlich und müßten entweder aus einfachen Umschaltern zusammengesetzt oder selbst entwickelt werden.

Da die zuvor dargestellten Lösungsansätze nur mit hohem Entwicklungsaufwand realisiert werden können, wurde im Rahmen dieser Arbeit ein anderer Weg beschritten, der zu einer drastischen Reduzierung des Aufwandes führt. Da die hohe Anzahl von Meßstellen offensichtlich das Kernproblem darstellt, besitzt das in Bild 5.2 dargestellte Test-Set nur noch eine Meßstelle und benötigt somit auch nur einen einkanaligen homodynen Empfänger.

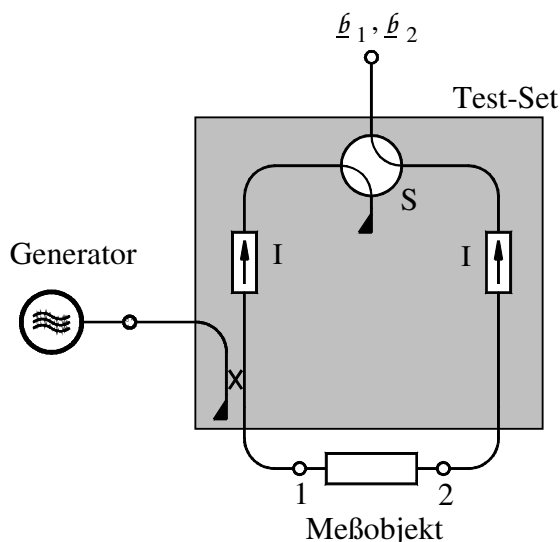


Bild 5.2: Aufbau eines Test-Sets mit umschaltbarer Meßstelle

Um einen möglichst einfachen Aufbau zu erhalten, erfolgt die Einspeisung des Generatorsignals über einen Koppler. Anschließend wird je nach Stellung des Meßstellenumschalters S das reflektierte (\underline{b}_1) oder transmittierte Meßsignal (\underline{b}_2) zur

Meßstelle geleitet. Bei dieser Art von Test-Set handelt es sich um eine unidirektionale Ausführung, so daß die Vermessung aller vier S-Parameter ein Umdrehen des Meßobjektes erforderlich macht. Weiterhin wird auf eine Vermessung des Referenzsignals a verzichtet. Wie sich in Kap. 7 zeigen wird, kann im Rahmen der Kalibrierung hierauf verzichtet werden. Ohne weiter vorzugreifen, sei an dieser Stelle nur angemerkt, daß auf diese Weise Schwankungen der Quellenleistung direkt das Meßergebnis beeinflussen. Dies hat negative Auswirkungen auf die Langzeitstabilität und die Reproduzierbarkeit der Meßergebnisse. Vorteilhaft ist hingegen, daß auf diese Weise die Selbstkalibrierung ohne einen schaltbaren Phasenschieber allein durch die Vermessung von Kalibrierstandards erfolgen kann. Weiterhin ist für die Funktion dieses Test-Sets der Einbau von zwei Richtungsleitungen notwendig, um eine Änderung der Impedanzverhältnisse an den Meßtoeren durch das Umschalten der Meßstelle zu verhindern. Der Grund hierfür liegt in dem in Kap. 7 genauer erläuterten Fehlerkorrekturverfahren, das von konstanten Bedingungen an den Meßtoeren ausgeht.

Der praktische Aufbau des Test-Sets wirft einige konstruktive Probleme auf. Insbesondere die verwendeten Richtungsleitungen sind mit angemessenem Aufwand nicht selbst herstellbar, so daß hier auf Kaufteile zurückgegriffen werden muß [43]. Dies gilt auch für den elektrisch einstellbaren Schalter, der nur in der Ausführung als mechanischer Hohlleiterschalter eine hohe Isolation und eine geringe Durchgangsdämpfung aufweist. Besonders die hohe Isolation ist bei der Vermessung von Komponenten mit großer Dämpfung wichtig. Das in [44] angebotene Modell erfüllt diese Forderung in besonderem Maße und paßt aufgrund der vertikalen Orientierung des Anschlußhohlleiters auch konstruktiv gut zu dem übrigen Aufbau.

Hingegen stellt die Eigenentwicklung des ebenfalls für den Aufbau benötigten Kopplers aufgrund der zahlreichen Veröffentlichungen auf diesem Gebiet eine anspruchsvolle, aber lösbare Aufgabenstellung dar. Bereits bei der Auswahl des geeigneten Kopplertyps sind die geringen Querschnittsmaße des Hohlleiters zu berücksichtigen, um eine spätere sichere Herstellung zu gewährleisten.

5.1.3 Modulator

Wie in Kap. 2 ausführlich dargestellt, ist die Verwendung einer Hilfsmodulation in einem homodynen Netzwerkanalysator sinnvoll, da hierdurch eine einfachere Signalverarbeitung des Meßsignals gewährleistet ist. Aus dieser Überlegung lassen sich Randbedingungen für die Auswahl der Modulationsfrequenz ableiten. Diese muß so gewählt werden, daß zum

einen einfache analoge bzw. digitale Bauelemente im Zwischenfrequenzteil und im Steuerteil des Modulators eingesetzt werden können, was Modulationsfrequenzen im Bereich einiger Kilohertz sinnvoll erscheinen läßt. Umgekehrt darf die Modulationsfrequenz auch nicht zu gering ausfallen, da das $1/f$ -Rauschen der Bauelemente (hervorzuheben sind hier die Mischerdioden im Empfänger) für tiefe Frequenzen zunimmt und damit den Signal-Rausch-Abstand des Meßsignals verschlechtert. Aus diesen Gründen wurde die Modulationsfrequenz für das vorliegende System zu 50 kHz gewählt.

Für den hier diskutierten Typ von Netzwerkanalysator wird die Modulation zusätzlich benötigt, um eine komplexe Auswertung des Zwischenfrequenzsignals vornehmen zu können. Dies kann durch den Einsatz eines ESB-Modulators erreicht werden, an den aber dank des Selbstkalibrierverfahrens keine extrem hohen Anforderungen zu stellen sind. Ein Ausführungsbeispiel in Hohlleitertechnik zeigt Bild 5.3.

Das zu modulierende Signal wird zunächst in einem Verzweigungskoppler in eine Inphase- und eine Quadraturkomponente aufgeteilt. Die anschließende Modulation der beiden Signale erfolgt im Idealfall durch Multiplikation mit dem sinusförmigen Modulationssignal u_M , das in 0° - und 90° -Phasenlage bereitgestellt werden muß. Ein anschließende Addition der modulierten Teilsignale kann auf einfachem Wege durch einen sogenannten Ringhybrid erfolgen und bewirkt durch eine destruktive Überlagerung der Anteile eines Seitenbandes das gewünschte ESB-Signal am Ausgang des Modulators [45].

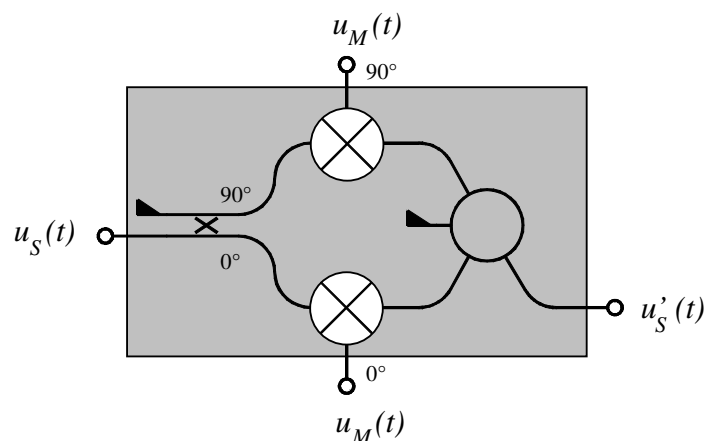


Bild 5.3: Aufbau eines ESB-Modulators in Hohlleitertechnik

Eine Analyse des in Bild 5.3 dargestellten Schaltungsaufbaus läßt für dessen Entwicklung zwei Hauptaufgaben erkennen. Zum einen ist zusätzlich zum bereits im Test-Set verwendeten Verzweigungskoppler ein Ringhybrid zu entwickeln. In der Literatur ist dieser

Koppler in Hohlleiterausführung mit unterschiedlich guten Daten bereits verwendet worden, womit dieser Ansatz als erfolgversprechend anzusehen ist.

Auf der anderen Seite stellt die Entwicklung der Multiplizierer eine anspruchsvolle Aufgabe dar, für deren Lösung viele verschiedene Berechnungsverfahren und Fertigungstechniken notwendig sind. Während die zuvor angesprochenen Koppler als reine Hohlleiterbauelemente in einem Fertigungsverfahren herzustellen sind, müssen hier geeignete Schaltelemente in den Hohlleitersaufbau integriert werden. Prinzipiell sind hierfür Dioden-Mischer geeignet, was zu dem Problem führt, die i.allg. für planare Wellenleiter konzipierten Halbleiterdioden an die Hohlleiterschaltung anzukoppeln. Weiterhin ist bei diesem Konzept der hohe Konversionsverlust von etwa 8-10 dB und der hohe Preis von geeigneten Mischerdioden als Nachteil anzusehen. Da die Modulationsfrequenz mit 50 kHz sehr gering ist, können auch andere Bauelemente, wie z.B. Ferritschalter, für die Modulation eingesetzt werden. Obwohl diese Bauelemente kommerziell erhältlich sind, ist dieser Weg für die Eigenentwicklung nicht gangbar, da das benötigte Ferritmaterial nicht verfügbar ist. Eine bessere Alternative bilden Schalter auf der Basis von PIN-Dioden [46], die häufig als einfache EIN/AUS-Schalter aufgebaut werden und deutlich geringere Konversionsverluste von etwa 5 dB [47] erreichen. Durch den Schaltvorgang bedingt, weist das modulierte Signal allerdings auch Spektralanteile bei Vielfachen der Modulationsfrequenz auf. Diese Eigenschaft ist unerwünscht, da sie zu einer Mittelung der Meßgröße über das Spektrum des modulierten Signals führen kann.

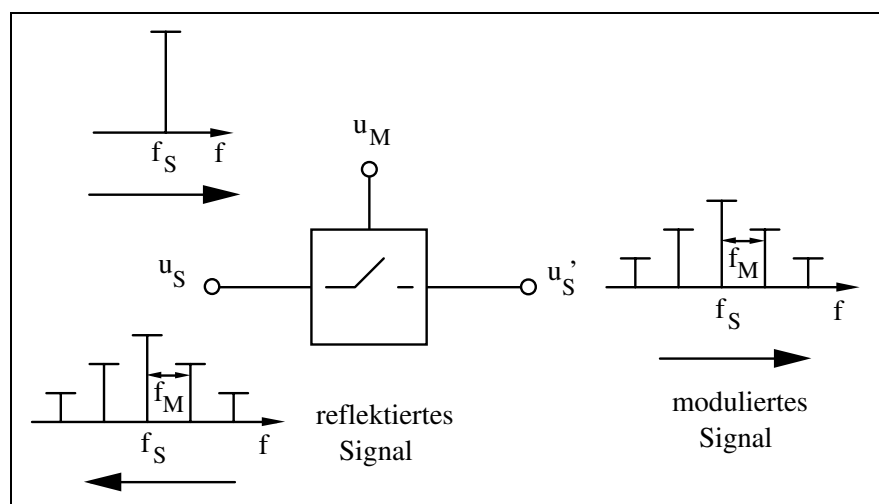


Bild 5.4: Modulation durch PIN-Schalter

Nachteilig ist weiterhin, daß es sich um i.allg. um reflektierende Schalter handelt, d.h. die im AUS-Zustand des Schalters eingespeiste Energie wird vollständig reflektiert. Damit

besitzt das reflektierte und das transmittierte Signal einen annähernd gleichen Pegel. Ein weiterer Nachteil dieses Schalter-Prinzips ist durch den nicht unterdrückten Träger gegeben, der u.U. den Arbeitspunkt des Empfangsmischers beeinflusst und somit zu einem nichtlinearen Verhalten dieses Bauelementes beiträgt.

Die letztgenannten Nachteile lassen sich durch einen mit PIN-Dioden aufgebauten Polaritätsmodulator vermeiden. Eine derartige Komponente ändert im Idealfall lediglich die Phase des transmittierten Signals im Takt des Modulationssignals um 180° . In der Realität gelingt es durch gute Symmetrierung des Aufbaus, daß beide Schaltzustände einen von Null verschiedenen, aber annähernd gleiches Reflexionsverhalten aufweisen. Damit besitzt das reflektierte Signal nur eine geringe Modulation, was sich günstig auf unerwünschte Verkopplungen innerhalb des Meßsystems auswirkt. Zusätzlich leistet dieser Modulator noch eine Unterdrückung des Trägersignals und der Spektralanteile im gradzahligen Abstand zur Trägerfrequenz, was wiederum der gewünschten Modulation zugute kommt [48]. Aufgrund der vielfältigen Vorteile des Polaritätsmodulators sollte eine derartige Komponente im geplanten NA eingesetzt werden.

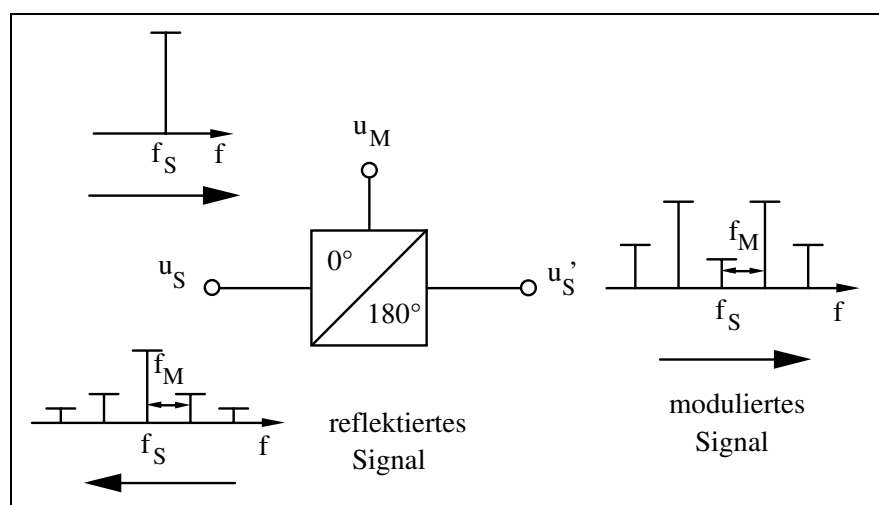


Bild 5.5: Modulation durch Polaritätsmodulator

Nachdem die zu entwickelnden Komponenten des ESB-Modulators genauer spezifiziert sind, ist eine kritische Analyse des Einbauortes innerhalb des NA sinnvoll, um Übersprechsignale, deren Entstehung im folgenden genauer erläutert wird, gering zu halten.

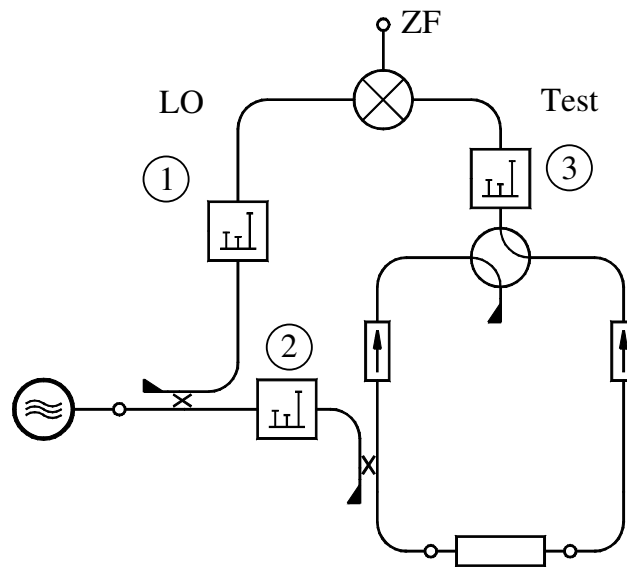


Bild 5.6: Varianten für die Anordnung des Modulators

Bild 5.6 zeigt drei verschiedene Positionen, die als Einbauort des Modulators im hier betrachteten System in Frage kommen. Die erste Variante zeigt den Einbau des Modulators im Lokaloszillatorzweig. Diese Variante besitzt bei homodynem Systemen mit mehreren Empfangsstellen den Vorteil, daß nur ein Modulator für das Gesamtsystem notwendig ist. Der Nachteil dieses Vorschlages liegt in dem hohem Signalpegel des Lokaloszillatorsignals, der je nach Aufbau des Mischers auch ohne ein zusätzliches Mischsignal ein mehr oder weniger starkes Ausgangssignal des Mischers entstehen läßt. Der Grund hierfür ist die ungewollte Hüllkurvendemodulation des Lokaloszillatorsignals an der Diodenkennlinie. Diese Eigenschaft eines Mischers läßt sich durch in Gegentakt ausgesteuerte Mischerdioden vermindern, in der Praxis wird aber nur eine für Meßzwecke unzureichende Unterdrückung erreicht. Aufgrund des hohen Lokaloszillatorpegels ist das Zwischenfrequenzsignal dadurch mit einem hohen Übersprechsignal behaftet, was die Vermessung hoher Dämpfungswerte verhindert.

Der günstigere Weg ist es daher, das Meßsignal zu modulieren, was vor (Position 2 in Bild 5.6) oder hinter dem Meßobjekt (Position 3) geschehen kann. Bei Anordnung des Modulators in Position 2 wird das wesentliche Übersprechen durch die Reflexion des Testsignals am Modulator (Bild 5.5) hervorgerufen. Nach einer weiteren Reflexion am Generator gelangt das modulierte Signal über den Lokaloszillatorzweig ungedämpft auf den Mischer und erzeugt über den zuvor geschilderten Mechanismus ein Übersprechsignal am Mischerausgang. Zusätzlich ist bei Durchgangsmessungen an Meßobjekten mit hohen Reflexionsfaktoren noch eine Modulation des vom Meßobjekt reflektierten Signalanteils zu

berücksichtigen. Dieses Signal erzeugt über den zuvor geschilderten Mechanismus eine weitere Störkomponente im Zwischenfrequenzkreis, was besonders störend ist, da das eigentliche Meßsignal aufgrund des anfangs vorausgesetzten hohen Reflexionfaktors in diesem Fall zwangsläufig klein ist (Ein passives Meßobjekt sei vorausgesetzt.). Ein weiteres Problem stellt die Vermessung nichtlinearer Bauelemente dar. In diesem Fall kann die Beaufschlagung des Meßobjektes mit einem Spektrum zu Fehlmessungen aufgrund von Intermodulation führen. Zusätzlich ist zu beachten, daß bei der Anordnung des Modulators vor dem Meßobjekt dessen Frequenzgang alle spektralen Anteile des Testsignals unterschiedlich bewertet. Bei einer breitbandigen Detektion des Meßsignals würde somit das Meßergebnis als ein über die Spektralanteile des modulierten Signals gemittelt Ergebnis zu interpretieren sein. Aufgrund der im Vergleich zur Meßfrequenz geringen Modulationsfrequenz ist dieser Einfluß allerdings erst bei extrem schmalbandigen Meßobjekten relevant.

Weiterhin ist eine Platzierung des Modulators hinter dem Meßobjekt (Position 3) möglich. Bei einem sorgfältigen Entwurf der Einzelkomponenten ist dann ein durch Demodulation hervorgerufenen Übersprechsignal vernachlässigbar, da das Testsignal näherungsweise proportional zur Meßgröße ist. Allerdings ist auch diese Variante nicht frei von Übersprechsignalen, deren Ursprung auf die Überkopplung des Lokaloszillatorsignals auf den Testzweig zurückzuführen ist. Dieses für sich noch nicht störende Signal wird teilweise am Modulator reflektiert und damit moduliert. Anschließend überlagert es sich als kohärentes Störsignal dem eigentlichen Meßsignal. Eine Verbesserung ist durch den Einbau einer Richtungsleitung zwischen Mischer und Modulator möglich.

Als Ergebnis der Diskussion kann festgestellt werden, daß eine sorgfältige Konzeption des Modulators eine wichtige Grundlage für die Güte des Gesamtsystems bildet. Hierzu zählt z.B. die Verwendung von Polaritätsmodulatoren statt einfacher PIN-Schalter. Zusätzlich ist bereits jetzt zu erkennen, daß die Modulation des Oszillatorsignals eine starke Störung des Meßsignals verursacht, womit eine Anordnung des Modulators im Meßsignalzweig vorteilhaft erscheint. Die Wahl der genauen Position kann am besten aufgrund von Messungen erfolgen, da eine genaue Berechnung der hierfür notwendigen Daten des Mixers und des Modulators nicht möglich ist. Im praktischen Aufbau zeigte die Anordnung des Modulators in Position 3 die besten Ergebnisse.

Eine weitere Störquelle des Meßsignals bildet das niederfrequente Übersprechen des Modulationssignals auf die Auswerteschaltung. Da beide Schaltungsteile für die gleiche Frequenz ausgelegt sind, ist ein Übersprechen unvermeidlich. Im Zwischenfrequenzteil

angesiedelte Maßnahmen zur Unterdrückung dieser Störungen werden in Kap 5.2 vorgestellt.

Die in [49] angegebene Doppelmodulation ist zwar ebenfalls geeignet, diesen Effekt deutlich zu mindern, soll jedoch im Rahmen dieser Arbeit nicht angewendet werden, da sie zu einem zusätzlichen Aufwand im Hochfrequenzteil führt, und somit zu einer weiteren Kostenerhöhung beiträgt. Die durch Doppelmodulation erreichte Verbesserung in der Störunterdrückung macht sich erst bei extrem kleinen Meßwerten bemerkbar.

5.1.4 Mischer

Für die Umsetzung des in Bild 4.6 dargestellten Empfängers mit einem Phasenschieber in einen Hohlleiteraufbau eignet sich der bereits in Bild 3.4 gezeigte Hohlleiteraufbau des ESB-Empfängers, der im Idealfall eine Detektorkonstante

$$\underline{k}_1 = e^{\pm j\frac{\pi}{2}} \quad (5.1)$$

besitzt. Die Ergebnisse aus Kap. 4.2 haben gezeigt, daß dieser Wert auch für das vorliegende System gut geeignet ist. Die identische Grundstruktur der Einheiten Modulator und Mischer vermindert den Entwicklungsaufwand erheblich.

Für den Aufbau der Mischer sind GaAs-Schottky-Dioden als nichtlineare Bauelemente gut geeignet. Sie werden in gehäuseter Ausführung von verschiedenen Herstellern angeboten. Allerdings ergibt sich auch hier das Problem, die eigentlich für die Ankopplung an planare Wellenleiter entworfenen Halbleiterbauelemente in die Hohlleiterschaltung zu integrieren.

Aus den Untersuchungen zur Störung durch modulierte Signale ist bereits deutlich geworden, daß der Mischer als Gegentaktschaltung aufgebaut werden sollte, um Rausch- und Amplitudenstörungen des Zwischenfrequenzsignals zu unterdrücken. Aufgrund der geringen Oszillatorleistung ist weiterhin eine externe Arbeitspunkteinstellung der Mischerdioden wünschenswert, um dem Anstieg des Konversionsverlustes entgegenzuwirken [50].

5.2 Konzeption der niederfrequenten Signalverarbeitung

Der Niederfrequenzteil hat die Aufgabe, das vom Mischer bereitgestellte Zwischenfrequenzsignal komplex zu detektieren und die so gewonnene Meßgröße der Steuereinheit als

Digitalsignal zu übergeben. Die geringe Frequenz des Modulations- bzw. des Meßsignals eröffnet die Alternative, diesen Teil der Signalverarbeitung weitgehend digital oder analog aufzubauen. Die digitale Lösung entspricht dem modernen Konzept eines digitalen Empfängers und zeichnet sich durch eine hohe Flexibilität der Empfängereigenschaften und geringe Empfindlichkeit gegenüber Störeinflüssen aus. Nachteilig ist allerdings der hohe Entwicklungs- und Kostenaufwand für ein derartiges System, das z.B. in Form einer Einsteckkarte für einen PC erhältlich ist. Da die Aufgabenstellung dieses Schaltungsteils sehr klar umrissen ist, bietet ein weitgehend analog aufgebauter Empfänger vergleichbare Leistungsdaten. Da die Entwicklungskosten für diese Lösung weitaus geringer sind, werden im vorliegenden Kapitel die Eckdaten für den Entwurf des analogen Systems vorgestellt. In diesem Zusammenhang ist noch zu erwähnen, daß Teile dieses Schaltungsteils auch für andere Aufgabenstellungen eingesetzt werden sollten, und daher möglichst universell auszulegen waren.

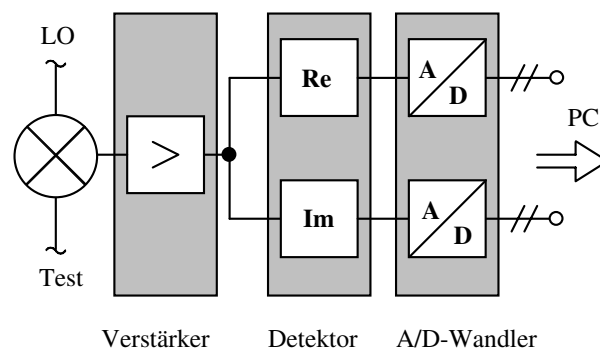


Bild 5.7: Aufbau der niederfrequenten Signalverarbeitung

Bild 5.7 zeigt in schematischer Darstellung den Aufbau der niederfrequenten Signalverarbeitung für einen Empfängerzweig. Im folgenden werden die Einzelkomponenten dieses Schaltungsteiles aus Gründen einer klareren Darstellung in umgekehrter Signalflußrichtung vorgestellt, wodurch zunächst die Entwurfsdaten des A/D-Wandlers und des Synchrondetektors vorgestellt werden. Mit den daraus abgeleiteten Vorgaben lassen sich dann die Anforderungen an den Vorverstärker angeben.

5.2.1 Signaldetektion und A/D-Wandlung

Für die A/D-Wandlung der Meßwerte wurde in dieser Arbeit ein Wandlerbaustein mit einer Auflösung von 16 bit und einem Wandelbereich von ± 5 Volt eingesetzt, der

zusätzlich für die Kommunikation über einen Datenbus der Wortbreite 8 bit ausgelegt wurde. Für einen optimalen Betrieb ist eine Verstärkung des Meßsignals notwendig, die so zu dimensionieren ist, daß bei maximalem Meßsignal die Aussteuergrenze möglichst erreicht wird.

Die Detektion des Meßsignals kann durch Multiplikation des Meßsignals mit einem zum Modulationssignal kohärenten sinusförmigen Demodulationssignal erfolgen. Von verschiedenen Herstellern angebotene analoge Multipliziererbausteine sind hierfür nicht sehr gut geeignet, da sie keine ausreichende Linearität [51] besitzen. Eine Alternative bildet die modulationssynchrone Abtastung im Zuge der A/D-Wandlung, wie in [52] gezeigt. Beide Beispiele besitzen den Nachteil, daß das benötigte Hilfssignal die gleiche Frequenz wie das Meßsignal besitzt, wodurch eine Übersprechstörung begünstigt wird.

Eine bessere Lösung stellt ein in [53] vorgestellter zweistufiger Synchrondetektor dar, dessen Funktion anhand eines Blockschaltbildes deutlich wird.

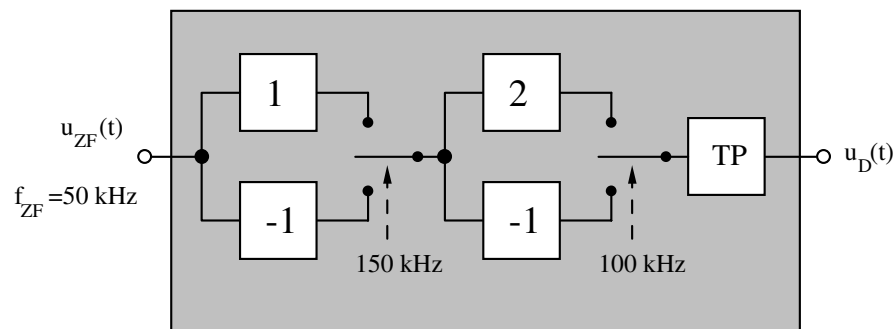


Bild 5.8: Schematische Darstellung des zweistufigen Synchrondetektors

Das Meßsignal $u_{ZF}(t)$ wird je nach Stellung eines mit einem Digitalsignal ($1/T = 150$ kHz) gesteuerten Umschalters mit der Verstärkung +1 bzw. -1 multipliziert, was als Multiplikation mit der Schaltfunktion $f_1(t)$ interpretiert werden kann. Anschließend erfolgt in gleicher Weise eine Verstärkung mit den Verstärkungsfaktoren +2 bzw. -1. Dieser Umschalter wird von einem Digitalsignal ($1/T = 100$ kHz) mit einem Tastverhältnis 1:2 gesteuert (Schaltfunktion $f_2(t)$). Hieraus resultiert eine effektive Multiplikation des Meßsignals mit der Funktion $f_3(t)$, die sich durch Multiplikation von $f_1(t)$ mit $f_2(t)$ ergibt und die gewünschte Grundfrequenz von 50 kHz aufweist.

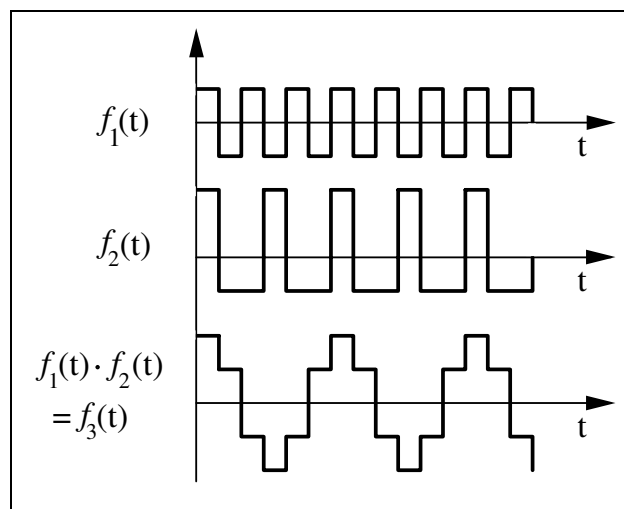


Bild 5.9: Darstellung der einzelnen Schaltfunktionen

Die Vorteile dieser etwas aufwendig erscheinenden Vorgehensweise liegen darin, daß für die Detektion kein Signal mit der Zwischenfrequenz notwendig ist. Da die Frequenz der Steuersignale höher liegt als die Zwischenfrequenz, ist auch in der Praxis mit einer guten Unterdrückung zwischenfrequenter Signale zu rechnen, da die Harmonischen der Ansteuersignale kein Zwischenfrequenzsignal ergeben. Zusätzlich zeigt eine Fourier-Zerlegung von $f_3(t)$, daß ein nach diesem Prinzip arbeitender Synchrondetektor Signalanteile mit geraden Vielfachen, aber zusätzlich auch mit der dreifachen Zwischenfrequenz unterdrückt. Die Problematik der breitbandigen Signaldetektion ist bereits in Kapitel 5.1.3 diskutiert worden.

5.2.2 Verstärkerkonzept

Der Zwischenfrequenzverstärker hat die Aufgabe, das Meßsignal soweit zu verstärken, daß die nachfolgenden Schaltungseinheiten wie Synchrondetektor und A/D-Wandler optimal angesteuert werden. Eine Abschätzung des vom Mischer zur Verfügung gestellten Zwischenfrequenzpegels zeigt Tabelle 5.1. Die in der Tabelle benutzten Bezeichnungen beziehen sich auf die Angaben in Bild 5.11.

Für einen gemessenen Innenwiderstand des Mixers von ca. 50Ω ergibt sich hieraus eine Quellenspannung von etwa 20 mV. Dieser Wert sollte am Synchrondetektorausgang zu einer maximalen Gleichspannung von ca. 5 V führen, was eine Mindestverstärkung von knapp 50 dB notwendig macht.

Generatorleistung:	10 dBm
Koppler 1:	-3 dB
Isolator:	-2 dB
Koppler 2:	-6 dB
Isolator:	-2 dB
ESB-Modulator:	-8 dB
Isolator:	-2 dB
Koppler 3:	-3 dB
Konversionsverlust der Mischer:	-12 dB
Leitungsdämpfung:	<u>-3 dB</u>
⇒max. verfügbare ZF-Leistung	-31 dBm

Tabelle 5.1: Abschätzung des maximalen Meßpegels

Um das Auflösungsvermögen des A/D-Wandlers auch für geringere Meßsignale optimal auszunutzen, ist weiterhin eine Anpassung der Verstärkung an die Meßsignalamplitude sinnvoll. Für den hier vorgestellten Aufbau wurde daher eine zweiteilige Verstärkeranordnung vorgesehen. Ein in den Mischeraufbau integrierter rauscharmer Vorverstärker sorgt für eine Grundverstärkung des Meßsignals von etwa 40 dB. Ein programmierbarer Verstärker mit einer in 5 dB-Schritten einstellbaren Verstärkung von 0 bis 95 dB leistet dann die Anpassung der Meßsignalverstärkung an das Meßobjekt.

5.3 Konzeption der Steuerung und des Betriebssystems

Moderne Netzwerkanalysatoren zeichnen sich durch eine weitgehende Automatisierung der Meßabläufe und damit durch eine umfangreiche Betriebssoftware aus. Das Betriebssystem des hier diskutierten NA stellt deshalb eine weitere wichtige Systemkomponente dar. Für den vorliegenden Anwendungsfall ist der PC aufgrund der bequemen Programmierbarkeit für die Steuerung und Meßwertverarbeitung hervorragend geeignet. Für die Kommunikation des PC mit dem übrigen Teil des NA wurde der IEC-Bus ausgewählt, da er im Bereich der Meßtechnik einen Standard darstellt. Auf diese Weise ist eine einfache Erweiterung des NA durch eine breitbandigen kommerziellen Signalgenerator möglich.

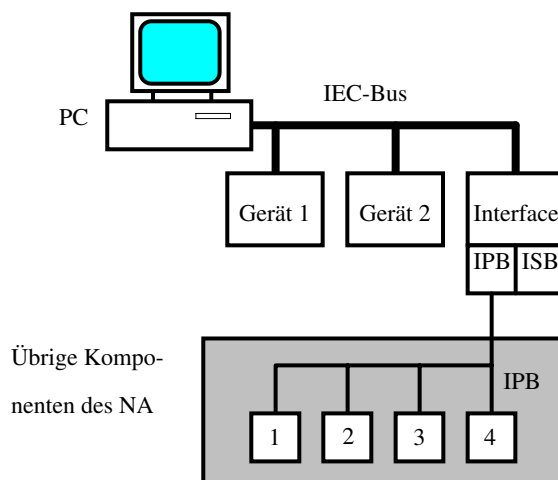


Bild 5.10: Buskonzept des homodynem NA

Ein Problem dieses Bussystems entsteht allerdings dann, wenn viele kleine, mit geringen Funktionen ausgestattete Einzelgerate über diesen Bus gesteuert werden sollen, da der Aufwand an Hard- und Software für die Kommunikation mit dem Bus unter Umständen den eigentlichen Schaltungs- und Kostenaufwand des Einzelgerates übersteigt. Um diesem Nachteil zu begegnen, wurde die in Bild 5.10 dargestellte hierarchische Busstruktur entwickelt. Der PC bekommt in diesem Fall durch eine relativ einfache Einsteckkarte die Fähigkeit, das gesamte Bussystem zu steuern. Kommerzielle Komponenten werden direkt über deren Schnittstelle angesprochen. Für eine Vielzahl von selbst entwickelten Einzelkomponenten (Gerat 1 bis 4 in Bild 5.10) erfolgt die Steuerung und Datenübergabe über einen für diese Arbeit definierten internen parallelen Bus (kurz: IPB), der sich durch ein stark vereinfachtes Protokoll auszeichnet und somit auch nur einen geringen Schnittstellenaufwand verlangt. Die Kommunikation zwischen den beiden Bussystemen erfolgt über ein selbst entwickeltes IEC-Bus-Interface, das aufgrund der Ausstattung mit Mikroprozessor, EPROM und RAM in der Lage ist, Teilaufgaben selbständig abzuarbeiten. Diese Maßnahme entlastet den IEC-Bus merklich und bewirkt dadurch eine deutliche Beschleunigung des Meßablaufs.

Mit Ausnahme einiger in Assembler geschriebener Hilfsprogramme ist das Betriebssystem [54] in FORTRAN geschrieben worden. Die Wahl der Programmiersprache resultiert aus dem Vorhandensein von Unterroutinen für die grafische Ausgabe und dem damit verbundenen geringeren Aufwand bei der Programmentwicklung. Die Ausgabe der Meßdaten in Dateiform erfolgt in einer zum Simulationsprogramm S-Compact kompatiblen Struktur [55].

5.4 Darstellung des Gesamtkonzeptes

Nachdem bisher die Einzelkomponenten des Meßsystems vorgestellt wurden, soll zum Abschluß dieses Kapitels auf das resultierende Gesamtsystems eingegangen werden. Das in Bild 5.11 dargestellte Meßsystem läßt sich vorteilhaft in vier Hauptgruppen aufgliedern:

1. Externe Geräte (PC, Frequenzzähler)
2. Millimeterwellenquelle (VCO)
3. Erweitertes Test-Set (grau hinterlegt in Bild 5.11)
4. Signalverarbeitung und Interface (übrige Komponenten)

Alle Millimeterwellenbaugruppen wurden zu einem erweiterten Test-Set zusammengefaßt, wodurch sich ein kompakter und temperaturstabiler Aufbau ergibt.

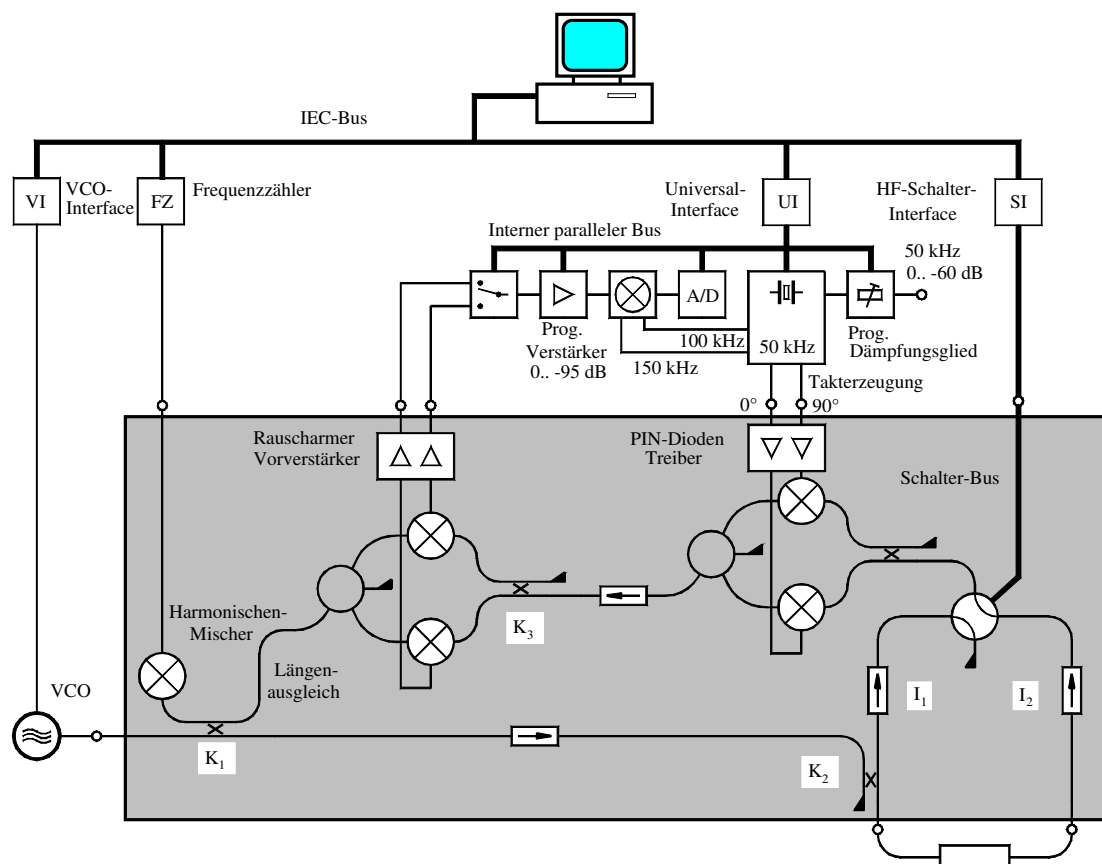


Bild 5.11: Schematische Darstellung des Gesamtaufbaus

Anhand des Gesamtaufbaus sollen noch einige Details des geplanten Meßsystems erwähnt werden. Hierzu zählt zum einen die Regelung der Generatorfrequenz. Ausgehend vom dem VCO, dessen Frequenzeinstellung über den IEC-Bus erfolgt, gelangt das Millimeterwellensignal innerhalb des Test-Sets zunächst in den Koppler K_1 , der die Aufteilung der Signalleistung in den Lokaloszillator- und den Testzweig vornimmt. Aufgrund von Reflexionen der ausgekoppelten bzw. transmittierten Wellen an den nachfolgenden Baugruppen Isolator und Mischer kann am vierten Tor des Kopplers eine für die Frequenzmessung ausreichende Signalleistung ausgekoppelt werden. Der dort angeschlossene Harmonischen-Mischer setzt das Millimeterwellensignal unter Verwendung eines aus dem Frequenzzähler gelieferten Lokaloszillatorsignals in den Frequenzbereich von etwa 5 GHz um, aus dem dann die gesuchte Frequenz bestimmt und deren Wert über den IEC-Bus an den PC übergeben wird. Anschließend erfolgt durch das Betriebssystem ein Vergleich mit dem gewünschten Sollwert und eine ggf. notwendige Nachstimmung des VCO. Auf diese Weise wird eine zwar langsame, aber sehr genaue Regelung der Meßfrequenz erreicht.

Weiterhin ist Bild 5.11 zu entnehmen, daß die Signalverarbeitung weitgehend seriell angelegt ist. Im Test-Set erfolgt zunächst eine rauscharme Vorverstärkung der beiden Meßsignale, von denen anschließend eins durch einen Umschalter ausgewählt wird. Nach der Pegelanhebung im programmierbaren Verstärker wird das Meßsignal im Synchrondetektor nach Real- oder Imaginärteil vermessen. Die Auswahl der jeweiligen Komponente geschieht durch eine Umschaltung der beiden Steuersignale des Synchrondetektors in die orthogonale Phasenlage. Sowohl die Steuer- als auch die Modulationssignale haben ihren Ursprung in der von einem Quarz gesteuerten zentralen Takterzeugung. Aus diesem Schaltungsteil wird auch ein Hilfssignal mit der Zwischenfrequenz 50 kHz gewonnen. In Verbindung mit einem busgesteuerten Dämpfungsglied (Einstellbereich 60 dB) dient es zur automatischen Kalibrierung der analogen Meßsignalverarbeitung.

6 Millimeterwellen-Komponenten des homodynen NA

Im folgenden Kapitel werden die im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Millimeterwellen-Komponenten des NA vorgestellt. Die besondere Berücksichtigung dieser Bauelemente begründet sich in dem - im Vergleich zu übrigen Baugruppen des NA - erheblich höheren Entwicklungsaufwand und den besonderen Schwierigkeiten bei der Herstellung. Die auftretenden Probleme lassen sich grob in drei Kategorien einteilen:

1. Schaltungssimulation
2. Meßtechnik
3. Fertigungstechnologie

Die Ursache für alle drei Problemfelder ist letztendlich in der kleinen Wellenlänge der elektromagnetischen Wellen in diesem Frequenzbereich zu finden. Dies führt dazu, daß viele Bestandteile des praktischen Aufbaus in die Größenordnung der Wellenlänge kommen, und damit einen entscheidenden Einfluß auf die Funktion der gesamten Anordnung bekommen. Als Beispiel hierfür seien die Abmessungen eines Gunn-Elementes herangezogen, wie es für den Aufbau des in Kap. 6.1 beschriebenen Oszillators zum Einsatz kommt. Die Abmessungen des elektrisch relevanten Gehäuseteils betragen fast ein Viertel der Wellenlänge und müßten somit im Rahmen einer sorgfältigen Schaltungssimulation mit berücksichtigt werden. Hierfür sind in der Regel allerdings keine Entwicklungshilfsmittel kommerziell erhältlich, was den Entwurf entsprechender Schaltungen sehr aufwendig macht.

Die Meßtechnik stellt eine weiteres Problem dar, da viele der im niederfrequenten Bereich gebräuchlichen Meßhilfsmittel im Millimeterwellenbereich nicht verfügbar sind. Der Netzwerkanalysator, das für die Schaltungsentwicklung am häufigsten gebrauchte Meßgerät, ist erst im Rahmen dieser Arbeit entstanden und stand somit für die Entwicklung nicht zur Verfügung.

Weitere Einschränkungen bei der Entwicklung von Millimeterwellen-Komponenten sind durch die zur Verfügung stehende Fertigungstechnologie gegeben. Dies führte im Fall des in Kap. 6.3 beschriebenen Kopplerentwurfs zu einer deutlichen Einschränkung des Entwurfsspielraums. Hierbei nimmt auch die zuvor angeführte Schaltungssimulation eine besondere Funktion ein, da nur auf diese Weise der Einfluß von Fertigungstoleranzen genau abgeschätzt werden kann.

Die Beschreibung der Millimeterwellenkomponenten folgt der bereits im Systemkonzept angegebenen Reihenfolge und beginnt deshalb mit der Signalquelle des Meßsystems.

6.1 Digital abstimmbarer Gunn-Oszillator

Gunn-Oszillatoren zählen zu den Zweipol-Oszillatoren vom N-Typ [56], bei denen zur Schwingungsanfänger ein negativer differentieller Leitwert ausgenutzt wird. Als Halbleitermaterial wird GaAs oder InP eingesetzt. Die Entdeckung des Gunn-Effektes geht auf die Arbeit von Gunn [57] zurück, der 1963 bemerkte, daß an n-dotierten GaAs-Proben bei Überschreiten einer bestimmten elektrischen Feldstärke Stromschwingungen auftraten. Heute lassen sich mit kommerziell erhältlichen Gunn-Elementen Schwingungen bis in den Bereich 160 GHz erzeugen. Diese hohen Frequenzen sind allerdings den InP-Gunn-Elementen vorbehalten. Oszillatoren mit GaAs-Bauelementen erreichen Frequenzen von 100 GHz, wobei angemerkt werden muß, daß diese dann im Oberwellen-Betrieb arbeiten. Hierunter ist zu verstehen, daß die Grundschiwingung des Gunn-Elements nur die Hälfte der gewünschten Ausgangsfrequenz beträgt. Aufgrund des nicht sinusförmigen Stromverlaufs entstehen auch Harmonische der Grundschiwingung, die dann selektiv ausgekoppelt werden können.

Die Frequenz der Schwingungen kann in der Praxis durch die angelegte Betriebsspannung, aber bei Ankopplung des Gunn-Elementes an einen Resonator auch durch dessen Resonanzfrequenz geändert werden [58]. Da die Abstimmung der Frequenz über die Betriebsspannung nur in geringem Maße möglich ist, kommt sie für die vorliegende Aufgabenstellung, die eine möglichst breitbandige Abstimmung vorsieht, nicht in Betracht. Vielmehr wird diese Konfiguration für die Feinabstimmung in Phasenregelschaltungen vorteilhaft eingesetzt. Eine breitbandige elektrische Abstimmung ist aber durch Veränderung der Resonanzfrequenz des frequenzbestimmenden Resonators unter Verwendung einer Varaktordiode möglich [59]. Damit ist die Grundstruktur eines geeigneten Oszillatoraufbaus bereits festgelegt. Bild 6.1 zeigt den in dieser Arbeit verwendeten Aufbau.

Der Oszillator besteht aus einem rechteckigen Resonator, in dem links das Gunn-Element und rechts der Varaktor plazierte ist. Eine Abgleichmöglichkeit bietet die Höhenverstellung der beiden Halbleiter mit Hilfe von Stellschrauben. Die Höhe des Resonators beträgt 1,27 mm und ist damit gleich der Höhe b des Anschlußhohlleiters. Die Breite des Resonators weicht mit 4 mm allerdings deutlich von der Hohlleiterbreite $a=2,54$ mm ab, da

die untere Grenzfrequenz des Resonators unterhalb der Grundfrequenz liegen muß. Dies ist notwendig, um eine Abstimmung des Oszillators auf der Grundschwingung zu erreichen. Andererseits darf die Breite des Resonators keinesfalls in die Größenordnung der halben Grundwellenlänge geraten, da sonst häufig diese Abmessung die Resonatorfrequenz festlegt, was zu schlechten Resultaten hinsichtlich der Abstimmbarkeit und der erreichbaren Ausgangsleistung führt.

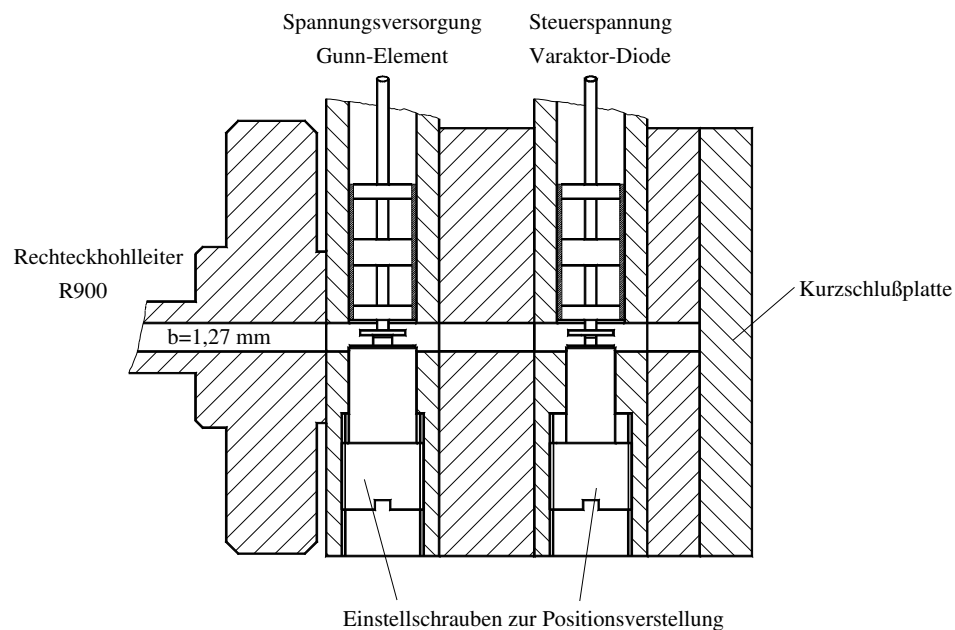


Bild 6.1: Aufbau des varaktorabgestimmten Gunn-Oszillators

Der Resonator wird auf der linken Seite durch den Anschlußhohlleiter begrenzt, dessen geringe Breite keine Ausbreitung der Grundwelle zuläßt, während das andere Ende wesentlich durch die Varaktordiode bestimmt ist. Durch die Änderung der Varaktorkapazität wird somit die elektrisch wirksame Länge des Resonators wie gewünscht variiert. Als Problem erweist sich in diesem Zusammenhang, daß gleichzeitig auch die bei der ersten Oberschwingung wirksame Lastimpedanz des Gunn-Elements und damit die Ausgangsleistung des Oszillators beeinflusst wird.

Die gleiche Problematik betrifft auch das Koppelnetzwerk zwischen Gunn-Element und Hohlleiter, das eine Anpassung zwischen dem niederohmigen Quellwiderstand des Gunn-Elements und dem deutlich höheren Wellenwiderstand des Hohlleiters leisten muß. Im Aufbau nach Bild 6.1 wird hierfür eine sogenannte Teller-Pfosten-Struktur eingesetzt, die auf einen Vorschlag in [60] zurückgeht. Die Entwicklung der Koppelstruktur bildet einen wichtigen Teil bei der Entwicklung eines Zweipoloszillators, da hierdurch die Leistungsdaten des Oszillators wesentlich bestimmt werden. Bei einem elektrisch

komplizierten Gebilde, wie in Bild 6.1 dargestellt, läßt sich diese Aufgabe näherungsweise auf theoretischem Wege durch Feldentwicklungsverfahren oder durch experimentelle Ansätze [61] lösen. In dieser Arbeit wurden unter Anwendung des in [62] beschriebenen Feldberechnungsverfahrens Varianten von Koppelstrukturen sowohl für die Ankopplung des Gunn-Elements als auch des Varaktors untersucht [63]. Dabei konnten die Ergebnisse aus [64] bestätigt werden. Eine anschließende praktische Optimierung des Oszillators führte zu einem außerordentlich breiten Abstimmbereich von etwa 92-96 GHz, wobei die dabei abgegebene Ausgangsleistung ebenfalls sehr gute Werte erreicht.

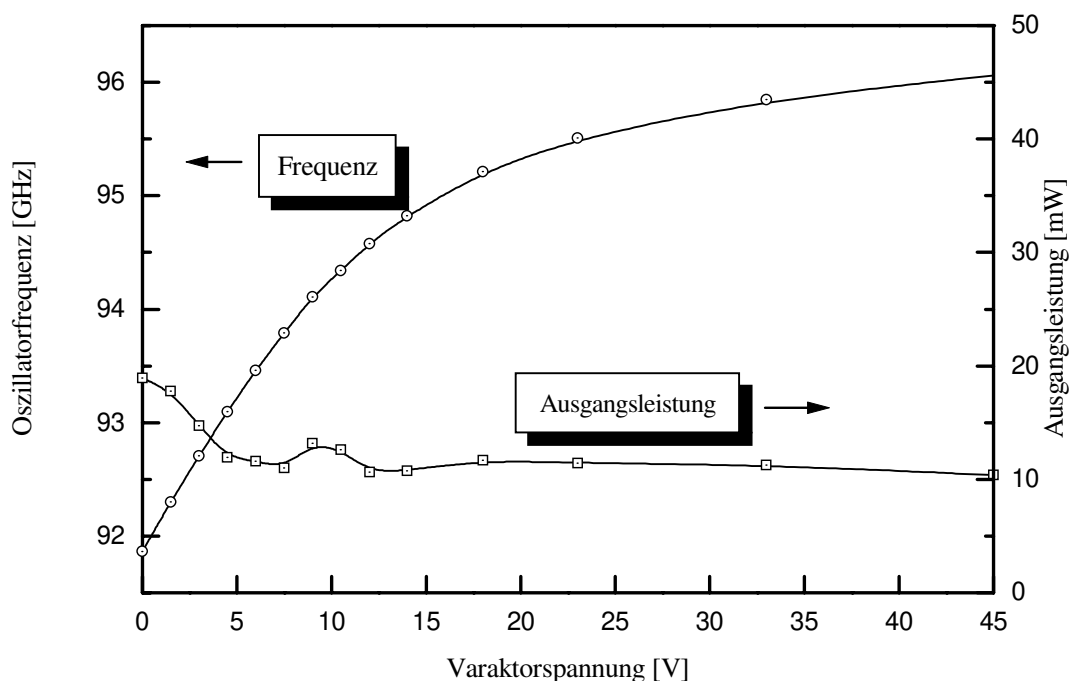


Bild 6.2: Abstimmcharakteristik und Ausgangsleistung des Oszillators

Die breitbandige Abstimmung erfordert allerdings auch einen extremen Einstellbereich der Varaktor-Steuerspannung von ca. 0,5-45 V, die ebenso wie die Versorgungsspannung des Gunn-Elementes ($U=4V$; $I=1,2A$) über eine koaxiale Filterstruktur (Bild 6.1) zugeführt wird. Das Filter ist so dimensioniert, daß sowohl bei der Grundschwingung als auch bei der ersten Harmonischen eine Auskopplung von Millimeterwellenleistung in den Versorgungsteil verhindert wird.

Die digital gesteuerte Abstimmung des Oszillators erfolgt durch einen über den IEC-Bus gesteuerten D/A-Wandler, dessen Wortbreite von 16 bit eine Frequenzauflösung von besser 150 kHz gewährleistet und somit auch schmalbandige Messungen ermöglicht. Schwierig ist allerdings die genaue Einstellung einer vorgegebenen Frequenz, da die genaue

Zuordnung von Steuerspannung und Frequenz nicht bekannt und durch die Temperaturabhängigkeit der Oszillatorfrequenz von ca. $5 \text{ MHz}/^\circ\text{C}$ auch nicht konstant ist. Eine genaue Einstellung der Frequenz sollte ursprünglich durch die in Kap. 5 beschriebene Regelung gewährleistet werden.

In der Praxis zeigte sich, daß dieses Verfahren für einen automatischen Meßplatz nicht tauglich war, da der Frequenzzähler Schwierigkeiten hatte, die korrekte Frequenz in jedem Fall richtig zu ermitteln. Genauere Untersuchungen zeigten, daß diese Fehlfunktion nicht durch den speziellen Aufbau verursacht wurde, sondern ein generelles Problem dieses Meßgerätes darstellt. Alternativ wurden andere Konzepte zur Frequenzmessung untersucht [65], wobei die Verwendung des Harmonischen Mischers aufgrund von unerwünschten Mischprodukten keine zufriedenstellenden Ergebnisse hervorbrachte. Daher wurde das Millimeterwellensignal mit Hilfe eines Grundwellenmischers in den Frequenzbereich von ca. 2-6 GHz heruntergemischt. Das hierfür notwendige Oszillatorsignal liefert ein fest abgestimmter Gunn-Oszillator ($f=90 \text{ GHz}$).

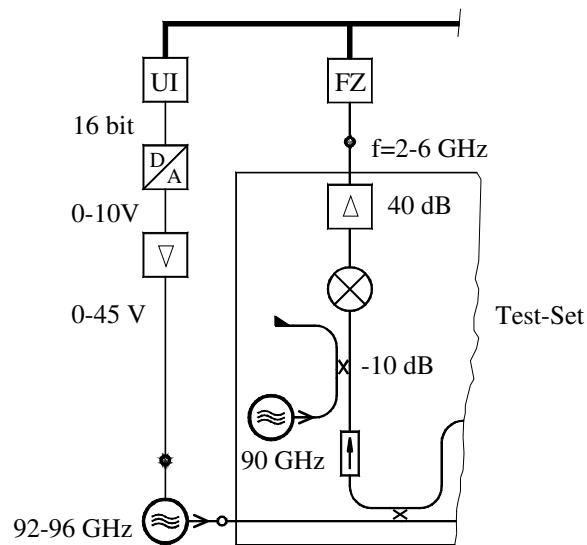


Bild 6.3: Aufbau der Frequenzregelung

Durch den Einbau eines Isolators konnte das Überkoppeln des Hilfsoszillatorsignals auf den übrigen Teil des Test-Sets unterdrückt werden. Die so aufgebaute Schaltung gewährleistet eine sichere Einstellung der Frequenz über den gesamten Abstimmbereich, wobei deren Genauigkeit durch die fast identische Temperaturdrift der Gunn-Oszillatoren auf $4 \text{ MHz}/^\circ\text{C}$ begrenzt ist. Zusätzliche Messungen am VCO ergaben eine Temperaturabhängigkeit der VCO-Ausgangsleistung von $0,03 \text{ dB}/^\circ\text{C}$ und ein

Phasenrauschen von -91 dBC/Hz bei einem Trägerabstand von 100 kHz. Diese Werte sind für Gunn-Oszillatoren in diesem Frequenzbereich als gut bis sehr gut einzustufen. Da bei dem geplanten Meßstellenkonzept eine Änderung der Generatorleistung zu einer Verfälschung des Meßergebnisses führt, wurde eine Präzisionsleistungsregelung entwickelt [66], die aber wegen der hohen Grunddämpfung des Stellgliedes im Endaufbau nicht zum Einsatz kommt.

6.2 90°-Koppler

Für den Aufbau von breitbandigen Kopplern eignen sich der Verzweigungskoppler und der Viellochkoppler [67] in besonderem Maße, da bei ihnen das Koppelverhalten durch eine Kaskadierung der Koppelstrukturen den Anforderungen angepaßt werden kann. Während beim letztgenannten Koppler die Verkopplung über sehr viele kleine Löcher bewerkstelligt wird, geschieht dies beim Verzweigungskoppler durch mehrere zwischen den beiden Hohlleitern angeordnete Koppelhohlleiter (Bild 6.4). Ausschlaggebend für die Wahl dieses Kopplers war die Schwierigkeit, die in diesem Frequenzbereich extrem kleinen Koppelöcher eines Lochkopplers herzustellen.

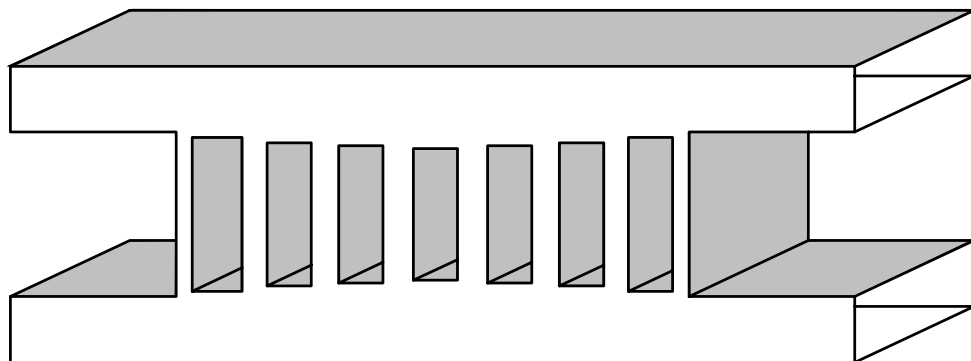


Bild 6.4: Verzweigungskoppler in Hohlleitertechnik

Für die Herstellung im Millimeterwellenbereich erweist sich der in Bild 6.4 dargestellte Koppler als nicht zweckmäßig, da er schwer herstellbar ist. Nachteilig ist vor allem, daß -abgesehen von der Symmetrie zur Kopplermittle-, alle Koppelhohlleiter eine unterschiedliche Breite und Länge aufweisen. Bei der für die Herstellung bevorzugt einzusetzenden Frästechnik würde dies einen sehr hohen Fertigungsaufwand erfordern. Günstiger ist hier ein auf Reed zurückgehender Aufbauvorschlag [68], der eine konstante Länge l der Koppelhohlleiter vorsieht und nur zwei unterschiedliche Höhen b dieser Wellenleiter

benötigt (Bild 6.5). Auch der Abstand der einzelnen Hohlleiterverzweigungen s nimmt nur zwei verschiedene Werte an. Wie sich später zeigen wird, ist durch diese Vereinfachungen die Herstellung eines breitbandigen Kopplers mit der zur Verfügung stehenden Technologie überhaupt erst möglich.

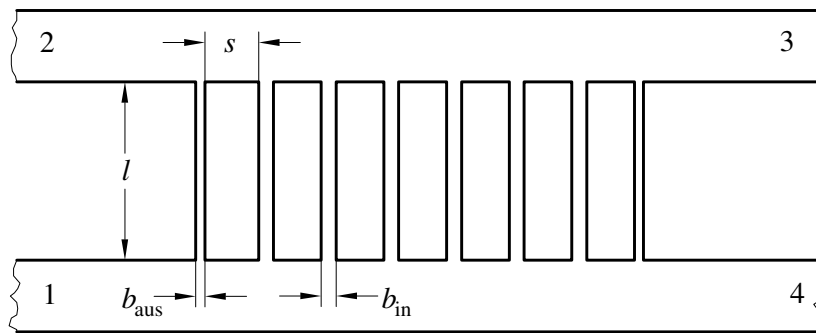


Bild 6.5: Verzweigungskoppler nach Reed mit Tornumerierung

Das von Reed veröffentlichte Entwurfsverfahren besitzt den Nachteil, daß die an den Verzweigungen auftretenden Feldverzerrungen vernachlässigt werden, was zu Abweichungen zwischen den errechneten und tatsächlich erreichten Kopplerdaten führt. Dies trifft insbesondere bei Kopplern mit einer relativ geringen Anzahl von Koppelementen zu, da dann die Höhen b der Verbindungshohlleiter breiter werden. In [69] wurde daher ein Vorschlag gemacht, den Einfluß der Hohlleiterverzweigungen mit in das Entwurfsverfahren einzubeziehen. Die Werte der Ersatzschaltbildelemente X und N sowie die Lage der Referenzebenen T_1 und T_2 wurden hierbei durch ein Feldentwicklungsverfahren mit hoher Genauigkeit berechnet. Die in der Literatur veröffentlichten Daten eines Kopplers bei 10 GHz zeigen eine gute Übereinstimmung mit der Berechnung.

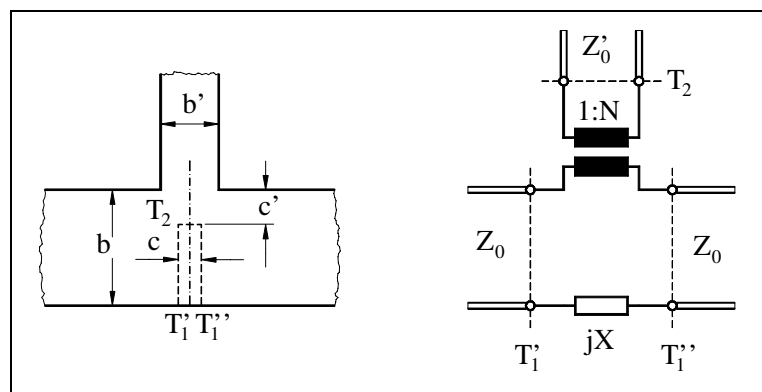


Bild 6.6: Hohlleiter-T-Verzweigung (E-Ebene) und dessen Ersatzschaltbild

Diese Vorgehensweise bildete daher die Basis für die Entwicklung der Verzweigungskoppler im Bereich 100 GHz. Es wurde ein FORTRAN-Programm entwickelt [70], das aus den Daten des Hohlleiterquerschnitts, des Kopplungsfaktors und der Mittenfrequenz alle Geometriedaten und anschließend die S-Parameter des Kopplers über den gewünschten Frequenzbereich ermittelt. Sowohl bei der Synthese als auch bei der Analyse erfolgt die präzise Beschreibung der Hohlleiterverzweigungen durch das in Bild 6.6 dargestellte Ersatzschaltbild, dessen Elemente nach dem in [71] veröffentlichten Feldentwicklungsverfahren berechnet werden.

Die Umsetzung der berechneten Geometriedaten in einen Koppler zeigte besondere Probleme, da selbst bei einem 3 dB-Koppler mit nur wenigen Koppelhohlleitern die Höhe dieser Hohlleiter sehr geringe Werte annimmt. Bei einem breitbandigen 3 dB-Koppler für das W-Band (Bild 6.7) besitzen die beiden äußeren Hohlleiter eine Höhe $b_{aus} = 0,09$ mm, während die übrigen Hohlleiter mit $b_{in} = 0,19$ mm gefertigt werden müssen. Eine mit dem Simulations-Programm durchgeführte Empfindlichkeitsanalyse ergab, daß das Maß b_{in} mit einer Genauigkeit von besser 1/100 mm gefertigt werden muß, um eine merkliche Diskrepanz den praktisch erreichten und den gewünschten Daten des Kopplers zu vermeiden. Somit scheidet eine Herstellung der Koppelhohlleiter in Frästechnik aus, da ein handelsüblicher Schaftfräser maximal eine Nuttiefe mit dreifachem Fräserdurchmesser bearbeiten kann, wobei im vorliegenden Anwendungsfall eine Tiefe von 2,54 mm bearbeitet werden müßte.

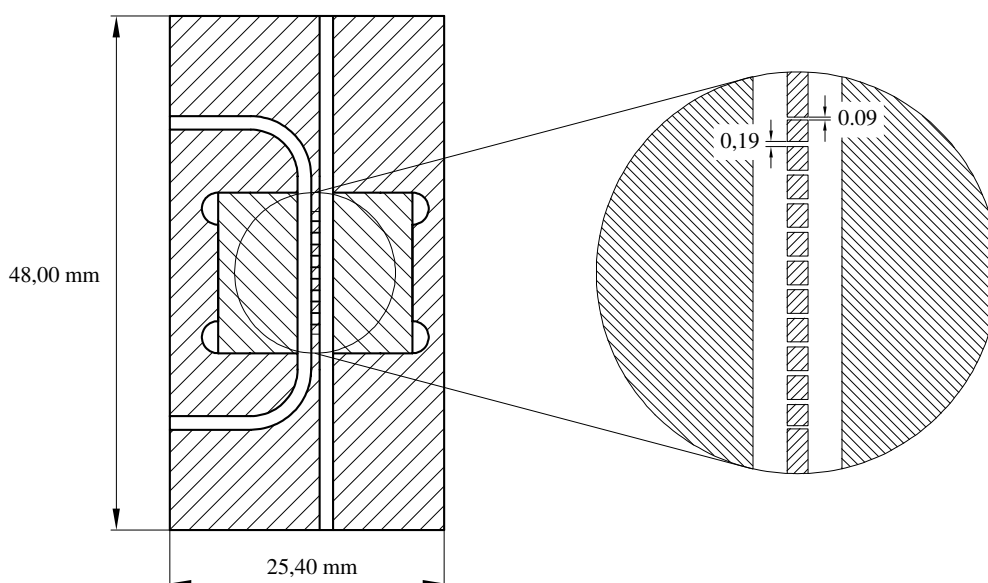


Bild 6.7: Verzweigungskoppler für das W-Band

Der praktische Aufbau gelang mit einer Mischung aus Säge- und Frästechnik, die aufgrund ihrer Neuheit hier kurz erläutert werden soll. Zunächst werden, wie in Bild 6.7 dargestellt, nur die Hohlleiterkanäle mit einem Fräserdurchmesser $D=1,20$ mm bearbeitet, wobei unbedingt auf eine geringe Rauigkeit der Hohlleiterwände zu achten ist. Zusätzlich wird links und rechts der Koppelsektion auf der gleichen Tiefe zusätzliches Material abgetragen, so daß zwei Taschen entstehen. Diese sind in Bild 6.7 durch die abweichende Schraffur hervorgehoben. Diese Taschen sind notwendig, da anschließend mit einem hochpräzisen Kreissägeblatt die geforderten Koppelkanäle in den zwischen den Hohlleitern liegenden Steg eingesägt werden. Hierbei ist unbedingt auf eine außerordentliche hohe Laufruhe des Sägeblattes zu achten. Die verbleibenden Taschen werden dann durch metallische Einsätze wieder aufgefüllt, wobei ein leitfähiger Kleber das Entstehen von Spalten verhindert. Durch das Fertigungsverfahren wird die Notwendigkeit einer sorgfältigen Auswahl des Koppleraufbaus noch einmal besonders deutlich.

Mit dem hier beschriebenen Verfahren können Koppler für das W-Band mit Koppeldämpfungen von 3 bis 20 dB hergestellt werden, die sich durch sehr geringe Abmessungen auszeichnen. Je nach Anzahl der Koppelsegmente reicht ihr Einsatzbereich bis zu einem kompletten Hohlleiterband heran. Die im W-Band erzielten Ergebnisse sind sehr gut, was auf die außerordentlich gute Übereinstimmung zwischen Theorie und Praxis zurückzuführen ist. Beispielsweise konnte ein während der Entwicklungsphase auftretender Fertigungsfehler, der optisch zunächst nicht feststellbar war, durch eine Simulation nachgewiesen werden. Mit dem letztendlich entwickelten Simulations- und Fertigungsverfahren ist eine sehr exakte Herstellung beliebiger Koppler möglich. Die Bilder 6.8 und 6.9 zeigen die Streuparameter eines nach diesem Verfahren hergestellten 3 dB-Kopplers, wie er in dem Meßsystem Verwendung findet.

Einen guten Eindruck von der mit dem Rechen- und Fertigungsverfahren erreichten Genauigkeit gibt ein Vergleich der in in Bild 6.8 dargestellten Meßergebnisse* mit den Ergebnissen der Rechnung. Das Koppelverhalten zeigt fast keine Abweichungen zwischen Theorie und Praxis. Die Abweichungen im Reflexionsverhalten sind durch die endliche Güte der Wellensümpfe an den nicht mit dem NA verbundenen Toren bedingt.

Die Simulationsergebnisse in Kap. 4 haben gezeigt, daß die Phase der Detektorkonstanten in einem Bereich von $90 \pm 60^\circ$ liegen sollte. Bild 6.9 zeigt einen vernachlässigbaren Phasengang zwischen den Ausgangssignalen des Kopplers. Laut Messung wird mit etwa

* Die Messungen konnten mit freundlicher Unterstützung der UNI Bremen an einem Netzwerkanalysator HP 8510C durchgeführt werden.

93° der theoretisch zu erwartende Wert von 90° nicht exakt erreicht, was vermutlich auf eine leichte Unsymmetrie des praktischen Aufbaus zurückzuführen ist.

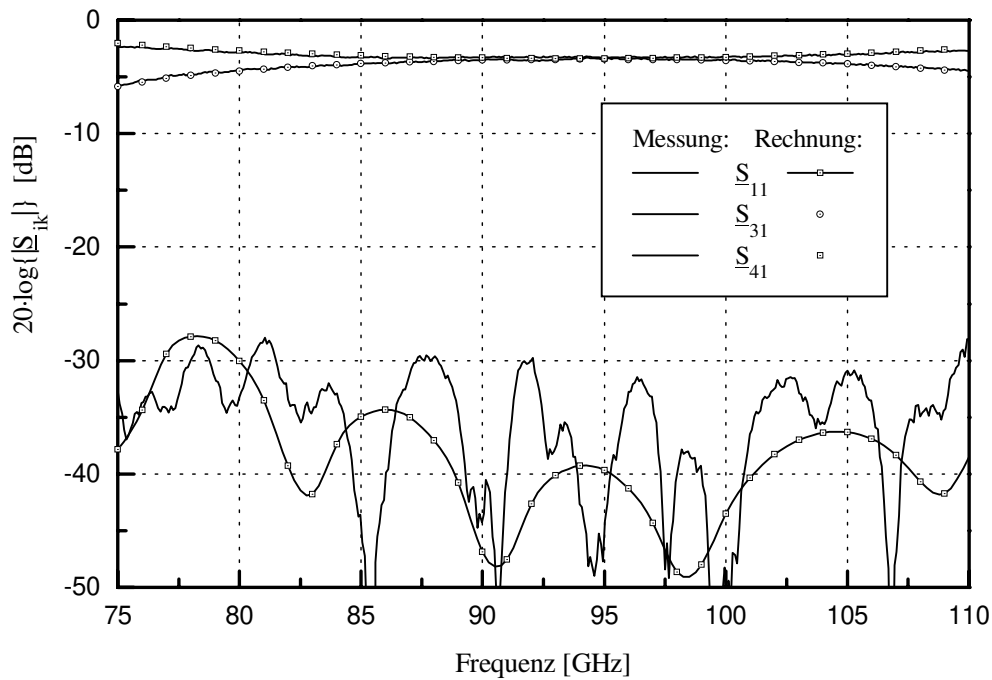


Bild 6.8: Berechnete und gemessene S-Parameter eines Verzweigungskopplers (Beträge)

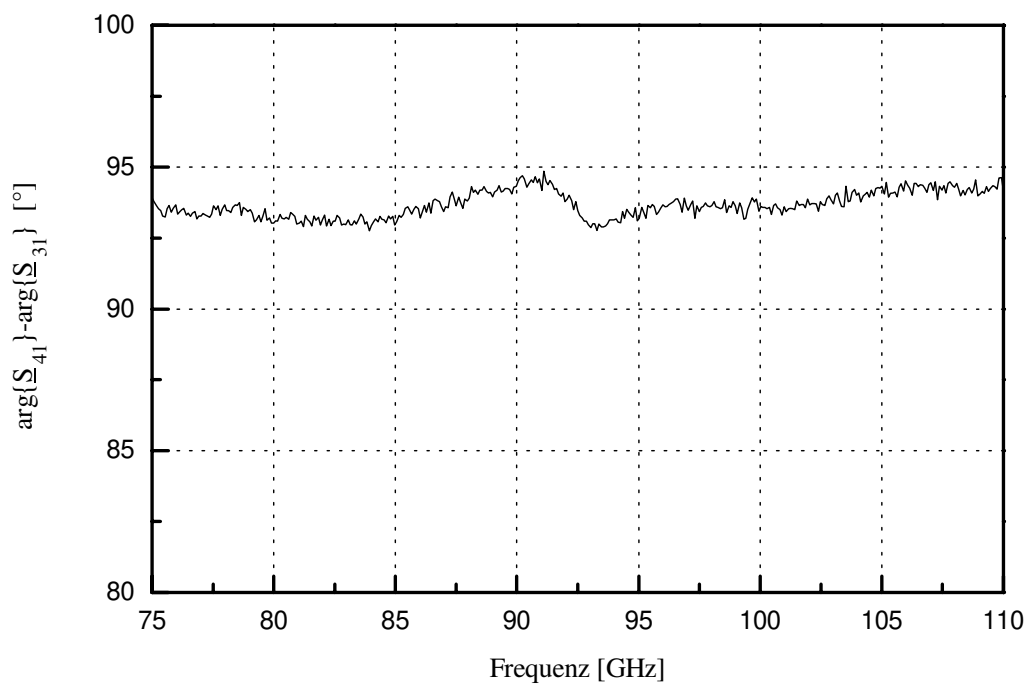


Bild 6.9: Gemessene Phasendifferenz zwischen den Ausgangssignalen

6.3 180°-Ringkoppler

Neben einem Koppler mit 90° Phasenverschiebung werden für den Aufbau des Modulators und des Mischers auch noch Leistungsteiler mit einer gleich- oder gegenphasigen Signalaufteilung benötigt. Wie in Kap. 5 bereits dargestellt, ist hierfür ein 180°-Ringkoppler geeignet, der sich durch einen kompakten und einfachen Aufbau auszeichnet. In Hohlleitertechnik läßt sich dieser Koppler nur in Form eines E-Ebenen-Verzweigungskopplers herstellen, da ansonsten die Anschlußhohlleiter überlappen.

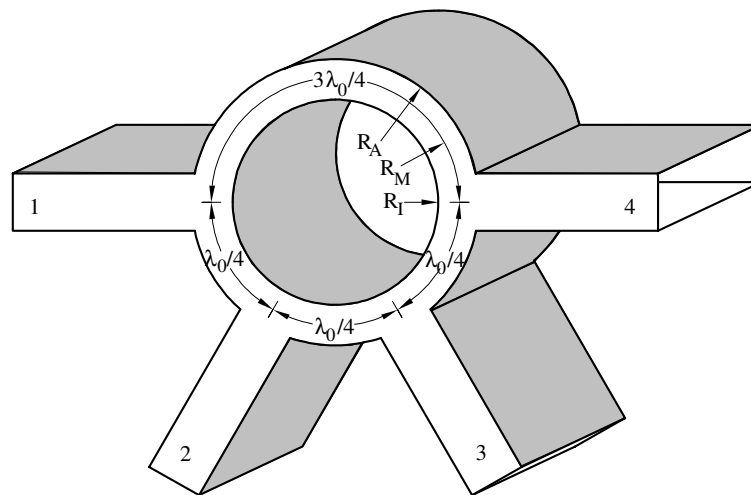


Bild 6.10: 180°-Ringkoppler in Hohlleitertechnik

Wird ein Signal mit der Frequenz $f_0 = c/\lambda_0$ an Tor 1 eingespeist, erfolgt eine symmetrische Leistungsaufteilung auf die Tore 2 und 4, während Tor 3 isoliert ist. Der Weglängenunterschied zwischen Tor 2 und 4 beträgt $\lambda_0/2$. Umgekehrt erzeugt eine Einspeisung an Tor 2 eine Leistungsaufteilung auf die Tore 1 und 3 (kein Weglängenunterschied) bei gleichzeitiger Entkopplung von Tor 4. Für die vorliegende Aufgabenstellung ist entscheidend, daß die ausgekoppelten Wellen einen Phasenunterschied von 0° bzw. 180° aufweisen, was in Kombination mit dem Verzweigungskoppler aus Kap. 6.2 zu einer Detektorkonstanten \underline{k}_1 mit verschwindendem Realteil führt.

Für eine von f_0 abweichende Frequenz besitzen die Längen des Hohlleiterringes nicht mehr die geforderten Abmessungen, und die zuvor beschriebenen idealen Eigenschaften des Kopplers verschlechtern sich. Die in Kap. 4 vorgenommenen Simulationen haben jedoch gezeigt, daß die Detektorkonstante durchaus variieren darf, ohne daß ein Verlust an Genauigkeit für das Gesamtsystems zu erwarten ist. Die Frage nach der erreichbaren

Frequenz-Bandbreite kann nur mit Hilfe der S-Parameter des Ringkopplers beantwortet werden.

Bild 6.10 zeigt weiter, daß die Ringstruktur näherungsweise aus den gleichen Grundelementen wie der Verzweigungskoppler zusammengesetzt ist (die Krümmung der Hohlleiter sei in erster Näherung vernachlässigbar) und somit eine Berechnung der Gesamtanordnung mit den bereits vorhandenen Programm-Modulen möglich erscheint. Mit einem entsprechenden FORTRAN-Programm wurde zunächst ein Koppler für die Mittenfrequenz 15 GHz (ca. 1/6 der Mittenfrequenz im W-Band) entwickelt und mit einem NA vermessen. Ein Vergleich der Meßwerte mit den Simulationsdaten fiel allerdings nicht in allen Punkten zufriedenstellend aus. Insbesondere die Torreflexionen zeigten eine deutliche Diskrepanz zwischen Theorie und Praxis, während die Mittenfrequenz des Kopplers exakt mit dem Entwurfsziel übereinstimmte.

Eine Verbesserung der Kopplerdaten wurde auf zwei verschiedenen Wegen erreicht. Zum einen führte der Verlauf der gemessenen Reflexionsfaktoren zu dem Schluß, daß durch Änderung der Hohlleiterhöhe im Ringbereich eine Verbesserung im Anpassungsverhalten zu erreichen sein müßte. Durch einen geringfügig größeren Innenradius R_I (Bild 6.10) konnte auf praktischem Weg eine sehr gute Rückflußdämpfung des Kopplers erreicht werden.

Alternativ hierzu wurde ein neues Feldberechnungsverfahren programmiert, mit dem beliebige Hohlraumstrukturen des hier behandelten Typs exakt berechnet werden können [72]. Die genaue Berechnung wird durch einen die gesamte Ringstruktur umfassenden exakten Feldansatz ermöglicht [73], so daß Näherungen allein durch die Beschränkung auf eine endliche Anzahl Moden vorgenommen werden. Eine Kontrolle der Rechenergebnisse zeigte eine hervorragende Übereinstimmung mit den bereits vorhandenen Meßdaten des 15 GHz-Kopplers.

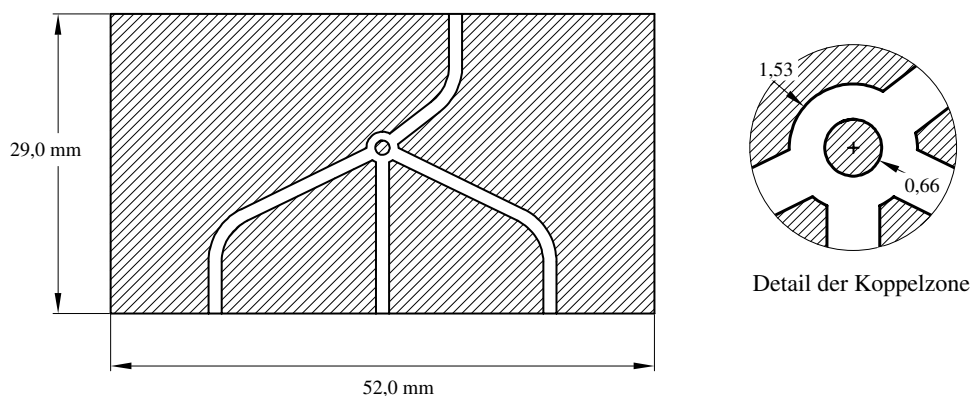


Bild 6.11: 180°-Ringkoppler für das W-Band

Mit Hilfe dieses Programms wurde anschließend ein Entwurf des Ringkopplers für das W-Band vorgenommen (Bild 6.11), wobei die Daten des 15 GHz-Kopplers als Grundlage für die Optimierung dienten. Zusammenfassend ist festzustellen, daß durch die Kombination der beiden Programme ein sehr effektives und genaues Hilfsmittel für die Synthese und Analyse von Ringkopplern entstanden ist.

Die Herstellung des W-Band-Kopplers in Frästechnik erwies sich trotz des einfachen Aufbaus als problematisch, da die Hohlleiterhöhe im Ringbereich ($b_R = R_A - R_I$) nur 0,87 mm beträgt. Versuche, mit einem Schafffräser ($D=0,8$ mm) einen Kanal mit dieser Breite und der Tiefe 2,54 mm herzustellen, schlugen aufgrund der zu geringen Schneidtiefe des Werkzeugs fehl. Abhilfe schaffte hier ein Abschleifen des Fräserschaftes. Die genaue Einhaltung der Fertigungsvorgaben zeigte sich trotzdem als schwierig, da einerseits während des Fräsens eine geringe elastische Verformung des Werkzeugs festzustellen war, und zusätzlich die Werkzeugdaten (Durchmesser des Fräsers) nur mit begrenzter Genauigkeit ermittelt werden konnten. Da die Hohlleiterhöhe im Ringbereich die effektive Länge des Ringkopplers und damit dessen Mittenfrequenz bestimmt, waren geringe Abweichungen zwischen Theorie und Praxis im W-Band unumgänglich.

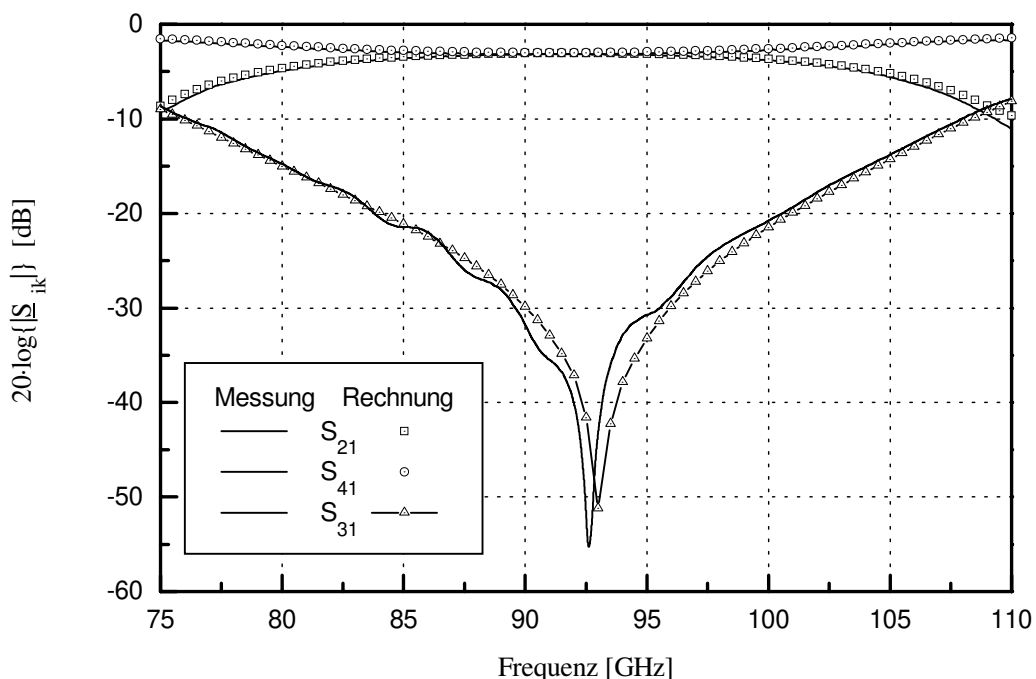


Bild 6.12: Berechnete und gemessene S-Parameter des 180°-Ringkopplers (Beträge)

Gleichwohl belegt die in Bild 5.12 dargestellte Gegenüberstellung von gemessenen und berechneten S-Parametern eine ausgezeichnete Fertigungsqualität. Aus Gründen der

Übersichtlichkeit ist in Bild 6.12 das Ergebnis für \underline{S}_{11} nicht enthalten, da es weitgehend mit dem Verlauf dem Verlauf von \underline{S}_{31} entspricht.

Wie bereits zu Anfang erwähnt, besitzen die Ausgangssignale nur für die Mittenfrequenz den Idealwert der Phasenverschiebung von 0° bzw. 180° . Bild 6.13 zeigt allerdings, daß der Frequenzgang der Phasenverschiebung für die vorgesehene Anwendung toleriert werden kann. Die als obere bzw. untere Grenze bezeichneten Werte beziehen sich auf die Ergebnisse aus Bild 4.9.

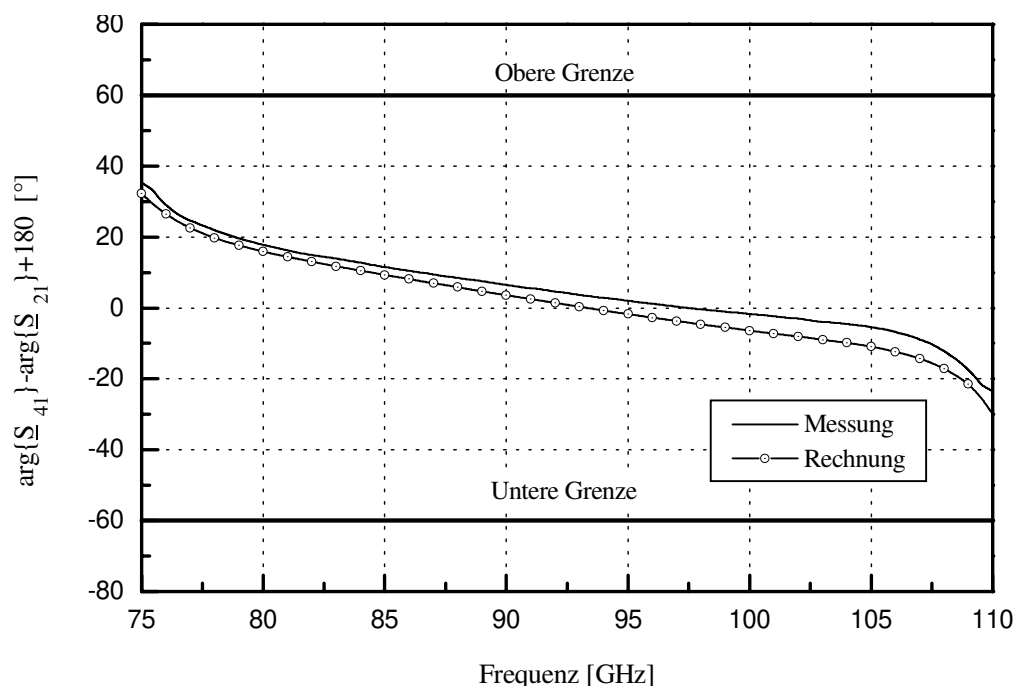


Bild 6.13: Phasendifferenz zwischen Tor 4 und Tor 2 bei Einspeisung an Tor 1

Auch hier zeigt sich, das in der Praxis die berechnete Phasenverschiebung nur mit begrenzter Genauigkeit zu erreichen war, was in Anbetracht der Fertigungsprobleme aber auch nicht überrascht.

Trotzdem bildet die Kombination eines Verzweigungskopplers mit einem Ringkoppler eine gute Basis für den Aufbau von Modulatoren und Empfängern, die einen Betrieb des Meßsystems über ein ganzes Hohlleiterband ermöglichen.

6.4 Hohlleiterabschlüsse

Für die Funktion des in Bild 5.11 bzw. 5.12 dargestellten Gesamtsystems ist es wichtig, daß nicht genutzte Hohlleiteröffnungen mit reflexionsarmen Abschlüssen versehen sind. Weiterhin wird auch für die Kalibrierung des Gesamtsystems ein Präzisionsabsorber benötigt. Sehr gute Ergebnisse zeigten Abschlüsse, bei denen eine aus einem verlustreichen Material hergestellte Pyramide in den Hohlleiter hineinragt.

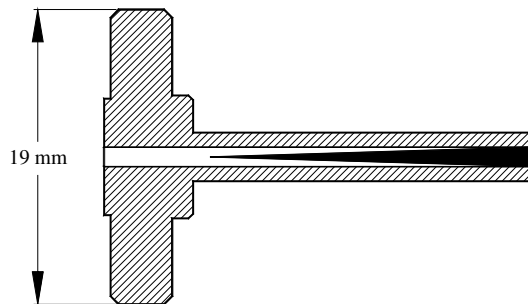


Bild 6.14: Hohlleiterabschluß für das W-Band

Durch Fräsen eines speziellen Absorbermaterials [74] wurde zunächst ein Absorberkeil hergestellt. Dabei erwies es sich als notwendig, die jeweils nicht bearbeitete Seite mit Kunstharz auszusteifen. Anschließend erfolgte von Hand ein Zuschliff auf die Pyramidenform.

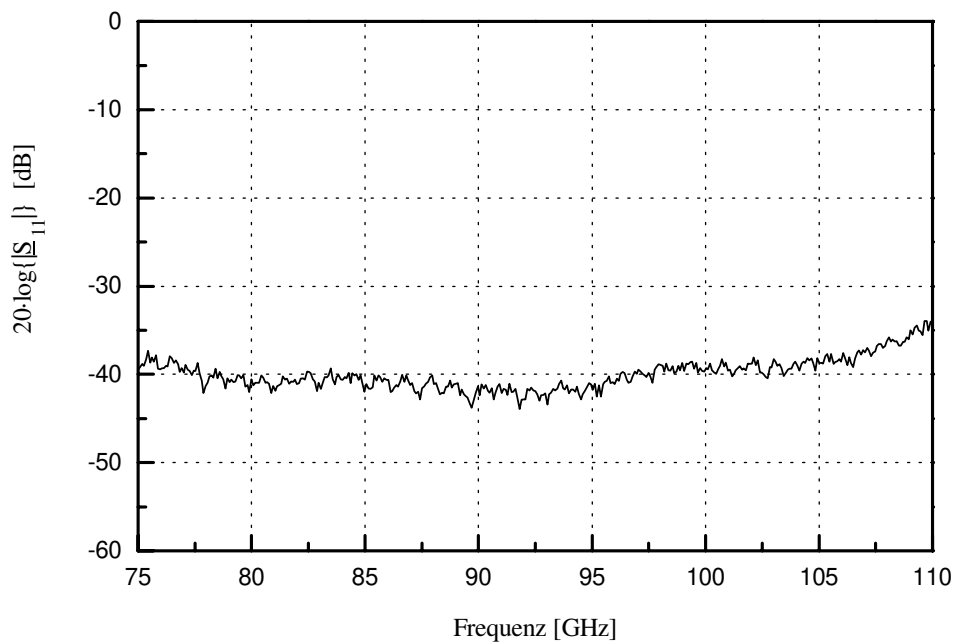


Bild 6.15: S-Parameter eines Abschlusses für das W-Band

Messungen zeigten, daß die Reflexionsdämpfung des Absorbers entscheidend von der Qualität der Pyramidenspitze abhängt. Die mit diesem Verfahren erreichten Ergebnisse übertreffen die von kommerziellen Absorbern garantierten Daten.

6.5 Modulator

Die in Kap. 5 vorgenommene Systemdiskussion hat gezeigt, daß der Einsatz eines Polaritätsmodulators erhebliche Vorteile für das Gesamtsystem mit sich bringt. Ein für den Mikrowellenbereich geeigneter Aufbau eines derartigen Modulators ist in Bild 6.16 dargestellt.

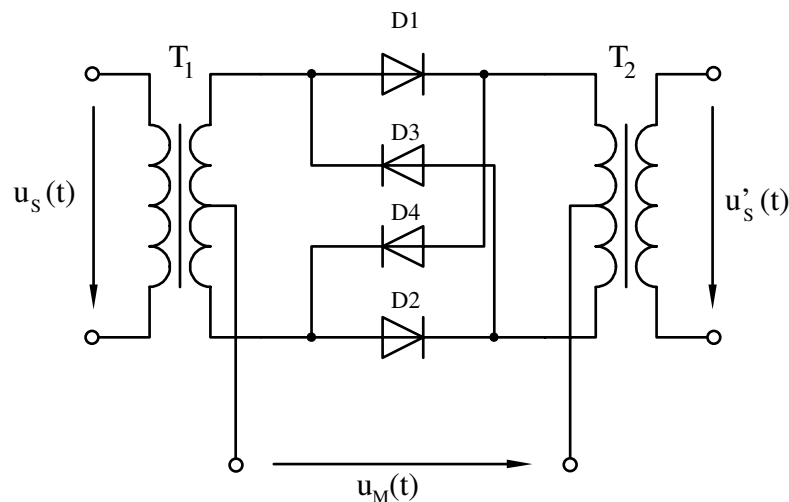


Bild 6.16: Ersatzschaltbild eines Ringmodulators

Das zu modulierende Hochfrequenzsignal $u_s(t)$ wird über einen Transformator auf ein Diodenquartett gegeben, welches unter dem Einfluß der Modulatorspannung $u_M(t)$ eine 180° -Phasenumschaltung des Eingangssignals bewirkt. Aufgrund der ringförmigen Anordnung der Dioden wird diese Schaltung in der Literatur auch häufig als Ringmodulator bezeichnet. Die Auskopplung des modulierten Signals $u'_s(t)$ erfolgt wieder über einen Transformator.

Für die praktische Anwendung dieses Prinzips im Millimeterwellenbereich stellt die Herstellung der Transformatoren das Hauptproblem dar, was nur in Form geeigneter Leitungsschaltungen möglich ist. Ein besonders kompakter Aufbauvorschlag für ein entsprechendes Leitungsnetzwerk wurde von Goebel in [75] veröffentlicht. Sein Vorschlag zeichnet sich durch einen gemischten Einsatz von Hohlleitern und Streifenleitern aus,

wobei die notwendige Signaltransformation allein durch eine geschickte Anordnung der Leitungen erreicht wird. Auf diese Weise erübrigen sich verlustreiche Leitungstransformatoren in planarer Schaltungstechnik, und gleichzeitig wird der Einbau von Dioden in kostengünstigen Beam-Lead-Gehäusen unterstützt.

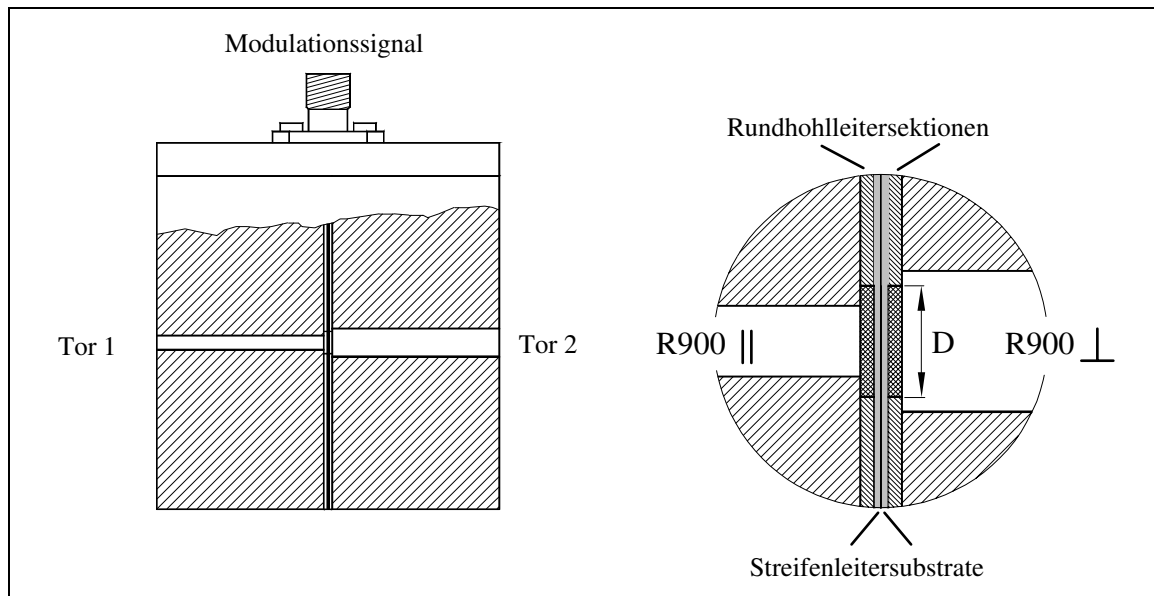


Bild 6.17: Ringmodulator für das W-Band

Bild 6.17 zeigt die Umsetzung des von Goebel vorgeschlagenen Aufbaus für das W-Band. Das zu modulierende Signal wird als H_{10} -Welle an Tor 1 eingespeist und koppelt dann über einen abrupten Übergang auf einen mit Teflon gefüllten Rundhohlleiter (Durchmesser D , H_{11} -Mode). Durch die Teflonfüllung ergeben sich günstige Reflexionseigenschaften des Übergangs. Dieser von Goebel empirisch gefundene Zusammenhang konnte durch ein zu diesem Zweck entwickeltes Feldberechnungsprogramm [76] und Messungen [77] bestätigt werden. Der Rundhohlleiter wird durch zwei transversal zur Ausbreitungsrichtung angeordnete Substrathälften (Dicke $h=0,127$ mm) gestört, die als Trägermaterial für eine in der Mitte des Modulators angeordnete symmetrische Leitungsstruktur mit vier Streifenleitungen dienen (Bild 6.18). Diese Leitungen ragen in den Rundhohlleiter hinein und koppeln im Idealfall die eingespeiste Signalenergie vollständig in die Streifenleiteranordnung aus. Dies wird durch die um 90° gedrehte Anordnung des zweiten Rechteckhohlleiters ($R900 \perp$) erreicht, wodurch dieser Übergang für die von Tor 1 angeregte Rundhohlleiterwelle eine Totalreflexion darstellt. Die Länge des vor und hinter dem Substrat liegenden Rundhohlleiters ist so dimensioniert, daß die Kopplung zwischen Rundhohlleiter und Streifenleiter optimal ist.

Die Leitungsstruktur ist vollständig auf einer Substrathälfte untergebracht. Die zweite Hälfte besitzt lediglich vier Bohrungen, die die Gehäuse der PIN-Dioden aufnehmen. Die Rückseite der Substrate ist mit Ausnahme des freigeätzten Rundhohlleiterquerschnitts einfach metallisiert. Das Layout der Streifenleitungsschaltung, in das zusätzlich die Abmessungen des Rundhohlleiters gestrichelt eingezeichnet sind, zeigt Bild 6.18.

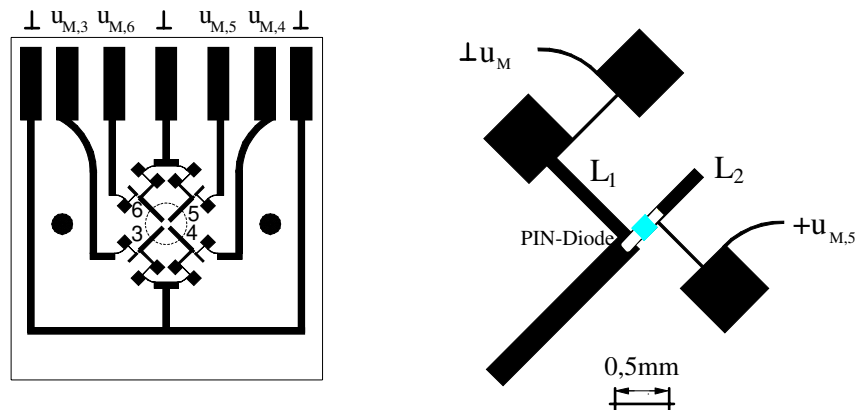


Bild 6.18: Layout der Modulatorschaltung mit Tornummerierung und Detaildarstellung

Die von Goebel allgemein angegebene Streumatrix des aus den zwei Hohlleitern und vier Streifenleitern geformten Sechstors zeigt, daß bei Abschluß der Streifenleiter mit reflektierenden Phasenschiebern ein idealer Polaritätsmodulator realisiert werden kann. Eine Anregung an Tor 1 mit der Wellenamplitude $\underline{a}_1 = 1$ erzeugt bei Abschluß von Tor 3 und 5 mit einem Reflexionsfaktor $\underline{\Gamma}_1$ und an Tor 4 und 6 mit $\underline{\Gamma}_2$ eine transmittierte Welle \underline{b}_2 an Tor 2

$$\underline{b}_2 = -0.5 \cdot (\underline{\Gamma}_1 - \underline{\Gamma}_2) \quad (6.1)$$

bzw. nach einem Vertauschen der Torreflexionen

$$\underline{b}_2 = -0.5 \cdot (\underline{\Gamma}_2 - \underline{\Gamma}_1). \quad (6.2)$$

Für die Eingangsreflexion ergibt sich in beiden Fällen:

$$\underline{b}_1 = 0.5 \cdot (\underline{\Gamma}_1 + \underline{\Gamma}_2) \quad (6.3)$$

Wie die Gln. (6.1) bis (6.3) zeigen, sollten die Phasenschieber in beiden Stellungen einen Reflexionsfaktor mit dem Betrag 1, aber 180° Phasenunterschied aufweisen. In diesem Fall

wird die eingespeiste Signalleistung ungedämpft auf den zweiten Hohlleiter übertragen. Ein Umschalten der Torreflexionen bewirkt lediglich eine Phasenänderung des Ausgangssignals um 180° . Damit besitzt die vorgestellte Schaltung die Eigenschaften eines idealen Polaritätsmodulators.

Das wesentliche Problem bei der praktischen Herstellung bestand in der Bereitstellung der schaltbaren reflektierenden Phasenschieber. Die hierfür i. allg. eingesetzten PIN-Dioden weisen ohne geeignete Anpassungsmaßnahmen nicht das gewünschte Reflexionsverhalten auf, da sie im durchgeschalteten Zustand eine nicht vernachlässigbare Längsimpedanz besitzen und die im Sperrzustand hochohmige Diodenstrecke durch eine parasitäre Gehäusekapazität überbrückt wird [78].

Für die Optimierung der Anpassungsschaltung wurden zunächst mit einem skalierten Modell des Sechstors (Frequenzbereich 12-18 GHz) Streuparameter-Messungen an verschiedenen planaren Auskoppelstrukturen vorgenommen und diese empirisch optimiert. Die S-Parameter einer besonders breitbandigen Sechstorstruktur bildeten die Basis für die Optimierung der Anpassungsschaltung im Frequenzbereich 75 - 110 GHz, wobei ein Vorentwurf gemäß den Ergebnissen aus [79] die Grundstruktur der Leitungsschaltung festlegte. Bild 6.18 zeigt, daß die Anpassung wesentlich durch eine mit einem virtuellen Kurzschluß versehene (L_1) und eine leerlaufende Stichleitung (L_2) erreicht wird.

Ein weiterer Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß für das Modulationssignal alle Dioden voneinander entkoppelt sind, wodurch jede von ihnen mit einem individuell eingestellten Treibersignal angesteuert werden kann. Auf diese Weise ist eine Kompensation von Exemplarstreuungen der Dioden möglich, was sich in einer verbesserten Symmetrie des Modulators bemerkbar macht.

Die Messung der S-Parameter eines Modulators im statischen Betrieb gibt bereits Auskunft über wichtige Betriebseigenschaften. Bild 6.19 belegt die ausgezeichnete Symmetrie der Schaltung, die über das gesamte Hohlleiterband eingehalten wird und eine gute Trägerunterdrückung gewährleistet. Die Transmissions- und die Reflexionsdämpfung kann im gesamten Bereich als sehr gut angesehen werden. Dies gilt in besonderen Maße für den mit ca. 30 dB Dämpfung gemessenen Isolationsstatus ($\underline{\Gamma}_1 = \underline{\Gamma}_2 = \underline{\Gamma}$).

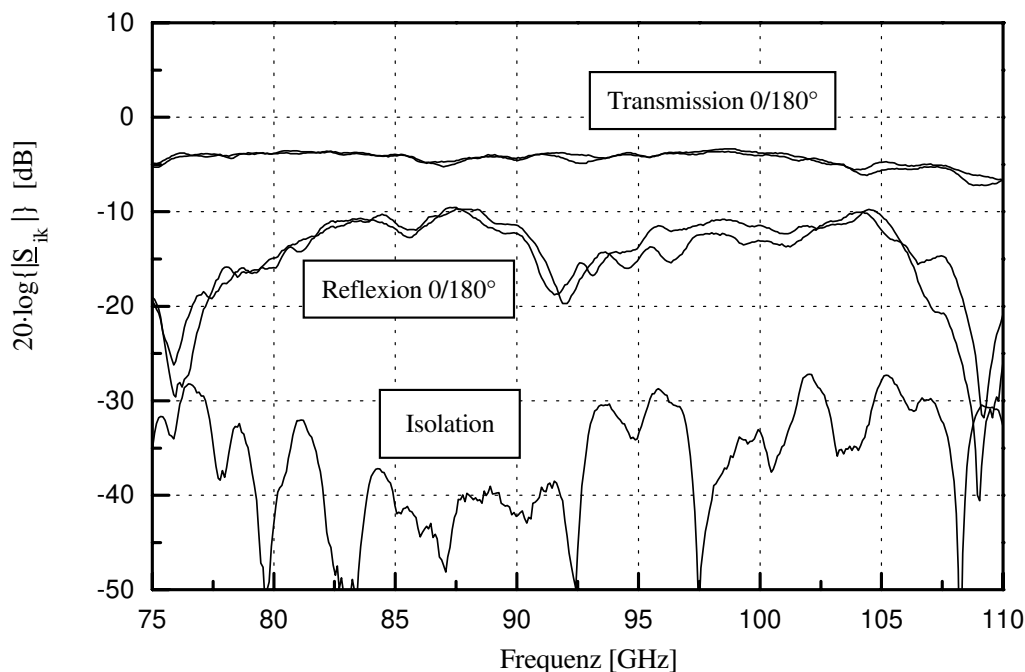


Bild 6.19: S-Parameter des Modulators für verschiedene Schaltzustände

Durch Zusammenschaltung eines Verzweigungskopplers, eines Ringkopplers und zweier Modulatoren wurde anschließend ein ESB-Modulator gemäß Bild 5.3 aufgebaut. Um die gute Symmetrie der Einzelkomponenten auch für den Gesamtaufbau zu erhalten, erfolgte die Verbindung der einzelnen Komponenten mit besonders präzise gefertigten Hohlleitern.

Der Gesamtaufbau wurde anschließend im dynamischen Betrieb durch Aufzeichnung des in den Frequenzbereich um 4 GHz heruntergemischten modulierten Millimeterwellensignals ($f=94$ GHz) mit einem Spektrumanalysator untersucht. Mit dieser Messung konnten die aus den statischen Messungen der Einzelkomponenten resultierenden hohen Erwartungen auch im dynamischen Betrieb bestätigt werden. Sowohl die Trägerunterdrückung (-29 dB) als auch die Unterdrückung des unerwünschten (unteren) Seitenbandes ($\dot{S} = -25$ dB) erreicht ausgezeichnete Daten.

Trotz dieser sehr guten Daten muß festgehalten werden, daß mit einem derartigen Modulator naturgemäß nur schmalbandig eine hohe Unterdrückung des unerwünschten Seitenbandes zu erreichen ist. Meßwerte der Seitenbandunterdrückung bei 85 ($\dot{S} = -13$ dB) und 80 GHz ($\dot{S} = -10$ dB) zeigen die Grenzen dieser Schaltung auf.

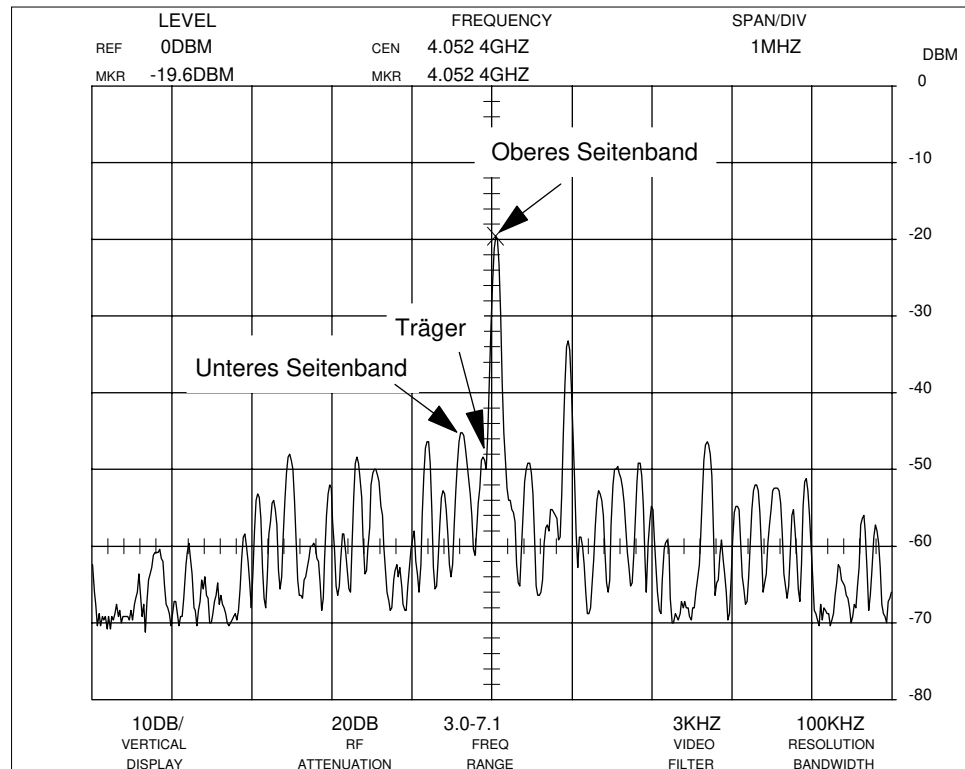


Bild 6.20: Spektrum des heruntergemischten 94 GHz-ESB-Signals

6.6 Mischer

Aus der Literatur [80] ist bekannt, daß der in Bild 6.16 dargestellte Ringmodulator auch als Mischer eingesetzt werden kann. Bei dieser allgemein als Ringmischer bezeichneten Schaltung wird das Lokaloszillatorsignal über den zweiten Transformator (T_2 in Bild 6.16) eingespeist, und das Zwischenfrequenzsignal kann an den Mittelabgriffen der beiden Transformatoren abgegriffen werden. Die Vorteile dieser Schaltung liegen in der gegenseitigen Entkopplung der Tore und der Unterdrückung von Amplitudenschwankungen des Lokaloszillators.

Da die Dioden in diesem Fall durch ein hochfrequentes Signal umgeschaltet werden müssen, sind PIN-Dioden für diese Anwendung nicht geeignet. Für den Millimeterwellenbereich werden GaAs-Schottky-Dioden angeboten, die in einem Beam-Lead-Gehäuse erhältlich sind und damit gut in eine planare Leitungsschaltung integriert werden können.

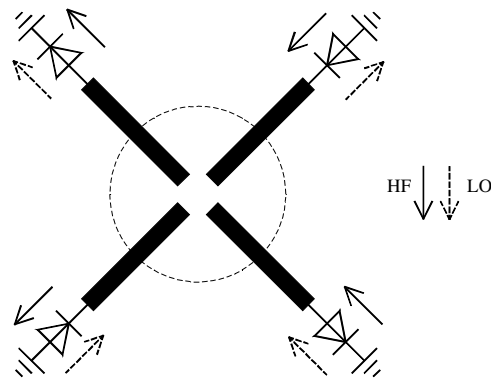


Bild 6.21: Aussteuerung der Dioden

Mit Hilfe der Sechstor-Streumatrix können die an den Streifenleitertoren verfügbaren Wellenamplituden berechnet werden, wenn die Anordnung von beiden Hohlleitertoren angeregt wird. Bild 6.21 zeigt die für Ringmischer typische Aufteilung des Hochfrequenz- und des Lokaloszillatorsignals auf die vier Dioden. Werden die Dioden wie skizziert paarweise verdreht angeordnet, können die über Tiefpaßschaltungen abgegriffenen Zwischenfrequenzsignale einfach galvanisch zusammengeführt werden.

In Bild 6.21 ist aus Gründen der besseren Übersicht die Anpassungsschaltung der Dioden nicht enthalten. Sie hat die Aufgabe, die Impedanz der Dioden an die Quellimpedanz der Koppelstruktur anzupassen, und besitzt ein ähnliches Layout, wie in Bild 6.18 dargestellt. Die Entwicklung der planaren Schaltung erfolgte in gleicher Weise wie bei dem zuvor beschriebenen Modulator.

Ein weiterer Vorteil dieses Mischeraufbaus besteht in der galvanischen Entkopplung der Mischerdioden. Auf diese Weise kann über eine im Zwischenfrequenzkreis angeordnete Diplexerschaltung ein Gleichstrom auf die Dioden gegeben werden. Diese externe Arbeitspunkteinstellung ist aufgrund der geringen zur Verfügung stehenden Lokaloszillatorleistung besonders wichtig. Der Diplexer bildet zusammen mit dem nachfolgenden rauscharmen Vorverstärker und dem Mischer eine mechanische Einheit.

Die Vermessung der Mischer erwies sich als relativ schwierig, weil hierfür i. allg. zwei breitbandig abstimmbare Generatoren mit sehr guter Frequenzstabilität und hoher Ausgangsleistung notwendig sind. Da diese Meßausrüstung nicht zur Verfügung stand, wurde der Frequenzgang des Konversionsverlustes unter Verwendung einer selbst entwickelten, breitbandig einstellbaren Signalquelle [81] in einem homodynen Meßaufbau vermessen. Aufgrund der geringen Ausgangsleistung dieser Quelle konnten breitbandige Messungen nur mit einem geringen Lokaloszillatorpegel durchgeführt werden. Bild 6.22 zeigt, daß dank der externen Arbeitspunkteinstellung trotzdem gute Ergebnisse erreichbar sind. Die

Abhängigkeit des Konversionsverlustes von der Lokaloszillatorleistung wurde mit Hilfe des varaktorabgestimmten Gunn-Oszillators bei 92 GHz untersucht, da bei dieser Frequenz die größte Ausgangsleistung zur Verfügung steht. Es ist zu erkennen, daß ein Oszillatorpegel $P_{LO} \leq -5$ dBm zu einem weitgehend linearen Verhalten des Mischers hinsichtlich des Oszillatorsignals führt.

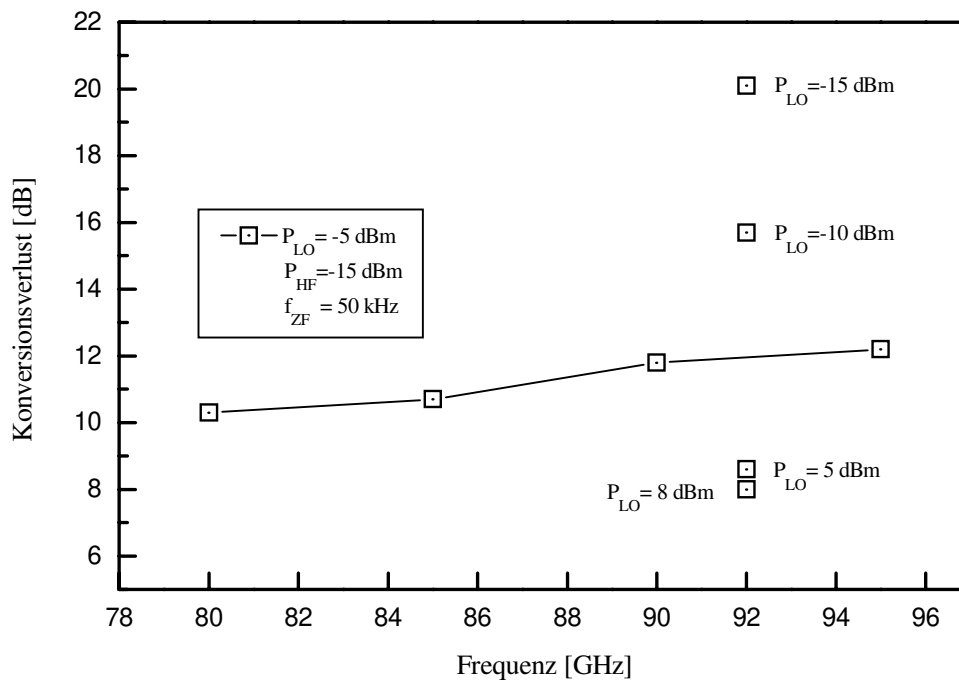


Bild 6.22: Konversionsverhalten des Mischers

Neben dem absoluten Wert des Konversionsverlustes ist die Linearität des Mischers für die Funktion des Meßsystems von besonderem Interesse, da sich ein hierauf basierender Fehlereinfluß nicht durch übliche Korrekturverfahren beseitigen läßt. Eine entsprechende Messung erfolgte während der Entwicklungsphase des Test-Sets. Das in Bild 6.23 dargestellte Ergebnis belegt eine geringe Nichtlinearität ab Meßpegeln von etwa -10 dBm. Durch Änderung des Test-Set-Aufbaus ließ sich dieser Effekt im Endaufbau beseitigen.

Die Meßergebnisse in Bild 6.24 zeigen die S-Parameter eines Mischers. Neben einer nur mäßig guten Anpassung des Mischers ist eine gute Entkopplung der Hohlleitertore für das gesamte W-Band erreicht worden.

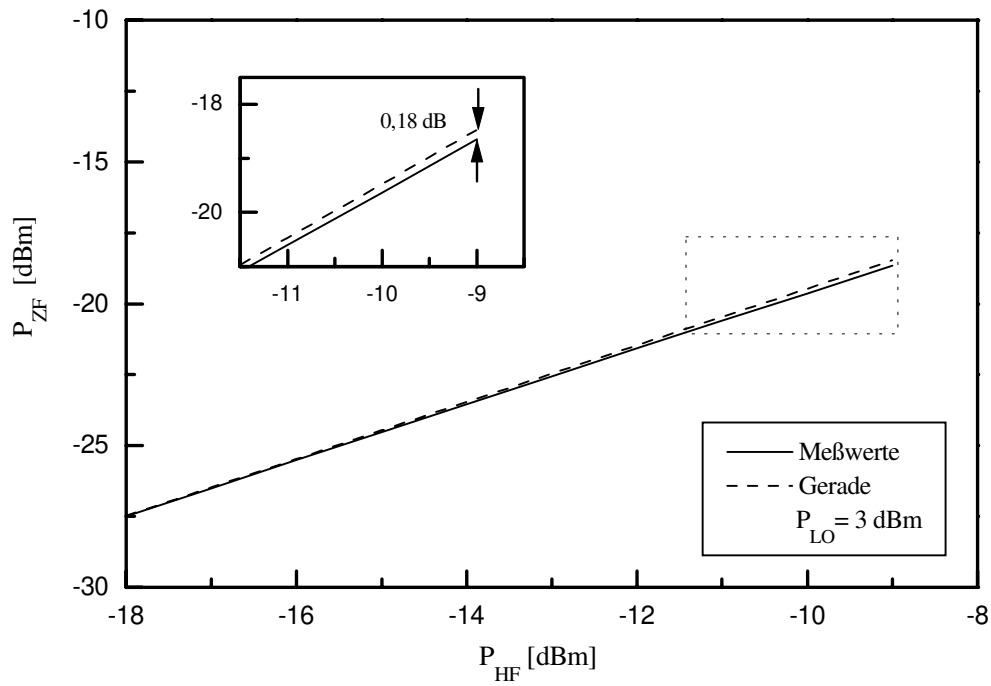


Bild 6.23: Linearität des Mixers

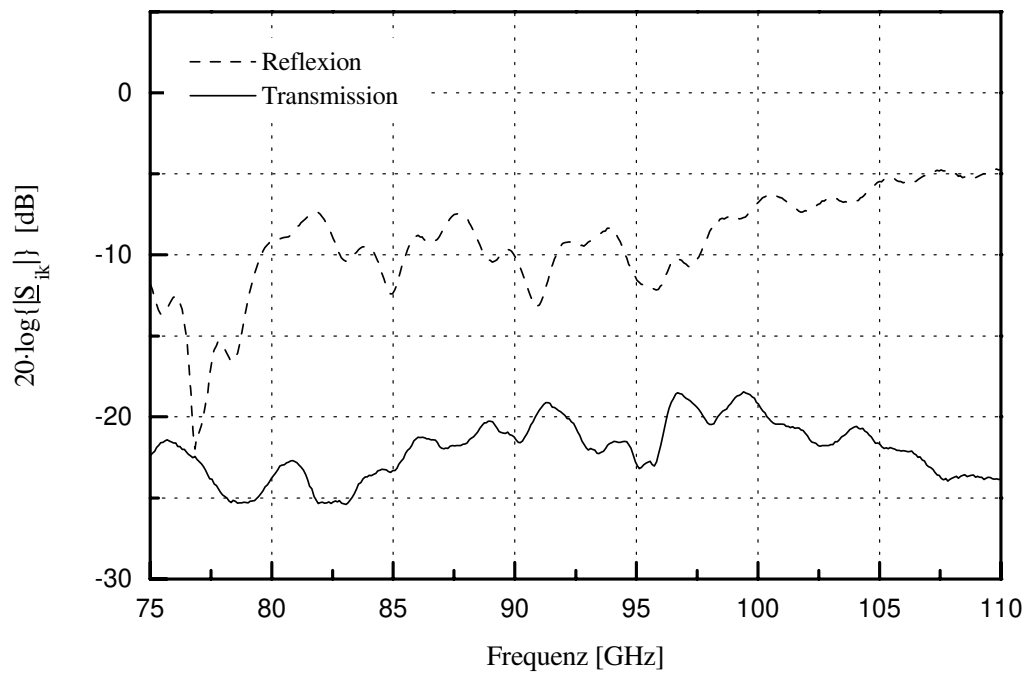


Bild 6.24: S-Parameter des Mixers

6.7 Kalibrierstandards

Als letzte "Hochfrequenzkomponente" soll der Aufbau der für die Systemfehlerkorrektur benötigten Kalibrierstandards vorgestellt werden. Das in dieser Arbeit eingesetzte TMSO-Kalibrierverfahren benötigt zwei Kurzschlüsse mit unterschiedlichen, vorgeschalteten Leitungslängen (z.B. Offset-Kurzschlüsse der Länge $l_1 = \lambda/8$, $l_2 = 3\lambda/8$), einen möglichst guten Absorber und eine Durchgangsleitung. Die Längen der Offsetkurzschlüsse und der Durchgangsleitung müssen mit hoher Genauigkeit bekannt sein.

Die Herstellung eines genau definierten Offset-Kurzschlusses bereitet große Schwierigkeiten, da hierfür ein Präzisionshohlleiter mit einer exakt transversal angeordneten Kurzschlußwand abgeschlossen sein muß. Industriell gefertigte Offsetkurzschlüsse bestehen meist aus einer Kurzschlußplatte und einem kurzen Hohlleiter-Zwischenstück, die zusammen mit dem zu kalibrierenden Meßtor verschraubt werden. Durch die Schraubverbindung kann allerdings kein Präzisionskontakt zwischen der Kurzschlußplatte und dem Hohlleiter hergestellt werden.

Eine Verbesserung ist durch die in dieser Arbeit hergestellten einteiligen Offset-Kurzschlüsse erzielt worden. Sie bestehen aus einem gefrästen Hohlleiterkanal, der am Ende in einem speziellen Lötverfahren mit einer Kurzschlußwand versehen wird. Auf diese Weise ist eine sehr gut leitende Verbindung der Kurzschlußplatte mit dem Hohlleiter gewährleistet, dessen Querschnittsgeometrie zusätzlich besonders hohen Genauigkeitsanforderungen genügt. Bild 6.25 zeigt in einem Vergleich den unterschiedlichen Aufbau der Kalibrierstandards.

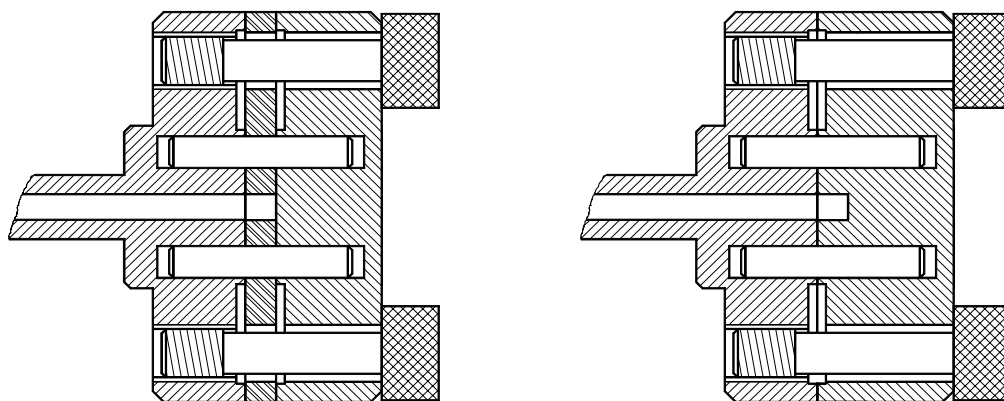


Bild 6.25: Aufbau von Offset-Kurzschlüssen mit Präzisionsflanschen

- a) Aufbau mit Zwischenstück
- b) gelöteter Aufbau

Der Erfolg dieser Maßnahme konnte durch Messungen bestätigt werden. Zunächst wurde ein heterodyner NA HP 8510C mit einem Kalibrierkit, bestehend aus einer Kurzschlußplatte, einem $\lambda/4$ -Zwischenstück sowie einem Präzisionsabsorber, kalibriert. Anschließend diente der zusammengeschrabte Offset-Kurzschluß als Meßobjekt. In einer zweiten Meßreihe wurde der der gleichen Kalibrieranordnung ein gelöteter Präzisionskurzschluß vermessen. Ein Vergleich der beiden in Bild 6.26 dargestellten Meßergebnisse belegt, daß mit dem Präzisionskurzschluß ein um etwa 0,02 dB höherer Reflexionsfaktor erzeugt werden kann.

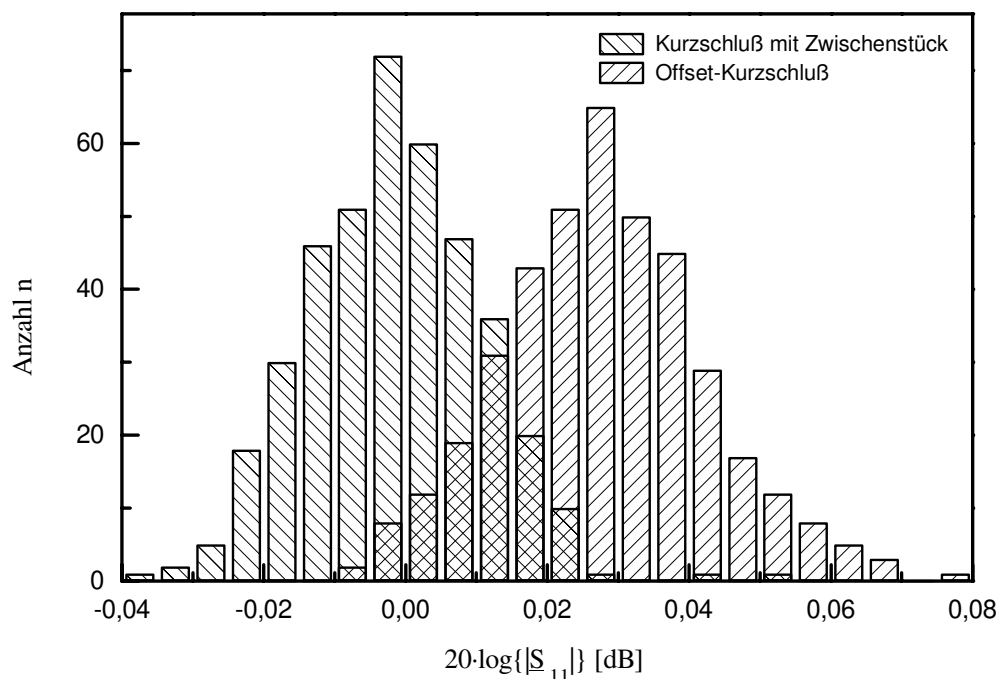


Bild 6.26: Meßwerte unterschiedlich hergestellter Kalibrierstandards
(Stichprobenumfang jeweils 401 Meßwerte)

Wie bereits zuvor angedeutet, werden bei einer Hohlleiterverbindung die Flansche des Meßtors und der Kalibrierstandards mit Hilfe von Schrauben aufeinander fixiert. Erfolgt das Anziehen der Schrauben von Hand, ist mit einer geringeren Reproduzierbarkeit der Messung zu rechnen, da das Anzugsmoment nicht immer gleich ausfällt. Die durch Verwendung eines Drehmomentschlüssels erzielte Verbesserung konnte meßtechnisch nachgewiesen werden. Bild 6.27 zeigt die über zehn Messungen gemittelte Abweichung R eines Meßwertes von einem zuvor gemessenen Referenzwert für zwei unterschiedliche Montagetechniken. Im Vergleich zeigt die Verbindung von Kalibrierstandard und Meßtors mit einem definierten Drehmoment eine geringere Schwankung der Meßwerte. Es ist

allerdings zu erkennen, daß dieser Vorteil sich nur bei einem sehr hohen Signal-Rauschabstand signifikant bemerkbar macht. Dies trifft für die hier durchgeführten Messungen zumindest im oberen Frequenzbereich kaum noch zu, was vermutlich auf den zunehmenden Konversionsverlust der harmonischen Mischer zurückzuführen ist.

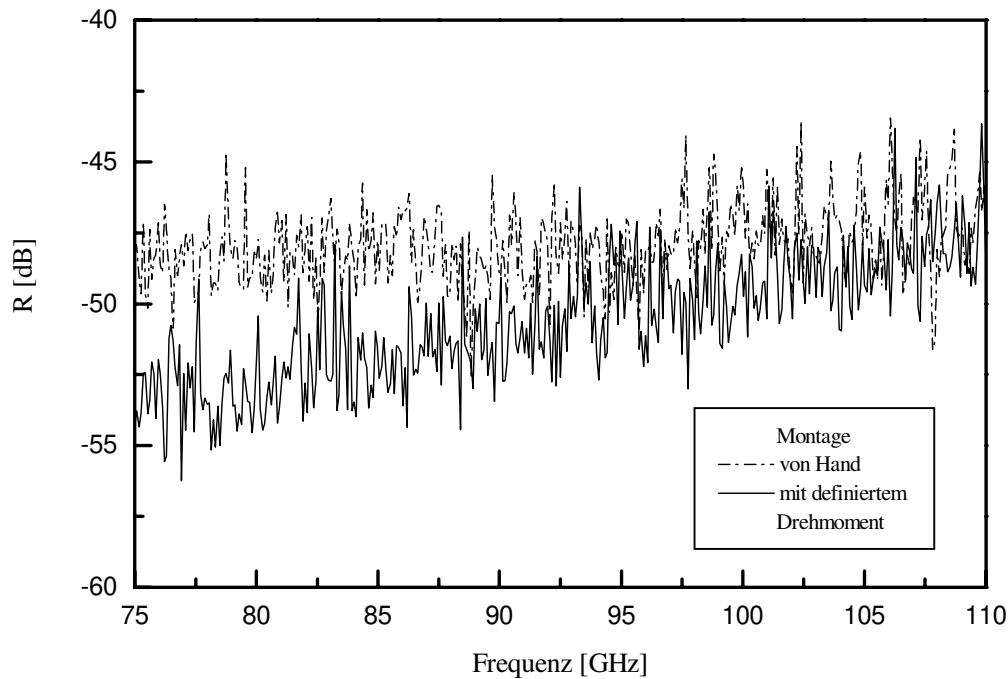


Bild 6.27: Verbesserung der Reproduzierbarkeit durch Montage mit einem definiertem Drehmoment

Weitere Komponenten des Kalibrierkits sind ein verschiebbarer Absorber sowie eine Präzisionsdurchgangsleitung. Für alle Kalibrierstandards wurde ein in Frästechnik hergestelltes Hohlleitermaterial verwendet. Auf diese Weise werden Toleranzen des Hohlleiterquerschnitts auf ein Minimum reduziert.

7 Kalibrierung und Fehlerbetrachtung

Selbst bei sorgfältiger Auslegung sämtlicher Einheiten weist ein komplexes System wie der hier betrachtete NA eine Vielzahl von zufälligen und systematischen Fehlergrößen auf, die das Meßergebnis maßgeblich beeinflussen können und somit bei einer quantitativen Abschätzung der Meßunsicherheit zu berücksichtigen sind.

Zufällige Fehler entstehen durch Rauschen und Nichtreproduzierbarkeiten der mechanisch bewegten Elemente des NA. Hierzu zählen der Hohlleiterumschalter und die Flanschverbindungen an den Meßtoren. Da zufällige Fehlereinflüsse nicht korrigiert werden können, ist eine besonders sorgfältige Auslegung dieser Komponenten notwendig. Ein Beispiel hierfür ist die bereits beschriebene Ausstattung der Meßtore mit Präzisionsflanschen.

Systematische Fehler eines Systems lassen sich korrigieren, wobei die Korrekturterme durch eine zuvor vorgenommene Kalibrierung zu bestimmen sind. Um den Korrekturaufwand in vertretbaren Grenzen zu halten, ist es allerdings sinnvoll, möglichst viele Fehlereinflüsse bereits durch eine gute Schaltungsauslegung auf ein vernachlässigbares Maß zu reduzieren. Hierzu zählt die z.B. die Drift des hier betrachteten Meßsystems, die im wesentlichen durch die Frequenz- und Leistungsdrift des Signalgenerators sowie die Längenänderungen der Verbindungshohlleiter verursacht wird und sich damit auf Temperaturänderungen zurückführen läßt. Während die Frequenzdrift durch die in Kap. 5 beschriebene Regelung in tolerierbaren Grenzen gehalten wird, wirkt sich die Leistungsdrift des Oszillators infolge des Verzichtes auf eine Referenzmeßstelle direkt auf das Meßergebnis aus. Messungen zur Drift der VCO-Leistung belegen aber eine geringe Temperaturabhängigkeit ($0,04 \text{ dB/C}^\circ$), so daß für Messungen unter Laborbedingungen auf eine Korrektur verzichtet werden kann. Längenänderungen der Hohlleiter aufgrund einer sich ändernden Umgebungstemperatur können ebenfalls einen großen Einfluß auf das Meßergebnis ausüben. Um diesen Effekt klein zu halten, weisen der Test- und der Lokaloszillatorzweig eine annähernd gleiche elektrische Länge auf.

Ein weiterer Fehlereinfluß, der bei dem hier diskutierten System nicht korrigiert wird, beruht auf Nichtlinearitäten, für die im wesentlichen die Mischer sowie die übrigen signalverarbeitenden Schaltungsteile wie Verstärker und Detektor verantwortlich sind. Entsprechende Kontrollmessungen zeigten, daß diese Effekte vernachlässigbar sind.

Der folgende Teil dieses Kapitels beschreibt in erster Linie die Fehlerkorrektur des Hochfrequenzteils. Wichtige Einflußgrößen sind Übersprechen, der Frequenzgang des Gesamtsystems und Reflexionen innerhalb des Meßsystems. Wie sich zeigen läßt, können diese

Fehler durch das im folgenden als Systemfehlerkorrektur bezeichnete Verfahren im Idealfall vollständig beseitigt werden. Allerdings sollte bereits beim Entwurf auf möglichst kleine und vor allem driftarme Fehlerquellen geachtet werden. In der Praxis ist bei NA vor dem Beginn von Messungen eine derartige Kalibrierung durchzuführen, da ansonsten keine sehr präzisen Meßergebnisse zu erwarten sind.

Auch für den niederfrequenten Schaltungsteil findet eine Kalibrierung statt, die jedoch sehr langzeitstabil und daher nur selten zu wiederholen ist. Hierzu zählt zum einen die Messung des Gleichspannungsoffsets am A/D-Wandler sowie die Erfassung der genauen Verstärkungswerte des programmierbaren Verstärkers. Dies ist notwendig, da diese Werte durch die Schaltungsauslegung nur ungenügend genau eingestellt werden können.

Die Beschreibung der in das Betriebssystem implementierten Kalibrierverfahren soll gegensätzlich zur Signalflußrichtung erfolgen, so daß zunächst die Kalibrierung des Zwischenfrequenzteils in knapper Form vorgestellt wird. Darauf aufbauend beginnt die Kalibrierung des Hochfrequenzteils mit dem TMSO-Verfahren. Da die Eintorkalibrierung nur eine Teilmenge des vollständigen Kalibrierverfahrens umfaßt, wird dieses Kalibrierverfahren anhand einer Reflektometerkalibrierung eingeführt und dann auf Zweitormessungen erweitert. Die Etablierung der komplexen Meßfähigkeit im Rahmen der Selbstkalibrierung wird nur am Rande erwähnt, da die Grundlagen dieses Verfahrens in Kap. 4 bereits ausreichend dargelegt sind.

7.1 Kalibrierung des Zwischenfrequenzteils

Die Kalibrierung des Zwischenfrequenzteils umfaßt die Baugruppen A/D-Wandler und programmierbarer Verstärker. Der A/D-Wandler wird durch zwei bekannte Spannungswerte kalibriert, wodurch anschließend die Messung absoluter Spannungswerte möglich ist. Für die Funktion des Meßsystems ist dies nicht notwendig, da aufgrund der zusätzlich durchzuführenden Systemkalibrierung lediglich Verhältnisse von Meßspannungen zur Auswertung kommen. Daher ist für den programmierbaren Verstärker nur eine auf die Verstärkungseinstellung 0 dB bezogene relative Kalibrierung der einzelnen Verstärkungsstufen im Betriebssystem implementiert. Die dabei ermittelten komplexen Korrekturwerte leisten sowohl eine Amplituden- als auch eine Phasenkorrektur. Die Steuerung der gesamten Kalibrierung erfolgt weitgehend automatisch durch das Betriebssystem unter Verwendung eines in der Amplitude einstellbaren programmierbaren Testsignals (vergl. Bild 5.11).

7.2 Fehlermodell für Eintormessungen

Wie bereits zu Anfang dieses Kapitels ausgeführt, wird das Meßsignal wesentlich durch die Eigenschaften des Hochfrequenzteils beeinflusst. Allerdings lassen sich diese Eigenschaften durch ein relativ einfaches Fehlermodell beschreiben, dessen Elemente durch die Vermessung von Kalibrierstandards bestimmt werden. Die Herleitung des Fehlermodells soll in dieser Arbeit nur soweit dargestellt werden, wie es für die Erläuterung spezifischer Probleme des gewählten Meßaufbaus notwendig ist. Ansonsten wird auf die umfangreiche Literatur zu diesem Thema verwiesen z.B. [17], [82]. Der Vollständigkeit halber sei zusätzlich angemerkt, daß die Bezeichnung TMSO-Verfahren von den hierfür eingesetzten vier Kalibrierstandards herrührt (Through, Match, Short, Open).

Für die Herleitung eines geeigneten Fehlermodells für Eintormessungen ist es sinnvoll, den in Bild 5.11 dargestellten NA auf die formale Darstellung des sogenannten Ein-Meßstellen-Reflektometers reduzieren, da im Gegensatz zu einer Anordnung mit zwei Meßstellen kein Referenzsignal gemessen wird.

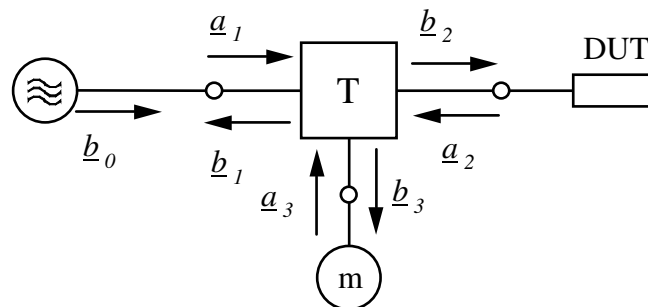


Bild 7.1: Ein-Meßstellen-Reflektometer

Wird für das Dreitor T allgemein eine Beschreibung durch eine Streumatrix $\underline{\underline{S}}$ angesetzt, ergibt sich folgender Zusammenhang zwischen den beteiligten Wellengrößen:

$$\begin{pmatrix} \underline{b}_1 \\ \underline{b}_2 \\ \underline{b}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} & \underline{S}_{13} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} & \underline{S}_{23} \\ \underline{S}_{31} & \underline{S}_{32} & \underline{S}_{33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{a}_1 \\ \underline{a}_2 \\ \underline{a}_3 \end{pmatrix} \quad (7.1)$$

Mit den an den drei Toren wirksamen Reflexionsfaktoren $\underline{r}_Q, \underline{\Gamma}, \underline{r}_M$ (Quellen-, Meßobjekt- und Meßstellen-Reflexionsfaktor) lassen sich die folgenden Beziehungen zwischen den

Wellenamplituden an T und der Quellenamplitude \underline{b}_0 angeben:

$$\underline{a}_1 = \underline{b}_0 + \underline{r}_Q \cdot \underline{b}_1 \quad (7.2)$$

$$\underline{a}_3 = \underline{r}_M \cdot \underline{b}_3 \quad (7.3)$$

$$\underline{a}_2 = \underline{\Gamma} \cdot \underline{b}_2 \quad (7.4)$$

Nach Einsetzen der Gln. 7.2 und 7.3 und zusätzlichen Umformungen läßt sich wie in [83] gezeigt folgende Gleichung formulieren:

$$\begin{pmatrix} \underline{b}_3 \\ \underline{b}_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{A}_{11} & \underline{A}_{12} \\ \underline{A}_{21} & \underline{A}_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{a}_2 \\ \underline{b}_2 \end{pmatrix} \quad (7.5)$$

Gl. 7.5 beschreibt die Wellengrößen eines auf rechnerischem Wege gewonnenen fiktiven Zweitors, weshalb diese Rechnung auch als Dreitor-Zweitorreduktion bezeichnet wird. Die Parameter \underline{A}_{ik} beinhalten die Matrixelemente von $\|\underline{S}\|$ und die o.g. Reflexionsfaktoren. Nach Umformung von Gl. 7.5 und Einsetzen von Gl. 7.4 zeigt sich, daß die bezogene Größe $\underline{b}_3/\underline{b}_0$ über eine bilineare Transformation mit dem zu messenden Reflexionsfaktor $\underline{\Gamma}$ verknüpft ist:

$$\frac{\underline{b}_3}{\underline{b}_0} = \frac{\tilde{\underline{A}}_{12} + \tilde{\underline{A}}_{11}\underline{\Gamma}}{1 + \tilde{\underline{A}}_{21}\underline{\Gamma}} \quad (7.6)$$

Die drei Parameter $\tilde{\underline{A}}_{ik}$ lassen sich durch die Vermessung von drei bekannten Kalibrierstandards bestimmen. Anschließend kann mit Hilfe der nach $\underline{\Gamma}$ aufgelösten Gl. 7.6 die Korrektur von Meßwerten vorgenommen werden. Weiterhin ist ersichtlich, daß für den Fall einer konstanten Quellenamplitude \underline{b}_0 bereits \underline{b}_3 ein Maß für $\underline{\Gamma}$ darstellt. Hierdurch ist das in Kap. 5 eingeführte Meßstellenkonzept nachträglich gerechtfertigt.

Während Gl. 7.5 das Fehlerzweitor durch eine Transmissionsmatrix darstellt, hat sich in der Literatur die Beschreibung durch Streuparameter etabliert. Ein u.a. von Rehnmark [35] angegebene Darstellung (Bild 7.2) beschreibt das Fehlerzweitor durch drei Fehlervektoren \underline{e}_{00} , \underline{e}_{01} , \underline{e}_{11} . Dieses Fehlermodell erlaubt eine grobe Interpretation der einzelnen Fehlervektoren:

\underline{e}_{00}	Richtschärfe des Kopplers
\underline{e}_{01}	Frequenzgang des Meßsystems
\underline{e}_{11}	Reflexionsfaktor des Meßtors

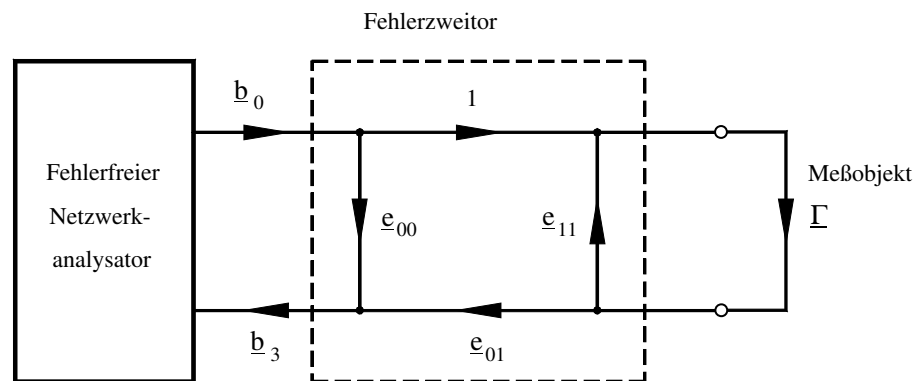


Bild 7.2: Drei-Term-Fehlermodell für Eintormessungen

Der als fehlerfrei angenommene NA mißt somit:

$$\underline{m} = \underline{e}_{00} + \frac{\underline{e}_{01}\underline{\Gamma}}{1 - \underline{e}_{11}\underline{\Gamma}} \quad (7.7)$$

Die Fehlervektoren lassen sich durch Vermessung von drei bekannten Kalibrierstandards bestimmen*. Beim TMSO-Verfahren für Hohlleiter sind dies ein im Idealfall reflexionsfreier Abschluß (Bestimmung von \underline{e}_{00}) sowie zwei Offsetkurzschlüsse mit einem Unterschied in der elektrischen Länge von möglichst 180° (Bestimmung von \underline{e}_{01} und \underline{e}_{11}).

Anschließend aufgenommene Meßwerte \underline{m} lassen sich entsprechend Gl. 7.8 korrigieren.

$$\underline{\Gamma} = \frac{\underline{m} - \underline{e}_{00}}{(\underline{m} - \underline{e}_{00})\underline{e}_{11} + \underline{e}_{01}} \quad (7.8)$$

7.3 Meßgenauigkeit von Eintormessungen

Eine analytische Abschätzung der zu erwartenden Meßunsicherheiten bereitet Schwierigkeiten, da das Meßergebnis von sehr vielen Einflußgrößen, die im einzelnen nur ungenau bekannt sind, bestimmt wird und auf komplizierte Weise zu berechnen ist. Die vereinfachte Beschreibung des NA durch das zuvor eingeführte Fehlermodell reduziert die

* Die entsprechenden Gleichungen sind in der angeführten Literatur ausführlich wiedergegeben. Aus dem Aufbau des Gleichungssystems läßt sich auch die Wahl optimaler Kalibrierstandards ableiten.

Anzahl von Parametern so weit, daß durch eine Monte-Carlo-Simulation eine übersichtliche Erfassung der Meßunsicherheiten möglich wird. Für die Simulation der Meßunsicherheit erfolgt damit die Beschreibung des Meßsystems allein durch die Fehlervektoren \underline{e}_{00} , \underline{e}_{01} , \underline{e}_{11} sowie die Störunterdrückung des Modulators \dot{S} und den Wert der Detektorkonstanten \underline{k}_1 . Die Frequenzabhängigkeit dieser Parameter ist entweder aus Messungen bekannt (\dot{S}) oder kann ausreichend genau abgeschätzt werden (\underline{k}_1 , \underline{e}_{00} , \underline{e}_{01} , \underline{e}_{11}). Weitere Parameter, die in die Simulation mit eingehen, sind die Frequenz f und die Solldaten der Kalibrierstandards (Längen der Offsetkurzschlüsse l_K, l_{SK}, l_O sowie der Reflexionsfaktorbetrag des Kalibrierabsorbers $|\underline{\Gamma}_M|$). Den Aufbau des Simulationsprogrammes zeigt Bild 7.3.

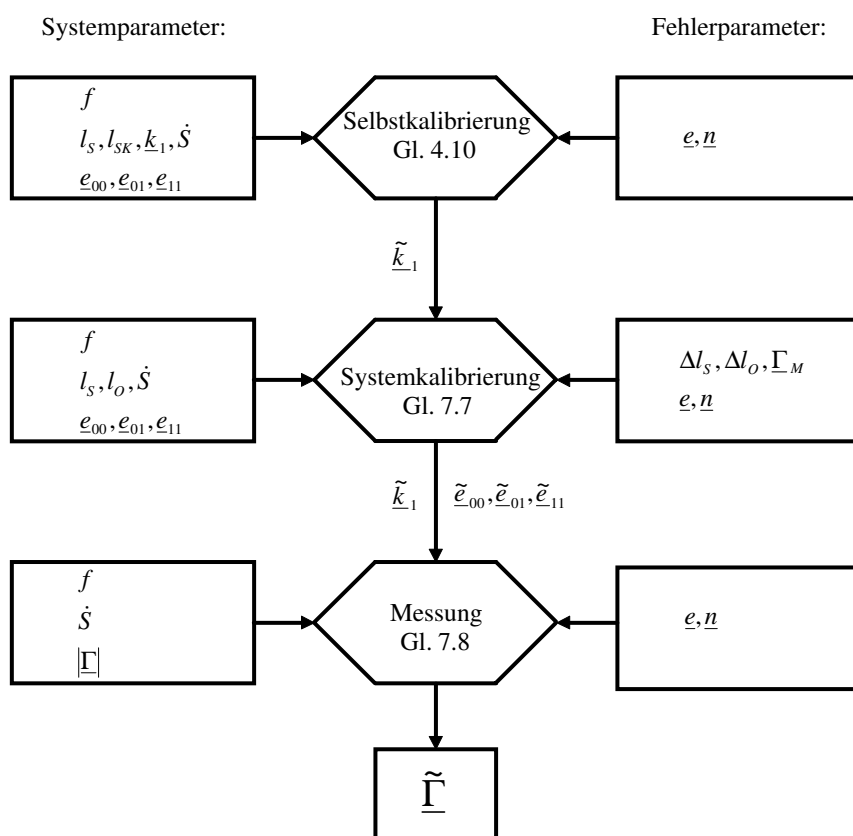


Bild 7.3: Struktur des Simulationsprogrammes zur Abschätzung der Meßgenauigkeit von Eintormessungen

Das auf diese Weise modellierte Meßsystem besitzt in der Praxis Unzulänglichkeiten, die in der Simulation berücksichtigt werden müssen. Hierzu zählt der bereits in Kap. 4 eingeführte allgemeine Verstärkungsfehler \underline{e} und das Rauschen \underline{n} . Durch diese Fehlereinflüsse weist die berechnete Detektorkonstante \tilde{k}_1 Abweichungen zum Vorgabewert \underline{k}_1 und damit

Fehler auf. Obwohl die genauen Werte der Kalibrierstandards für die Selbstkalibrierung nicht notwendig sind, gehen deren Solldaten (Kurzschlußlängen l_K, l_{SK}) in die Berechnung von \tilde{k}_1 mit ein, da hierdurch die Konstante \underline{k}_2 maßgeblich bestimmt ist.*

Die Genauigkeit der nachfolgenden Systemkalibrierung wird damit durch $\tilde{k}_1, \underline{e}, \underline{n}$ gestört. Weitere Fehlerterme entstehen durch die eingeschränkte Güte der Kalibrierstandards, deren absolute Werte in die Berechnung der Fehlervektoren mit eingehen. Fehlerursachen sind in diesem Falle die mechanischen Toleranzen der Offsetkurzschlüsse und die endliche Rückflußdämpfung des Absorbers. Als Ergebnis der Systemkalibrierung werden die fehlerbehafteten Fehlervektoren $\tilde{e}_{00}, \tilde{e}_{01}, \tilde{e}_{11}$ berechnet.

Die Simulation der Messung wird durch einen vorgegebenen Wert der Meßgröße $|\Gamma|$ gesteuert und verwendet die Fehlerterme $\underline{e}, \underline{n}, \tilde{k}_1, \tilde{e}_{00}, \tilde{e}_{01}, \tilde{e}_{11}$. Der Vergleich eines auf diese Weise ermittelten Meßwertes $\tilde{\Gamma}$ mit dem Vorgabewert erlaubt eine Abschätzung der zu erwartenden Meßunsicherheit.

Für die Simulation werden die Beträge der Fehlergrößen vorgegeben und deren Phasen durch einen Pseudozufallsprozeß gesteuert variiert. Dies ist sinnvoll, da beispielsweise der Reflexionsfaktor des Kalibrierabsorbers nur dem Betrage nach abgeschätzt werden kann, während über die Phase keine zuverlässige Aussage möglich ist. Da es keinen besonders ausgezeichneten Wertebereich für die Phase gibt, ist die Annahme einer gleichmäßigen Verteilung über den Wertebereich $[-\pi, \pi[$ gerechtfertigt. Jede Simulation umfaßt eintausend Berechnungsdurchläufe. Auf diese Weise ist eine hohe Zuverlässigkeit der Ergebnisse auf der Basis der vorgegebenen Simulationsparameter gegeben [84].

Die Qualität der Simulation hängt wesentlich von der Genauigkeit ab, mit der die Fehlerparameter des realen Meßsystems erfaßt sind. Während der Einfluß des Rauschens meßtechnisch relativ gut erfaßt werden kann, bereitet die Bestimmung des Verstärkungsfehlers Schwierigkeiten. Durch mehrfache Rückmessung eines Kalibrierstandards und Vergleich mit den Simulationsergebnissen wurde dieser Fehlerparameter zu 0,5% festgelegt. Für die Genauigkeit der Kurzschlußlängen ist in den Simulationen ein Wert von 5 μm angesetzt. Wie die Berechnungen zeigen, besitzt der Reflexionsfaktor des Kalibrierabsorbers einen großen Einfluß auf das Simulationsergebnis. Aufgrund der Ergebnisse in Kap. 6.4 wurden die Simulationen mit einem Reflexionsfaktorbetrag von 1% durchgeführt. Alle in diesem Kapitel durchgeführten Berechnungen basieren auf einer konstanten Generatorleistung von 10 mW.

* Vergleiche die Ergebnisse in Kap. 4.2, insbesondere Bild 4.7

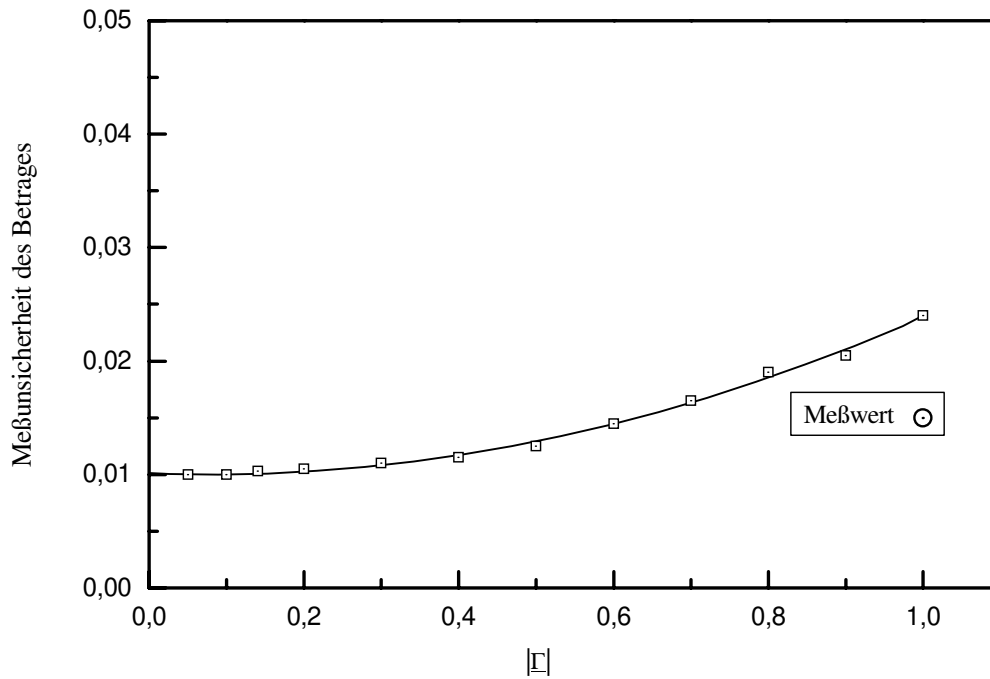


Bild 7.4: Durch Simulation berechnete Meßunsicherheit des NA (Betrag) für Eintormessungen

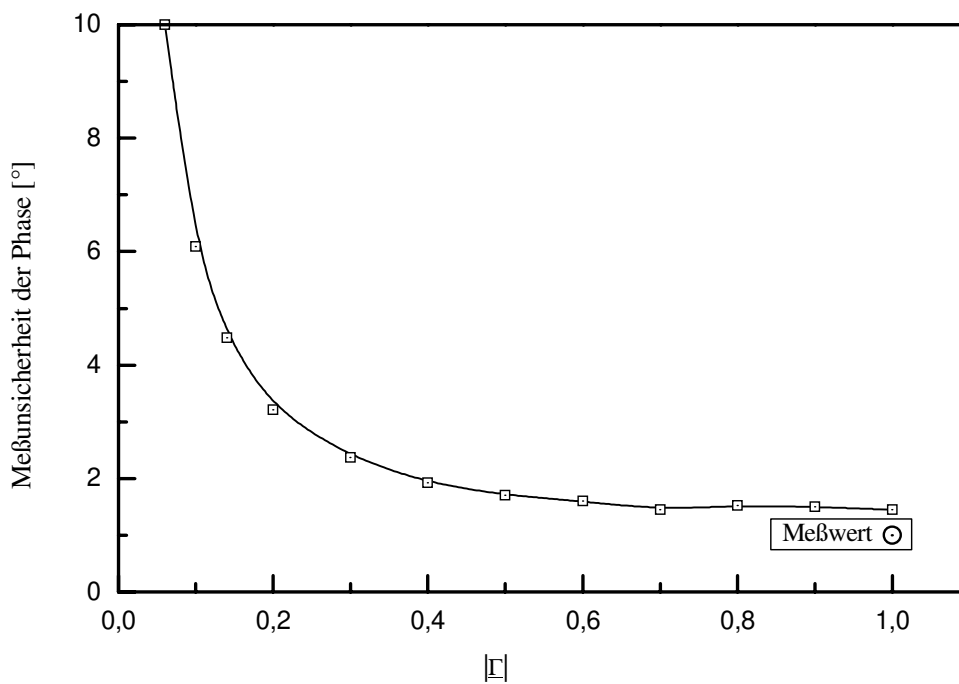


Bild 7.5: Durch Simulation berechnete Meßunsicherheit des NA (Phase) für Eintormessungen

Als Ergebnis eines Simulationszyklus zeigen die Bilder 7.4 und 7.5 die zu erwartende Meßunsicherheit für unterschiedliche Beträge von $\underline{\Gamma}$ und einer Frequenz von 94 GHz. Die dort dargestellten Kurvenverläufe gleichen entsprechenden Darstellungen heterodyner Meßsysteme. Eine Analyse der Ursachen für die Meßunsicherheit zeigt, daß diese wesentlich von der Güte der Kalibrierstandards bestimmt wird. Ständen für die Systemkalibrierung ideale Standards zur Verfügung, würde die Meßunsicherheit nur jeweils ein Drittel der dargestellten Werte betragen. Die gleichen Berechnungen zeigen auch, daß der Einfluß der fehlerhaft berechneten Detektorkonstanten vernachlässigbar ist.

Eine Kontrolle der Simulationsergebnisse durch Messungen ist schwierig, da keine kalibrierten Meßobjekte mit Ausnahme von Kurzschlüssen zur Verfügung stehen. Die Vermessung eines verschieblichen Kurzschlusses über den Winkelbereich $0 \leq \arg\{\underline{\Gamma}\} < 2\pi$ ergab die in die jeweiligen Bilder eingetragene Abweichung vom Sollwert.

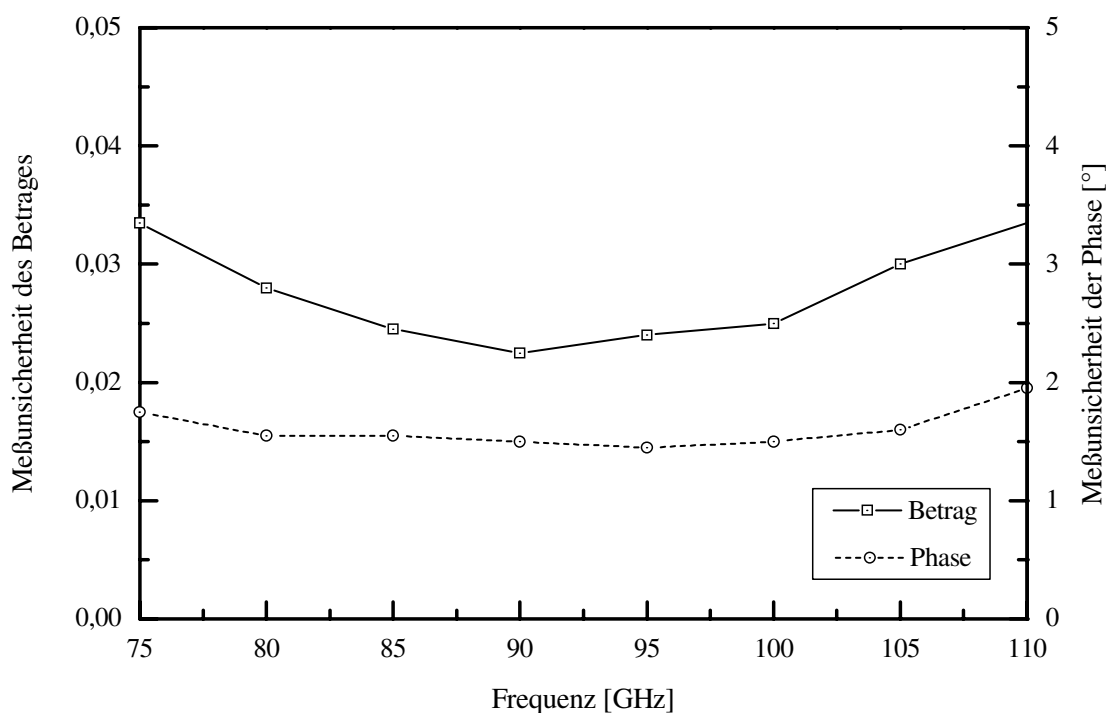


Bild 7.6: Durch Simulation berechnete Meßunsicherheit als Funktion der Frequenz für $|\underline{\Gamma}| = 1$

Ein weiteres wichtiges Ergebnis der Simulation ist die zu erwartende Abhängigkeit der Meßunsicherheit von der Frequenz, da hierdurch auf den nutzbaren Frequenzbereich des Meßsystems geschlossen werden kann. Das in Bild 7.6 dargestellte Ergebnis bestätigt die

in Kap. 4 vorgenommenen Untersuchungen und das in Kap. 5 gewählte Systemkonzept. Die zu den Bandgrenzen nur geringfügig ansteigende Meßunsicherheit läßt eine Nutzung für das gesamte Hohlleiterband zu. Die Ursache für den Anstieg kann nicht auf einen bestimmten Effekt z.B. eine ungünstige Detektorkonstante zurückgeführt werden, sondern ergibt sich aus der Überlagerung vieler Einflußgrößen.

7.4 Fehlermodell für Zweitormessungen

Wie zuvor gezeigt wurde, kann der in dieser Arbeit aufgebaute NA für Reflexionsmessungen durch ein relativ einfaches Fehlermodell, welches theoretisch eine vollständige Korrektur der Systemfehler ermöglicht, beschrieben werden. Ein ebenso von Rehnmark angegebenes Fehlermodell für Zweitormessungen zeigt Bild 7.6. Die zusätzlich eingeführten Fehlervektoren \underline{e}_{22} , \underline{e}_{32} , \underline{e}_{30} berücksichtigen die endliche Anpassung des Meßtores für Transmissionsmessungen, einen entsprechenden Frequenzgang des Übertragungsverhaltens und ein Übersprechsignal. Das zu dem erweiterten Fehlermodell gehörende umfangreiche Gleichungssystem ist in der Literatur weit verbreitet und wird daher hier nicht aufgeführt. Die entsprechende Herleitung verläuft ähnlich wie bei dem Drei-Term-Fehlermodell [83].

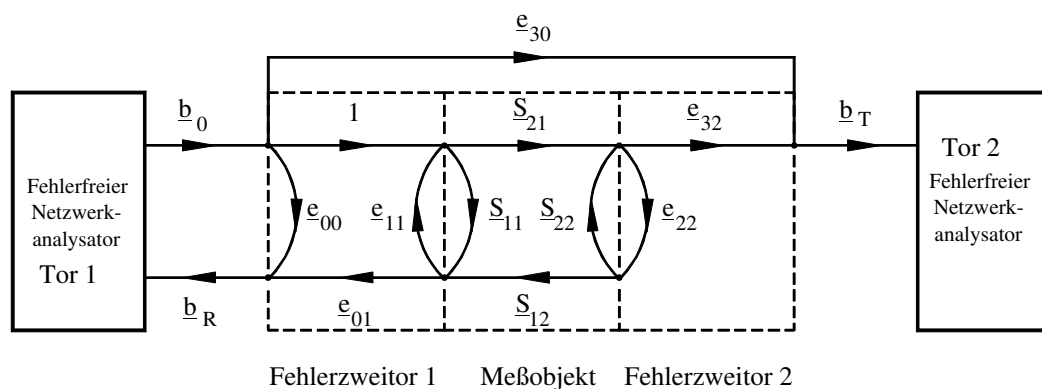


Bild 7.7: Fehlermodell für Zweitormessungen

Da der Generator das Meßobjekt immer nur aus einer Richtung speist, wird dieser Aufbau als unidirektionales Meßsystem bezeichnet. Für eine vollständige Messung aller vier S-Parameter ist das Meßobjekt einmal umzudrehen.

Das in Bild 7.7 dargestellte Fehlermodell beschreibt ein Meßsystem mit jeweils einer Meßstelle sowohl für Reflexions- als auch für Transmissionsmessungen. Die Anwendung des

Fehlermodells auf ein Meßsystem mit nur einer Meßstelle, die je nach Anwendung umgeschaltet wird, ist streng genommen nicht möglich. Zur Verdeutlichung sei angeführt, daß i.allg. zunächst die Fehlerparameter e_{00} , e_{01} , e_{11} , wie bereits beschrieben, bestimmt werden. Anschließend werden die beiden Meßtore des NA über den Transmissionsstandard miteinander verbunden und die Parameter e_{22} und e_{32} aus einer Reflexions- sowie einer Transmissionsmessung bestimmt. Das Umschalten der Meßstelle beeinflusst bei dem in Bild 5.11 dargestellten Meßsystem aber gleichzeitig auch die Eigenschaften der Fehlerzweitoren 1 und 2, was zu einer fehlerhaften Bestimmung von e_{32} führt. Da die Fehlervektoren beider Fehlerzweitore sowohl in die Korrektur der Reflexions- als auch der Transmissionsmeßwerte eingehen, weisen beide Meßwerte zusätzliche Fehler auf.

Um die Gültigkeit des Fehlermodells näherungsweise zu erhalten, muß der Einfluß der Meßstellenumschaltung vernachlässigbar klein gehalten werden. In automatischen Netzwerkanalysatoren der ersten Generation wurde dies durch den Einbau von Dämpfungsgliedern gewährleistet [85]. Die gleiche Wirkung bei gleichzeitig geringerer Dämpfung des Nutzsignals wird in dem hier diskutierten Meßsystem durch die Isolatoren 1 und 2 erzielt (vergl. Bild 5.11).

Eine genaue Berechnung des Fehlers, der durch die begrenzte Entkopplung der Isolatoren verursacht wird, ist schwierig, da genau genommen alle Fehlervektoren von der Meßstellenumschaltung beeinflusst werden und in komplizierter Weise von den S-Parametern der beteiligten Komponenten wie Koppler, Isolatoren etc. abhängen. Um den Einfluß einer endlichen Entkopplung durch die Isolatoren trotzdem in die Simulation mit aufzunehmen, wird vereinfachend angenommen, daß durch die Umschaltung der Meßstelle allein die Fehlervektoren e_{11} und e_{22} beeinflusst werden. Der Betrag der Änderung Δe_{11} bzw. Δe_{22} läßt sich mit den bekannten Daten der Isolatoren abschätzen.

7.5 Meßgenauigkeit von Zweitormessungen

Mit diesen Vorgaben ergibt sich der in Bild 7.8 dargestellte Aufbau des Simulationsprogrammes zur Meßgenauigkeit von Zweitormessungen. Aufbauend auf die bereits zuvor beschriebene Bestimmung von \tilde{k}_1 , \tilde{e}_{00} , \tilde{e}_{01} , \tilde{e}_{11} erfolgt die Berechnung der Parameter \tilde{k}_1 , \tilde{e}_{30} , \tilde{e}_{32} , \tilde{e}_{22} . Zusätzliche Systemparameter sind durch den Kalibrierstandard für Transmission (Durchgangsleitung mit der Länge l_T), die Isolation I der Richtungsleitungen und den Meßaufbau selbst (e_{30} , e_{32} , e_{22}) gegeben. Als Fehlerparameter gehen weiterhin die Längentoleranz des Transmissionsstandards Δl_T und der durch die Meßstellenumschaltung verursachte zusätzliche Fehler Δe_{ii} ($i=1,2$) in die Simulation mit ein. Die Messung wird durch

die Vorgabe der Beträge für die S-Parameter des Meßobjektes gesteuert. Ohne Beschränkung der Allgemeinheit setzt das Simulationsprogramm ein symmetrisches Meßobjekt voraus ($\underline{S}_{11} = \underline{S}_{22}; \underline{S}_{12} = \underline{S}_{21}$).

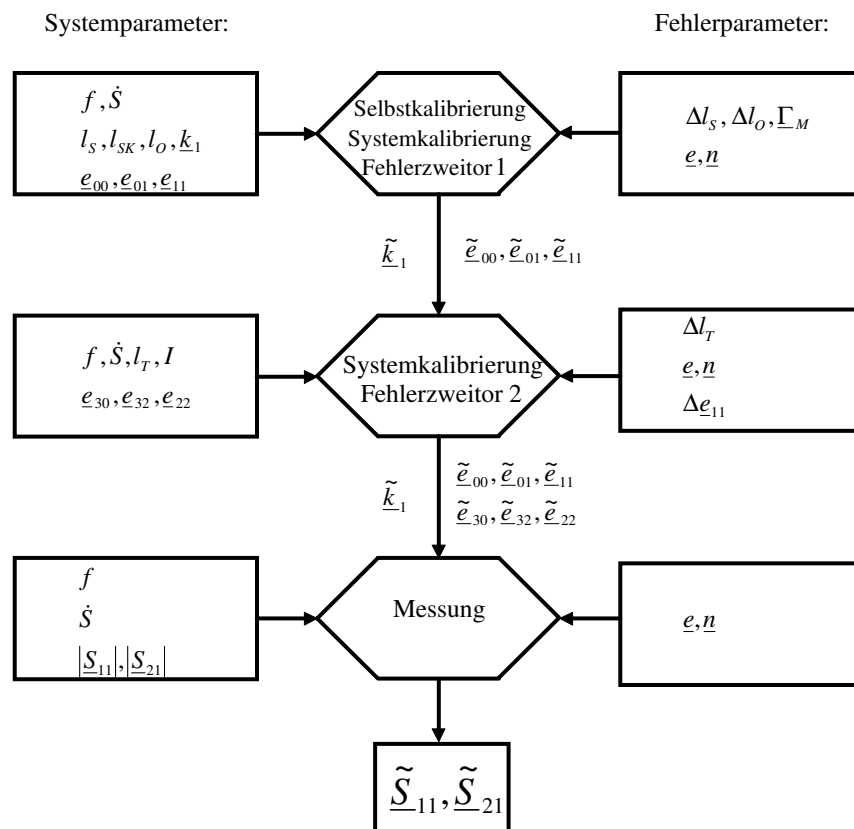


Bild 7.8: Struktur des Simulationsprogrammes zur Abschätzung der Meßgenauigkeit von Zweitormessungen

Als Ergebnis der Simulationsrechnungen zeigt Bild 7.9 die zu erwartende Meßunsicherheit von Transmissionsmeßwerten als Funktion der Dämpfung des Meßobjektes. Selbst Meßobjekte mit einer hohen Einfügedämpfung können demnach mit guter Genauigkeit vermessen werden. Die in Bild 7.9 zusätzlich eingetragenen Meßwerte resultieren aus einer mehrfachen Vermessung eines Präzisionsdämpfungsgliedes. Die gute Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen bestätigt die Richtigkeit der getroffenen Annahmen und Abschätzungen.

Auf eine erneute Darstellung der Simulationsergebnisse zur Meßunsicherheit von Reflektionsmeßwerten kann verzichtet werden, da sie nur unwesentlich von den in den Bildern 7.4 und 7.5 gezeigten Kurven abweichen. Es zeigte sich allerdings, daß für Meßobjekte mit geringer Dämpfung ein bis zu 20% höherer Wert der Meßunsicherheit

festzustellen ist. Ab einer Durchgangsdämpfung von ca. 10 dB ist kein Unterschied zu den in Kap. 7.3 gezeigten Ergebnissen feststellbar. Der Grund hierfür ist vermutlich in dem komplizierteren Aufbau des für die Korrektur der Meßwerte eingesetzten Gleichungssystems zu finden.

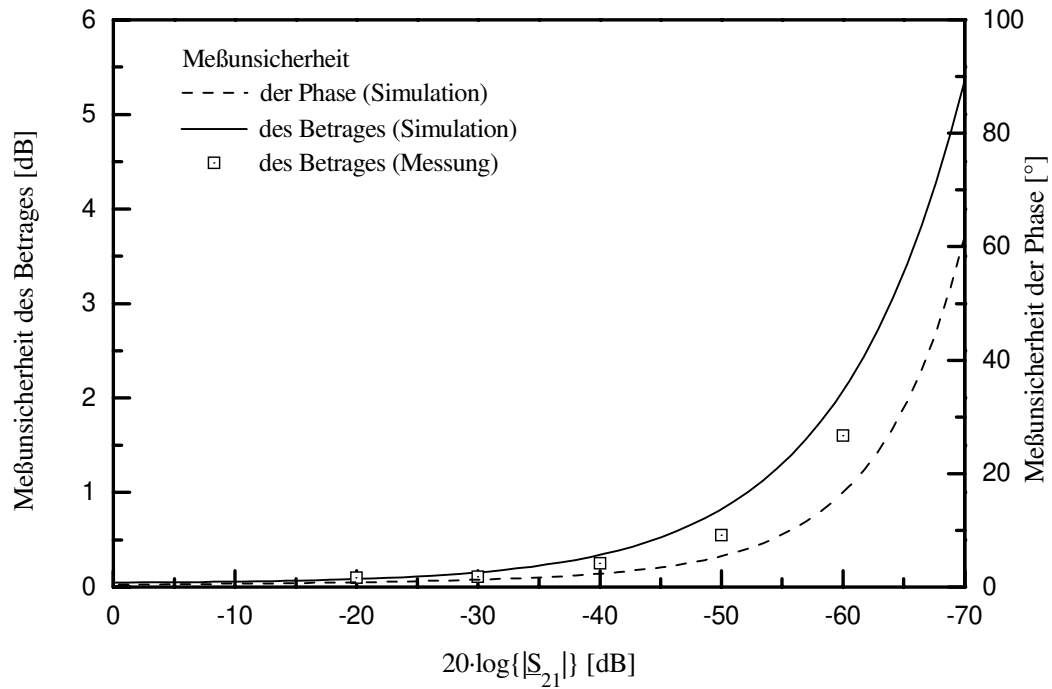


Bild 7.9: Meßunsicherheit von Transmissionsmeßwerten in Abhängigkeit vom Dämpfungsbetrag eines symmetrischen Meßobjektes ($|\underline{S}_{11}| = 0,1$)

8 Meßergebnisse

Neben den in Kap. 7 durch Simulation gewonnenen Daten zur Meßunsicherheit vermitteln Meßdaten den besten Eindruck von den Leistungsmerkmalen eines Meßsystems. Das Kernproblem bei diesem Anliegen liegt in der Bereitstellung geeigneter kalibrierter Meßobjekte, die nicht für alle Meßbedingungen verfügbar sind. Der Aufbau dieses Kapitels ist so gegliedert, daß nach einer meßtechnischen Kontrolle der Detektorkonstanten einige Reflexionsfaktormessungen präsentiert werden. Abschließend folgen dann charakteristische Meßergebnisse von Zweitor-Meßobjekten.

Wie den in Kap. 4.2 gezeigten Simulationsergebnisse zu entnehmen ist, sollte die Detektorkonstante k_1 im Idealfall einen Betrag von eins und eine Phase von 90° aufweisen. Die S-Parameter der für Leistungsaufteilung und Phasenverschiebung verantwortlichen Koppler zeigten, daß das gewählte Konzept diese Forderung in hohem Maße über einen weiten Frequenzbereich erfüllt.

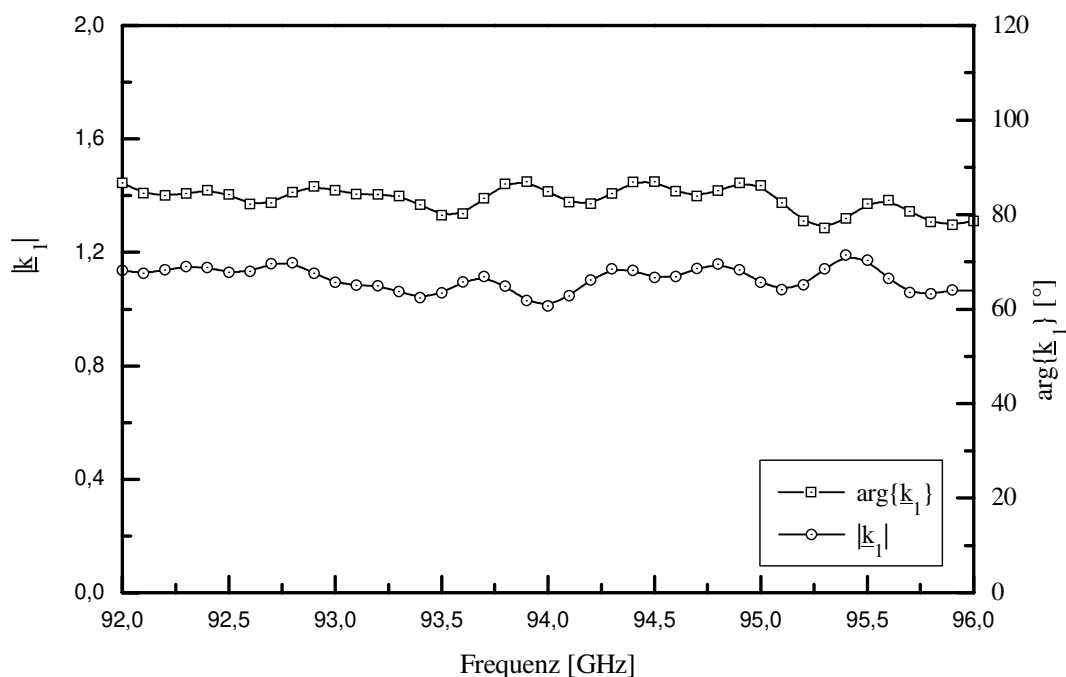


Bild 8.1: Gemessene Betrags- und Phasenwerte der Detektorkonstanten k_1

Wie Bild 8.1 deutlich macht, kommt die tatsächliche Detektorkonstante dem Optimalwert sehr nahe. Die geringen Schwankungen der Meßwerte beruhen auf Reflexionen innerhalb der Mischerbaugruppe. Die gute Übereinstimmung zwischen Theorie und Praxis läßt wei-

terhin vermuten, daß das Gesamtsystem auch über den gesamten Frequenzbereich von 75-110 GHz die Vorgaben des Systemkonzeptes erfüllt.

Um Drifteinflüsse des Meßsystems zu untersuchen, wurde zyklisch über einen Zeitraum von sechs Stunden ein zum Kalibrieren verwendeter Kurzschluß vermessen. Die bei den Messungen jeweils vorherrschende Raumtemperatur wurden ebenfalls protokolliert. Das Ergebnis dieser Messungen zeigen die Bilder 8.2 und 8.3. Die in Bild 8.2 dargestellten Betragswerte belegen einerseits die gute Reproduzierbarkeit des Meßsystems (durchgezogene Linie) aber auch den wie erwartet erkennbaren Einfluß der Temperatur auf das Meßergebnis. Abweichungen vom direkt nach der Kalibrierung gemessenen Referenzwert entstehen vermutlich hauptsächlich durch die Temperaturabhängigkeit des Generatorpegels.

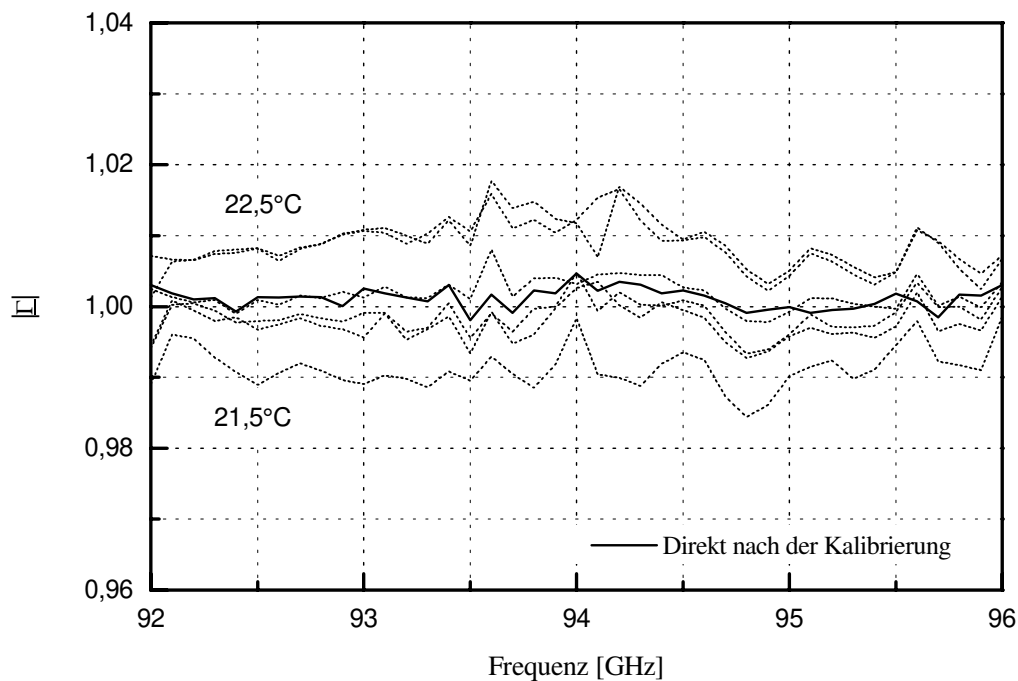


Bild 8.2: Drift des Meßsystems (Betrag des Reflexionsfaktors $\underline{\Gamma}$)

Abweichend hiervon zeigen die gemessenen Phasen keine direkt erkennbare Temperaturabhängigkeit. Dies ist vermutlich auf die gleiche elektrische Länge des Lokaloszillator- und des Testzweiges zurückzuführen.

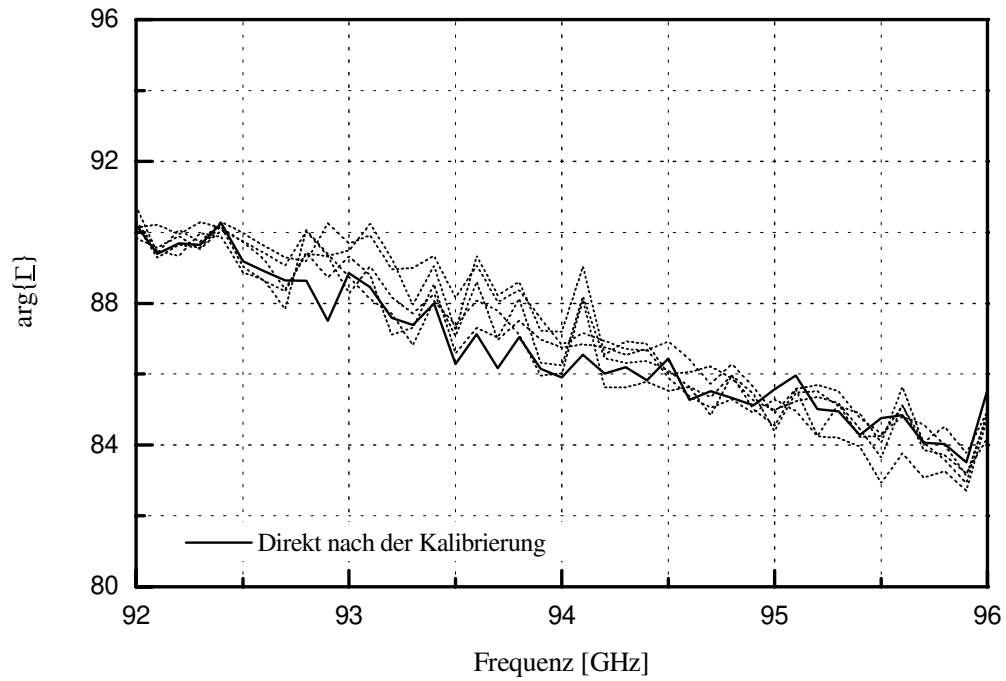


Bild 8.3: Drift des Meßsystems (Phase des Reflexionsfaktors Γ)

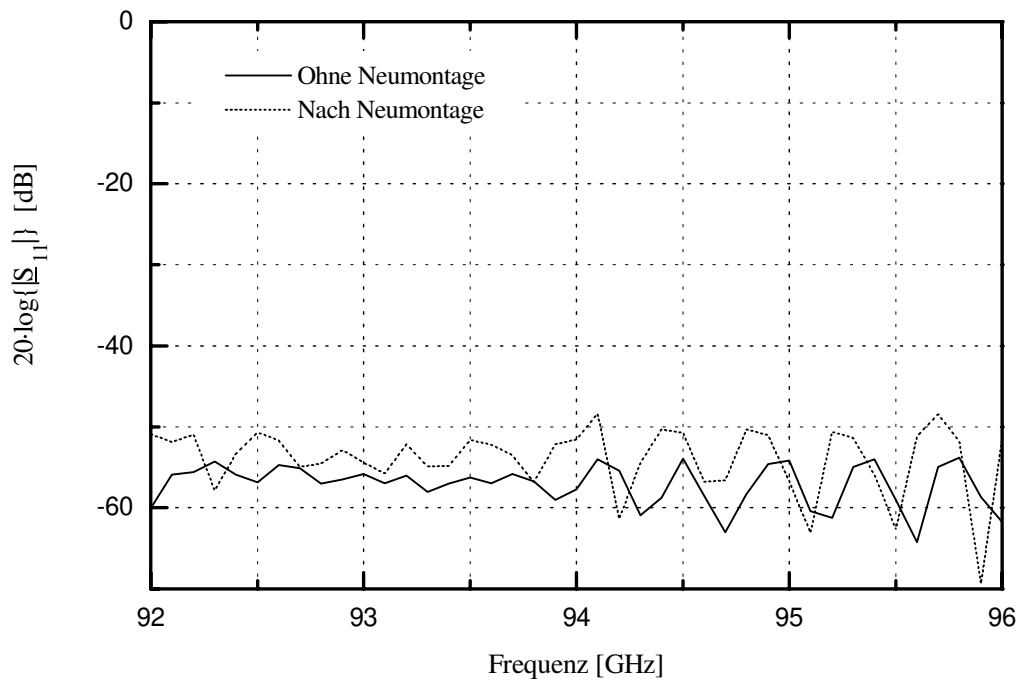


Bild 8.4: Vermessung eines Kalibrierabsorbers mit und ohne Neumontage

Ein weiteres wichtiges Ergebnis zur Reproduzierbarkeit der Meßergebnisse zeigt Bild 8.4. Während die durchgezogene Linie das Meßergebnis für einen Kalibrierabsorber darstellt, der nach Abschluß der Kalibrierung nicht vom Meßtor getrennt wurde, macht die gestrichelte Kurve den durch eine Neumontage verursachten Verlust an Reproduzierbarkeit deutlich. Dank der Präzisionsflansche ist eine nur unbedeutende Verschlechterung der Meßwerte erkennbar.

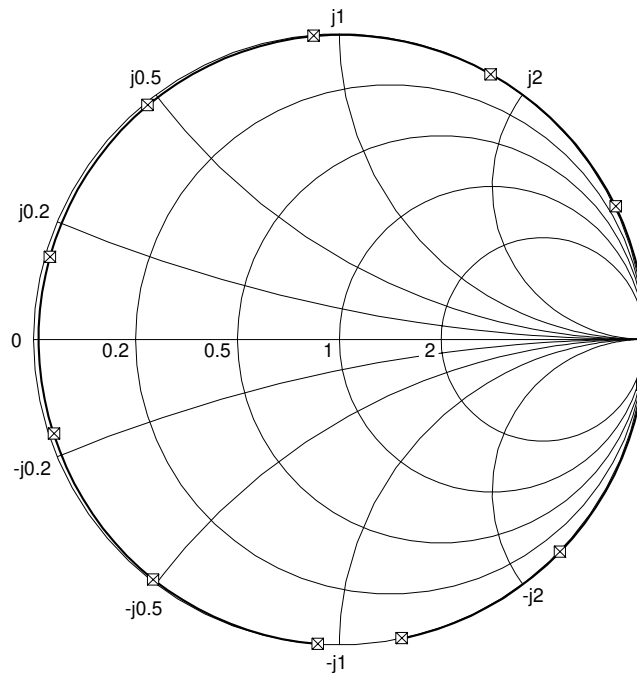


Bild 8.5: Reflexionsfaktor eines verschieblichen Kurzschlusses für unterschiedliche Einstellungen der Kurzschlußebene

Die Güte der Systemkalibrierung kann wirkungsvoll durch Vermessung von Reflexionsfaktoren mit stark unterschiedlicher Phase untersucht werden. Hierfür eignet sich ein verschieblicher Kurzschluß, für den der Hersteller einen minimalen Reflexionsfaktorbetrag von 0,98 garantiert. Die Einstellung der Kurzschlußebene erfolgt über eine Mikrometerschraube mit einer Auflösung von 10 μm , woraus sich eine Winkelauflösung von ca. einem Grad berechnen läßt. Bild 8.5 zeigt das Meßergebnis für elf Einstellungen des Kurzschlußschiebers mit einem Abstand der Kurzschlußebene von jeweils 0,20 mm. Aus diesem Abstand und der Meßfrequenz von 93,00 GHz läßt sich ein theoretischer Phasenunterschied zwischen zwei Meßpunkten von $34,5^\circ$ berechnen. Eine genaue Analyse der Meßwerte ergibt eine maximale Abweichung zwischen Messung und Theorie von $1,1^\circ$. Der Betrag des Reflexionsfaktors variiert dabei zwischen 1,004 und 0,986.

Während für Eintormessungen kein genau spezifiziertes Meßobjekt mit einem von eins abweichenden Betrag des Reflexionsfaktors zur Verfügung stand, konnte für Zweitormessungen ein Präzisionsdämpfungsglied verwendet werden, das bis zu einem Dämpfungswert von 60 dB durch den Hersteller spezifiziert ist.

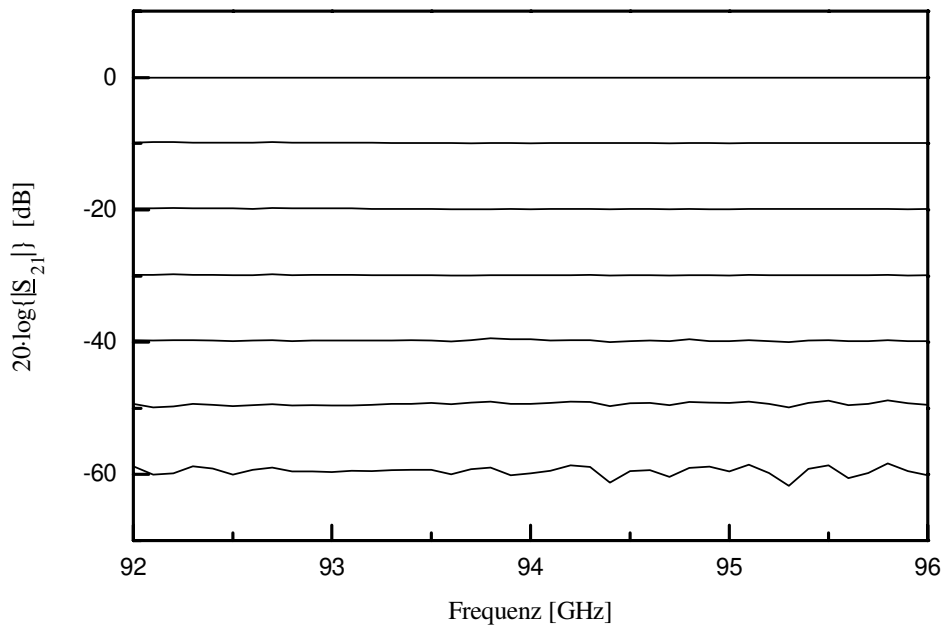


Bild 8.6: Betriebsübertragung eines Dämpfungsgliedes

Die in Bild 8.6 dargestellten Kurven zeigen die Betriebsübertragung des Meßobjektes für die Dämpfungseinstellungen 0, 10, ..60 dB. Ähnlich gute Ergebnisse ergaben sich für Dämpfungseinstellungen von 0, 1, ..10 dB. Für die Systemkalibrierung wurde in diesem Fall das Dämpfungsglied als Kalibrierstandard verwendet, um die Meßwerte auf die 0 dB-Einstellung des Dämpfungsgliedes zu normalisieren.

Bei der Kalibrierung erwies es sich als nachteilig, daß aus der mechanischen Länge des Dämpfungsgliedes nicht exakt auf dessen elektrische Länge geschlossen werden kann. Der Grund hierfür liegt im Aufbau des Meßobjektes, der sich aus Übergängen von Rechteck- auf Rundhohlleiter und einem mit einer drehbaren Dämpfungsfolie versehenen Rundhohlleiter zusammensetzt. Aus diesem Grund ist dieses Meßobjekt als Referenzobjekt für Phasemessungen nur bedingt brauchbar. Die in den Bildern 8.7 und 8.8 dargestellte Abweichung der gemessenen Phase bezieht sich daher auf einen durch Ansatz einer fiktiven, frequenzabhängigen Ausbreitungskonstanten berechneten Referenzphasenverlauf. Der geringe Wert der Abweichung rechtfertigt die gewählte Vorgehensweise. Eine gute und in Übereinstimmung mit der simulierten Meßunsicherheit liegende Abweichung zeigen auch die

Meßwerte der Dämpfung. Die vom Hersteller angegebene Genauigkeit der Dämpfungseinstellung 1 dB beträgt 0,1 dB.

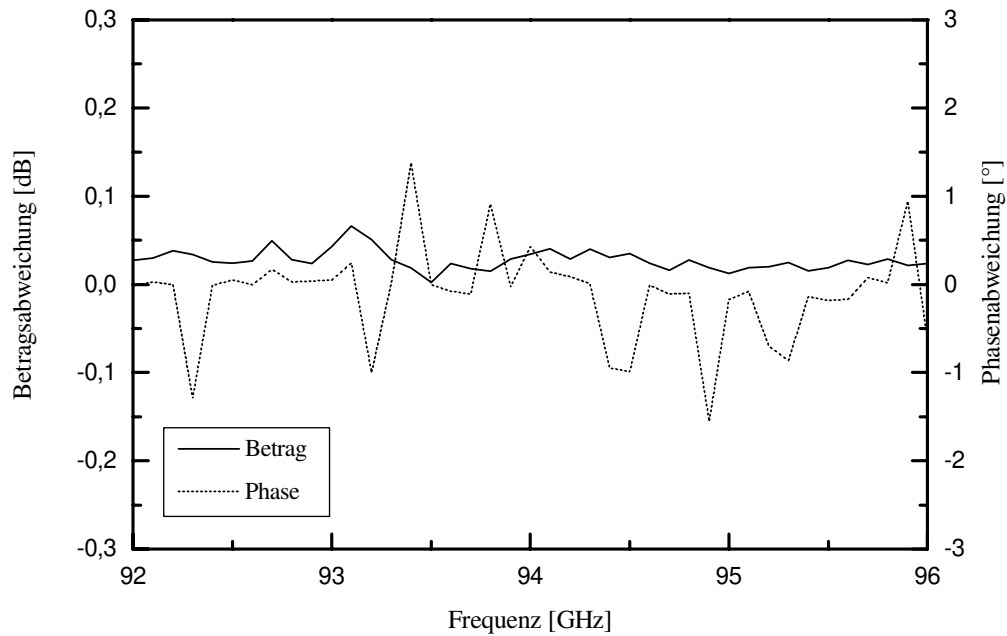


Bild 8.7: Gemessene Abweichung der Betriebsübertragung vom Referenzwert für die Dämpfungseinstellung 1 dB

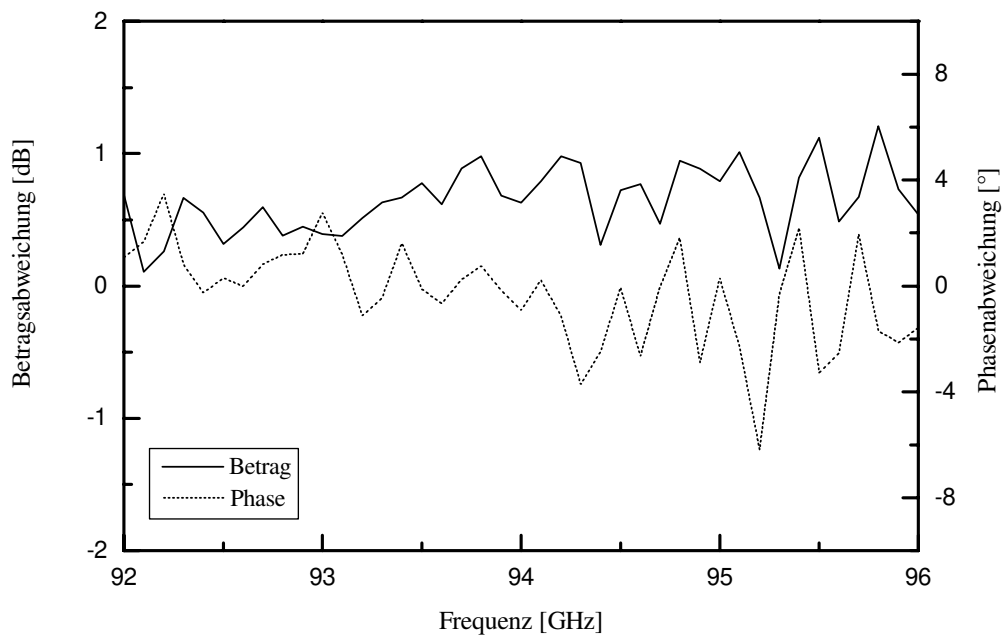


Bild 8.8: Gemessene Abweichung der Betriebsübertragung vom Referenzwert für die Dämpfungseinstellung 50 dB

Das auch Meßobjekte mit einer hohen Einfügedämpfung mit guter Genauigkeit vermessen werden können, zeigen die Meßergebnisse für die Dämpfungseinstellung 50 dB. Dieser Dämpfungswert ist laut Spezifikation mit einer Unsicherheit von 0,5 dB behaftet.

9 Zusammenfassung und Ergebnis

Die vorliegende Abhandlung gliedert sich thematisch in zwei Schwerpunkte. Im ersten Teil der Arbeit werden nach einer Einführung in die Problematik der Netzwerkanalyse im Hochfrequenzbereich die vier wichtigsten Vertreter der homodynamen Netzwerkanalyse untersucht. Das Ziel dieser Untersuchungen ist, die Eigenschaften der verschiedenen Verfahren unter dem Gesichtspunkt eines breitbandig und vielseitig einsetzbaren Meßsystems herauszuarbeiten. Eine besondere Berücksichtigung findet jeweils die Anwendbarkeit des Verfahrens im Millimeterwellenbereich, da homodyne Meßsysteme in diesem Frequenzbereich ihren Kostenvorteil am deutlichsten zur Geltung bringen können.

Die Untersuchung des klassischen Einseitenbandprinzips zeigt, daß dieses Verfahren für ein breitbandiges Meßsystem im Millimeterwellenbereich nicht in Frage kommt, da die erforderliche Unterdrückung des unerwünschten Seitenbandes über einen großen Frequenzbereich nicht erreicht werden kann.

Das von Lipka [19] vorgestellte Verfahren nutzt die Hilbert-Transformation, um aus dem gemessenen Realteil der Meßgröße deren Imaginärteil zu berechnen. Eine genaue Analyse dieses Vorschlages zeigt jedoch, daß der im geringen Aufwand an Hochfrequenzkomponenten liegende Vorteil erhebliche Nachteile hinsichtlich der Flexibilität der Gesamtanordnung hervorruft. Dieses Meßverfahren ist für Messungen über einen fest vorgegebenen großen Frequenzbereich gut geeignet, wie es bei dem von Lipka bearbeiteten Abbildungsmeßverfahren der Fall war. Die Forderung nach variabel einstellbaren Frequenzgrenzen stellt dieses Meßprinzip vor so große Probleme, daß eine allgemeine Nutzung als wenig erfolgversprechend erscheint.

Die von Mukherjee [23] eingeführte Anwendung des FMCW-Verfahrens benötigt im Vergleich zu allen anderen Systemen den geringsten Aufwand, und stellt somit unter dem Aspekt der Kosten eine besonders attraktive Lösung dar. Durch eigene umfangreiche theoretische und praktische Untersuchungen konnte aber gezeigt werden, daß hierdurch auch ein erheblicher Verlust an Präzision des Meßergebnisses und ein stark eingeschränkter Bedienkomfort einher geht. Es konnte gezeigt werden, daß die Anwendung des Verfahrens in Wellenleitersystemen mit deutlicher Dispersion zu zusätzlichen Problemen führt, die die Anwendung dieser Methode im Millimeterwellenbereich zusätzlich erschwert.

Allein das letzte der vier genauer untersuchten homodynamen Verfahren ist prinzipiell geeignet, die vom heterodynamen NA gewohnten Leistungsdaten zu erreichen. Die Breitbandigkeit und die Präzision der Messung wird dadurch erreicht, daß vor der eigentlichen Messung eine Systemkonstante bestimmt wird, die den mathematischen Zusammenhang zwischen

der Meßgröße und den detektierten Spannungen herstellt. Die Genauigkeit dieser Konstanten bestimmt maßgeblich die Qualität aller nachfolgenden Messungen. Die Berechnung der Systemkonstanten gelingt durch Auswertung unterschiedlicher Phasenzustände von in Serie angeordneten umschaltbaren Phasenschiebern. Wie von Gärtner [28] gezeigt wurde, ist eine sehr gute Entkopplung der Phasenschieber die wichtigste Voraussetzung für die Anwendung dieses Verfahrens, und damit gleichzeitig auch dessen größter Nachteil, da hierdurch die Kosten des Hochfrequenzteils deutlich steigen.

Den letztgenannten Nachteil vermeidet das in dieser Arbeit präsentierte Verfahren, das lediglich einen fest eingestellten Phasenschieber verwendet. Theoretische und praktische Untersuchungen dieses Meßprinzips bilden den zweiten Schwerpunkt dieser Arbeit.

Ein Nachteil des hier neu vorgestellten Verfahrens liegt in der notwendigen ESB-Modulation des Meßsignals. Simulationsrechnungen belegen aber die geringen Ansprüche des Meßverfahrens an die Güte des hierfür eingesetzten ESB-Modulators, wodurch sich dieser Nachteil relativiert. Analog zu dem Verfahren mit seriell angeordneten Phasenschiebern wird auch hier vor der eigentlichen Messung durch ein Selbstkalibrierungsverfahren eine komplexe Systemkonstante bestimmt, von deren Genauigkeit die Präzision aller nachfolgenden Messungen abhängt.

Für die schaltungstechnische Durchführung der Selbstkalibrierung werden Vorschläge vorgestellt und durch Simulationen Anforderungen an die Daten der entscheidenden Systemkomponenten abgeleitet. Sie bildeten die Basis für die Auslegung eines nach dem vorgestellten Verfahren arbeitenden Netzwerkanalysators für den Frequenzbereich 75-110 GHz. Da die Komponenten des Meßsystems fast ausschließlich selbst entwickelt wurden, konnten sie den speziellen Anforderungen genau angepaßt werden. Das Meßsystem ist derzeit für den Frequenzbereich 92-96 GHz einsetzbar, da die aufgebaute Signalquelle aus technologischen Gründen nicht breitbandiger abstimbar ist. Durch Simulation des gesamten Meßsystems konnte aber gezeigt werden, daß mit den Leistungsdaten industriell verfügbarer, breitbandig abstimbarer Signalquellen eine hohe Meßgenauigkeit über den gesamten og. Frequenzbereich zu erzielen ist.

Ein weiteres wichtiges Ergebnis dieser Arbeit ist, daß sich die letztendlich erreichte Meßunsicherheit durch die bei diesem Verfahren notwendige Berechnung der Meßgröße im Vergleich zu heterodynen Systemen nur unwesentlich erhöht. Im Millimeterwellenbereich wird die Präzision des Meßergebnisses vielmehr durch die Qualität der Kalibrierstandards bestimmt. Da die für homodyne und heterodyne

Netzwerkanalysatoren geeigneten Kalibrierverfahren identisch sind, sollten mit beiden Meßverfahren vergleichbare Ergebnisse zu erreichen sein.

Ein Vergleich der Leistungsdaten der in dieser Arbeit untersuchten unterschiedlichen homodynen Systeme macht deutlich, daß nur über einen relativ hohen Aufwand im Hochfrequenzteil ein gegenüber heterodynen Netzwerkanalysatoren vergleichbares Ergebnis erzielt werden kann. Dadurch verringert sich der vom ursprünglichen Ansatz her gegebene Kostenvorteil merklich, was eine zukünftige industrielle Umsetzung des homodynen Prinzips eher unwahrscheinlich erscheinen läßt.

Umgekehrt besitzen die in Kap. 3.2 und 3.3 untersuchten kostengünstigen NA trotz ihrer geringeren Genauigkeit bzw. Flexibilität durchaus eine Chance für eine industrielle Anwendung. Abweichend von der ursprünglichen Vorstellung eines alternativen Verfahrens zur Netzwerkanalyse muß ihr Anwendungsgebiet jedoch im Bereich der Steuerung und Überwachung von industriellen Produktionsprozessen gesehen werden, da dort meist nur Veränderungen eines Referenzwertes detektiert werden müssen.

Literatur

- [1] MEINKE, GUNDLACH: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Hrsg. Lange, K.; Löcherer, K.-H.; Springer Verlag, Berlin, 4. Auflage, 1986, S. Q6
- [2] KING, R. J.: Microwave Homodyne Systems, Peter Peregrinus Ltd., Stevenage, England, 1978
- [3] MEINKE, GUNDLACH: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Hrsg. Lange, K.; Löcherer, K.-H.; Springer Verlag, Berlin, 4. Auflage, 1986, S. C20
- [4] ENGEN, G. F.: The six-port reflectometer: an alternative network analyzer, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-25 (1977) No. 12, S. 1075-1079
- [5] HEWLETT-PACKARD GmbH: Test- and Measurement Catalog, 1996, Böblingen, S. 288
- [6] ANRITSU WILTRON GmbH: Catalog, 1992
- [7] AB MILLIMÈTRE: MVNA 8-1000 GHz, Produktinformation, 1996
- [8] HEWLETT-PACKARD GMBH: Test- and Measurement Catalog, 1996, Böblingen, S. 247
- [9] EGRI, P.: Frequenzbereichserweiterung für einen Netzwerkanalysator, Institut für Hochfrequenztechnik, UNI Hannover, Diplomarbeit D11/93
- [10] KING, R. J.: Microwave Homodyne Systems, Peter Peregrinus Ltd., Stevenage, England, 1978, S. 41-77
- [11] BAUR, E.: Einführung in die Radartechnik, Teubner Verlag, Stuttgart, 1985, S. 124-133
- [12] ZINKE, BRUNSWIG: Hochfrequenztechnik 2, Hrsg. Vlcek, A., Hartnagel, H. L., Springer Verlag, Berlin, 1993, S. 509
- [13] WATANABE, K.; ASHIKI, M.: An easily implementable Network Analyzer, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-26 (1977) No. 4, S. 309-312
- [14] MEINKE, GUNDLACH: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Hrsg. Lange, K.; Löcherer, K.-H.; Springer Verlag, Berlin, 4. Auflage, 1986, S. L32
- [15] SCHIEK, B.: Meßsysteme der Hochfrequenztechnik, Hüthig Verlag, Heidelberg, 1984, S. 132

- [16] NEUMEYER, B.: Impedanzmessung im mm-Wellen-Bereich ohne Frequenzumsetzung, Dissertation, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Technische Universität München, 1989
- [17] EUL, H.-J.: Methoden zur Kalibrierung von heterodynem und homodynem Netzwerkanalysatoren, Dissertation, Abteilung für Elektrotechnik, Ruhr-Universität Bochum, 1990
- [18] EUL, H.-J.; Schiek, B.: Etablierung der komplexen Meßfähigkeit eines homodynen Reflektometers durch unbekannte Standards mit Hilfe der Möbius-Transformation, Kleinheubacher Berichte, 1989, Band 33, S. 537-548
- [19] LIPKA, D. B.: Ein für Mikrowellenabbildungssysteme geeigneter, durch Anwendung der Hilbert-Transformation vereinfachter Netzwerkanalysator, Dissertation, Abteilung für Elektrotechnik, Ruhr-Universität Bochum, 1989
- [20] UNBEHAUEN, R.: Systemtheorie, Grundlagen für Ingenieure, Oldenbourg Verlag, 5. Auflage, 1990, S. 387 ff.
- [21] BRONSTEIN, I. N.; SEMENDJAJEW, K. A., Taschenbuch der Mathematik, Verlag Harri Deutsch, Frankfurt, 19. Auflage, 1979, S. 361
- [22] OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W.: Zeitdiskrete Signalverarbeitung, Oldenbourg Verlag, München, 2. Auflage, 1995, S. 534 ff.
- [23] MUKHERJEE, S.: Use of FMCW technique for vector measurements, Dissertation, Department of Electrical Engineering and the Faculty of the Graduate School, University of Kansas
- [24] FINK, K.-R.; HÖLZEL, F.: Empfangskonzept für einen digitalen Empfänger, ntz Archiv, 5 (1983), Heft 12, S. 353-358
- [25] GECK, B.; MARQUARDT, J.; SAGEBIEL, M.: A homodyne network analyzer based on the FMCW method and digital signal processing, Proceedings of the 1996 Conference on Precision Electromagnetic Measurements, S. 530-531
- [26] GECK, B., MARQUARDT, J., SAGEBIEL, M.: Homodyne network analysis based on the FMCW-method and digital signal processing, zur Veröffentlichung eingereicht für die IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 1996

- [27] SAGEBIEL, M.: Untersuchung eines homodynen Prinzips zur Netzwerkanalyse im Mikrowellenbereich, Diplomarbeit, Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Hannover, D9/1995
- [28] GÄRTNER, U.: Ein homodynes Streuparametermeßverfahren mit digitaler Phasenmodulation für den Mikrowellenbereich, Dissertation, Abteilung für Elektrotechnik, Ruhr-Universität Bochum, 1986
- [29] SCHNEIDER, J.: Entwicklung eine homodynen Netzwerkanalysators für den Millimeterwellenbereich 26,5 - 40 GHz, Dissertation, Abteilung für Elektrotechnik, Ruhr-Universität Bochum, 1987
- [30] GÄRTNER, U.; SCHIEK, B.: A Broad-Band Homodyne Network Analyzer with Binary Phase Modulation, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-34 (1986) No. 8, S. 902-906
- [31] MILLITECH CORPORATION: Millimeter Wave Products, Produktinformation, 1995, S. 206-208
- [32] GECK, B.; MARQUARDT, J.: A homodyne network analyser with parallel mixers for the millimetre wave range, 24th European Microwave Conference Proceedings 1994, S. 922-927
- [33] GÄRTNER, U.: Ein homodynes Streuparametermeßverfahren mit digitaler Phasenmodulation für den Mikrowellenbereich, Dissertation, Abteilung für Elektrotechnik, Ruhr-Universität Bochum, 1986, S. 122-123
- [34] HAND, B. P.: Developing Accuracy Specifications for Automatic Network Analyzer Systems, HP-Journal, Feb. 1970, S. 16-19
- [35] REHNMARK, S.: On the Calibration Process of Automatic Network Analyzer Systems, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 22, April 1974, Seite 457-458
- [36] MEINKE, GUNDLACH: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Hrsg. Lange, K.; Löcherer, K.-H., Springer Verlag, Berlin, 4. Auflage, 1986, S. S22
- [37] ZINKE, BRUNSWIG: Hochfrequenztechnik 2, Hrsg. Vlcek, A., Hartnagel, H. L., Springer Verlag, Berlin, 1993, S. 361
- [38] FARRAN TECHNOLOGY: Datenblatt BWO-10, 1995
- [39] ZINKE, BRUNSWIG: Hochfrequenztechnik 2, Hrsg. Vlcek, A., Hartnagel, H. L., Springer Verlag, Berlin, 1993, S. 348

- [40] ZINKE, BRUNSWIG: Hochfrequenztechnik 2, Hrsg. Vlcek, A., Hartnagel, H. L., Springer Verlag, Berlin, 1993, S. 350
- [41] MILLITECH CORPORATION: Millimeter Wave Products, Produktinformation, 1995, S. 101
- [42] EUL, H.-J.: Methoden zur Kalibrierung von heterodynem und homodynen Netzwerkanalysatoren, Dissertation, Abteilung für Elektrotechnik, Ruhr-Universität Bochum, 1990
- [43] MILLITECH CORPORATION: Millimeter Wave Products, Produktinformation, 1995, S. 206
- [44] FLANN MICROWAVE: Produktinformation zum Schalter 27333-3E, 1994
- [45] MEINKE, GUNDLACH: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Hrsg. Lange, K.; Löcherer, K.-H., Springer Verlag, Berlin, 4. Auflage, 1986, S. O4
- [46] ZINKE, BRUNSWIG: Hochfrequenztechnik 2, Hrsg. Vlcek, A., Hartnagel, H. L., Springer Verlag, Berlin, 1993, S. 48
- [47] MILLITECH CORPORATION: Millimeter Wave Products, Produktinformation, 1995, S. 169
- [48] GÄRTNER, U.: Ein homodynes Streuparametermeßverfahren mit digitaler Phasenmodulation für den Mikrowellenbereich, Dissertation, Abteilung für Elektrotechnik, Ruhr-Universität Bochum, 1986
- [49] SCHNEIDER, J.; GÄRTNER, U.; SCHIEK, B.: Crosstalk suppression for modulated subcarrier measurement systems, 17th European Microwave Conference Proceedings 1987, S. 287-292
- [50] NOMMENSEN, J.: Gegentaktmischstufe in Microstrip-Technik, Institut für Hochfrequenztechnik, UNI Hannover, Studienarbeit S6/88
- [51] POLLAK, K.: Synchrondetektor für ein Millimeterwellenmeßsystem, Institut für Hochfrequenztechnik, UNI Hannover, Diplomarbeit D3/90
- [52] GÄRTNER, U.: Ein homodynes Streuparametermeßverfahren mit digitaler Phasenmodulation für den Mikrowellenbereich, Dissertation, Abteilung für Elektrotechnik, Ruhr-Universität Bochum, 1986
- [53] UNGER, H. G.; SCHÜNEMANN, K.: Abschlußbericht zum Forschungsvorhaben "Millimeterwellen-Interferometer", Institut für Hochfrequenztechnik, TU Braunschweig, 1988

- [54] GABRIEL, J.-A.: Erstellung eines Betriebssystems für einen homodynen Netzwerkanalysator für den Frequenzbereich 94 GHz, Institut für Hochfrequenztechnik, UNI Hannover, Diplomarbeit D3/91
- [55] COMPACT SOFTWARE: Super-Compact PC User's Guide, Version 5.0
- [56] ZINKE, BRUNSWIG: Hochfrequenztechnik 2, Hrsg. Vlcek, A., Hartnagel, H. L., Springer Verlag, Berlin, 1993, S. 345
- [57] GUNN, J., B.: Effect of domain and circuit properties on oscillations in GaAs", IBM J. Res. Development, 10 (1966), S. 310-320
- [58] Löcherer, K.-H.: Halbleiterbauelemente, Teubner Verlag, Stuttgart, 1992, S.188
- [59] ZINKE, BRUNSWIG: Hochfrequenztechnik 2, Hrsg. Vlcek, A., Hartnagel, H. L., Springer Verlag, Berlin, 1993, S. 349
- [60] BARTH, H.: Oberwellen-Oszillatoren zur Leistungserzeugung im Millimeterwellen-Gebiet, Dissertation, Technische Universität Hamburg-Harburg, 1988
- [61] SOLBACH, K.; SICKLING, F.; BARTH, H.: Harmonic Gunn Oscillators allow frequency growth, Microwaves & RF, April 1983, S. 75-127
- [62] BIALKOWSKI, M. E.: Analysis of disc-type resonator mounts in parallel plate and rectangular waveguides, AEÜ, 38 (1984), S. 306-310
- [63] HAMPE, D.: Varaktorabgestimmter Gunn-Oszillator, Institut für Hochfrequenztechnik, UNI Hannover, Diplomarbeit D7/88
- [64] BARTH, H.: Oberwellen-Oszillatoren zur Leistungserzeugung im Millimeterwellen-Gebiet, Dissertation, Technische Universität Hamburg-Harburg, 1988
- [65] SAGEBIEL, M.: Komponenten eines Synthesizers für den Mikrowellenbereich, Institut für Hochfrequenztechnik, UNI Hannover, Studienarbeit S8/93
- [66] OTTO, S.: Leistungsregelung für einen Millimeterwellengenerator, Institut für Hochfrequenztechnik, UNI Hannover, Studienarbeit S21/91
- [67] MARQUARDT, J.: Bauelemente der Mikrowellentechnik, Vorlesungsskript, Institut für Hochfrequenztechnik, UNI Hannover
- [68] REED, J.: The multiple branch waveguide coupler, IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 6, 1958, S. 398-403

- [69] KÜHN, E.: Improved Design and Resulting Performance of Multiple Branch-Waveguide Directional Couplers, Archiv für Elektronik und Übertragungstechnik, Band 28, 1974, Heft 5, S.206-214
- [70] MARGIEH, U.: Leistungsteiler für den Millimeterwellenbereich, Institut für Hochfrequenztechnik, UNI Hannover, Diplomarbeit D13/88
- [71] KÜHN, E.: Exact calculation and some applications of the equivalent networks of open E-plane T-junctions, Proceedings Fifth Colloquium on Microwave Communication, Vol. IV, Budapest 1974, S. 363-372
- [72] WATERHOLTER, U.: Analyse einer Koppelstruktur in Hohlleitertechnik, Institut für Hochfrequenztechnik, UNI Hannover, Diplomarbeit D4/93
- [73] BIALKOWSKI, M. E.: Analysis of an N-Port consisting of a radial cavity and E-plane coupled rectangular waveguides, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 40, September 1992, S. 1840-1843
- [74] EMERSON & CUMING: Produktinformation ECCOSORB MF
- [75] GOEBEL, U.: A High Precision/High Isolation Planar mm-wave PSK/AM Modulator, 17th European Microwave Conference Proceedings 1987, S. 698-703
- [76] ROTHERT, H.-J.: Doppelt balancierter Mischer für das W-Band, Institut für Hochfrequenztechnik, UNI Hannover, Diplomarbeit D5/89
- [77] RÖMHILD, H.: Doppelt balancierter Modulator für das W-Band, Institut für Hochfrequenztechnik, UNI Hannover, Diplomarbeit D2/89
- [78] HEWLETT PACKARD: Achieve High Isolation in Series Applications with the LOW Capacitance HPND-4005 Beam Lead PIN, Application Note 985
- [79] MÜLLER, F. E.: Zum Entwurf von PSK-Direktmodulatoren in Microstrip-Technik für Richtfunksysteme, Dissertation, Universität Duisburg, 1982
- [80] GEIBLER, R.; KAMMERLOHER, W.; SCHNEIDER, H. W.: Berechnungs- und Entwurfsverfahren der Hochfrequenztechnik 1, Vieweg Verlag, Braunschweig/ Wiesbaden, 1993, S. 92
- [81] KRÖMER, O.: Signalgenerator für das W-Band, Institut für Hochfrequenztechnik, UNI Hannover, Studienarbeit S9/90

- [82] KREKELS, H.-G.: Verfahren zur Kalibrierung und Etablierung von vektoriellen Netzwerkanalysatoren mit Anwendung auf Doppelsechstor-Anwendungen, Dissertation, Fakultät für Elektrotechnik, Ruhr-Universität Bochum, 1995
- [83] SIMON, H.-J.: Homodyner Netzwerkanalysator für die Zweitormessung im mm-Wellen-Bereich, Dissertation, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Technische Universität München, 1993, S. 55
- [84] HENGARTNER, W.; THEODORESCU, R.: Einführung in die Monte-Carlo-Methode, Carl Hanser Verlag, Wien, 1978
- [85] HEWLETT PACKARD: Automatic Network Analyzer HP8542A, Manual, Section IV Fundamentals, Hewlett Packard Company, 1969, S. 4.1

Lebenslauf

Persönliche Daten:

Name : Geck, geb. Fromm
Vorname : Bernd
Familienstand : verheiratet seit Juli 1987
zwei Kinder
Geburtstag/ort : 03.06.1959 in Oldenburg/Oldb.
Staatsangehörigkeit : deutsch
Ehefrau : Bärbel Geck, Berufsschullehrerin
Eltern : Gerhard und Elsbeth Fromm, geb. Stoffers

Schulbildung:

01.04.66 - 31.07.69 Grundschule, Oldenburg
01.08.69 - 31.07.75 Realschule Auf dem Ehnern, Oldenburg
01.08.75 - 30.06.78 Gymnasium Graf - Anton - Günther, Oldenburg
Mai 1978 Erwerb der allgemeinen Hochschulreife

Wehrdienst:

03.07.78 - 30.09.79 Grundwehrdienst

Berufsausbildung:

Okt. 79 - März 87 Studium der Elektrotechnik an der Universität
Hannover
Oktober 1981 Abschluß der Diplomvorprüfung
01.10.81 - 30.09.83 wissenschaftliche Hilfskraft am Institut für Grundlagen
der Elektrotechnik
01.10.83 - 31.05.87 wissenschaftliche Hilfskraft am Institut für Hochfre-
quenztechnik
30. März 1987 Abschluß der Diplomhauptprüfung, Fachrichtung
Hoch-frequenztechnik

Berufliche Laufbahn:

01.06.87 - 30.04.92 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hoch-
frequenztechnik der Universität Hannover
seit 01.05.92 Wissenschaftlicher Angestellter am Institut für Hoch-
frequenztechnik der Universität Hannover