

Universität Rostock
Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik
Institut für Nachrichtentechnik
Hochfrequenztechnisches Labor

Vektornetzwerkanalysator

Versuch Nr.
3

Datum:

Name:

Versuch durchgeführt:

Erforderliche Geräte:

Anzahl	Bezeichnung
1	Vektornetzwerkanalysator (VNA) Advantest R3765CG
1	Drucker Hewlett Packard Laserjet 1320
1	Englische PS/2-Tastatur
2	Power Limiter N9355B von Agilent (permanent auf VNA montiert)
2	Koaxialkabel von BR-Elektronik, N-Stecker auf N-Stecker, 1 m lang
1	Kalibrierkit Rosenberger 53K34R-MSO
1	Bandpaßfilter Mini-Circuits NBP-70+
1	Richtkoppler Mini-Circuits ZFDC-20-1H-N+
2	Abschlußwiderstand 50 Ω Nm
1	Nf-Nf Adapter
1	T-Stück mit Nf Anschlüssen
1	ESD-Matte mit Erdungsarmband

1 Versuchsziel

Dieser Versuch dient dem Kennenlernen des Vektornetzwerkanalysators. Mit diesem in der Hochfrequenztechnik wichtigem Meßinstrument ist es möglich, die komplexen Streuparameter von linearen Mehratoren zu messen.

2 Theorie

2.1 Theoretische Grundlagen

Einen guten Überblick über die theoretischen Grundlagen bieten die im Literaturverzeichnis angegebenen Quellen [Hie07, Poz05, Sch99] und der Stoff der Vorlesungen zur Hochfrequenztechnik. Im folgenden werden einige wichtige Punkte der theoretischen Grundlagen wiederholt.

2.2 Wellengrößen und Streuparameter

In der Hochfrequenztechnik werden zur Beschreibung von Hochfrequenzschaltungen beziehungsweise Netzwerken oftmals Wellengrößen anstelle von Spannungen und Strömen verwendet. Ein Netzwerk hat im allgemeinen N Tore. Solch ein Netzwerk wird auch als Mehrtor oder N -Tor bezeichnet. In Bild 1 ist ein N -Tor dargestellt.

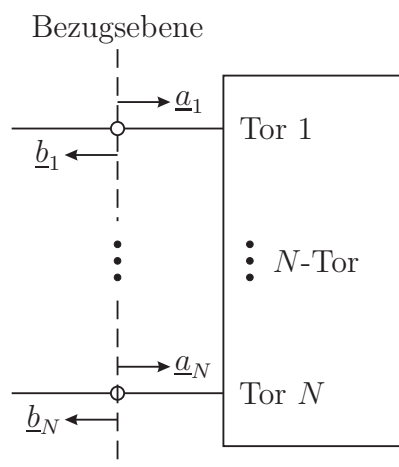


Bild 1. Mehrtor

Eine auf das Tor n zulaufende Welle mit der komplexen Wellenamplitude \underline{a}_n wird durch das Mehrtor gestreut, so daß im allgemeinen an allen Toren $n = 1 \dots N$ ablaufende Wellen mit den komplexen Wellenamplituden \underline{b}_n entstehen. Faßt man alle N zulaufenden Wellen zusammen, so führt dies auf den Vektor

$$\underline{\mathbf{a}} = \begin{pmatrix} \underline{a}_1 \\ \vdots \\ \underline{a}_N \end{pmatrix} . \quad (1)$$

Faßt man alle N ablaufenden Wellen zusammen, so führt dies auf den Vektor

$$\underline{\mathbf{b}} = \begin{pmatrix} \underline{b}_1 \\ \vdots \\ \underline{b}_N \end{pmatrix} . \quad (2)$$

Laufen gleichzeitig auf mehrere Tore Wellen zu, so überlagern sich die gestreuten Wellen aufgrund der Linearität des Mehrtors. Der Zusammenhang zwischen zulaufenden und ablaufenden Wellen an einem linearen Mehrtor kann durch die Streumatrix

$$\underline{\mathbf{S}} = \begin{pmatrix} \underline{S}_{11} & \cdots & \underline{S}_{1N} \\ \vdots & & \vdots \\ \underline{S}_{N1} & \cdots & \underline{S}_{NN} \end{pmatrix} \quad (3)$$

beschrieben werden. Die Elemente \underline{S}_{mn} der Streumatrix werden als komplexe Streuparameter bezeichnet. Mit den Vektoren $\underline{\mathbf{a}}$ und $\underline{\mathbf{b}}$ gilt

$$\underline{\mathbf{b}} = \underline{\mathbf{S}} \cdot \underline{\mathbf{a}} , \quad (4)$$

Die komplexen Wellenamplituden haben die Einheit $\sqrt{\text{W}}$. Die auf das Tor n zulaufende Leistung berechnet sich zu

$$P_{an} = \frac{|\underline{a}_n|^2}{2} \quad (5)$$

und die vom Tor n ablaufende Leistung berechnet sich zu

$$P_{bn} = \frac{|\underline{b}_n|^2}{2} . \quad (6)$$

Für die vom Mehrtor netto aufgenommene Leistung folgt

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N (|\underline{a}_n|^2 - |\underline{b}_n|^2) \\ &= \frac{1}{2} (\|\underline{\mathbf{a}}\|^2 - \|\underline{\mathbf{b}}\|^2) . \end{aligned} \quad (7)$$

2.3 Berechnen der Streumatrix aus der Impedanzmatrix

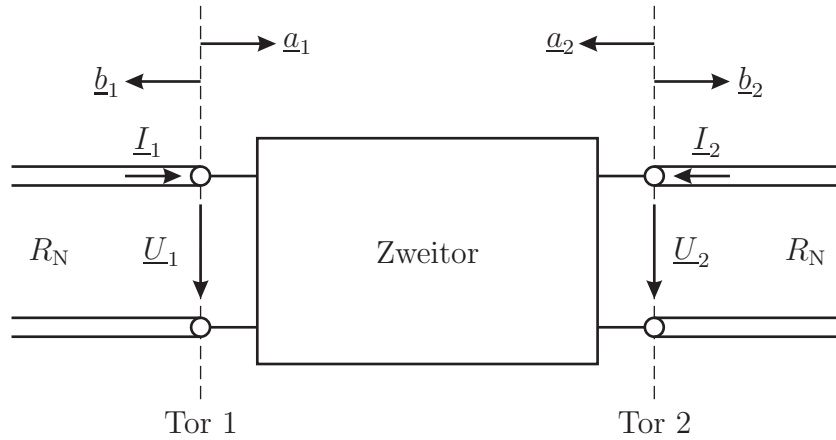


Bild 2. Vierpol mit Spannungen und Strömen an den Toren

Im folgenden werden Mehr Tore mit Zweileitersystemen an den Toren betrachtet. Für den Spannungsvektor gilt

$$\underline{\mathbf{U}} = \begin{pmatrix} \underline{U}_1 \\ \vdots \\ \underline{U}_N \end{pmatrix} = (\underline{\mathbf{a}} + \underline{\mathbf{b}}) \sqrt{R_N} \quad (8)$$

und für den Stromvektor gilt

$$\underline{\mathbf{I}} = \begin{pmatrix} \underline{I}_1 \\ \vdots \\ \underline{I}_N \end{pmatrix} = \frac{\underline{\mathbf{a}} - \underline{\mathbf{b}}}{\sqrt{R_N}} \quad (9)$$

R_N ist der Bezugswiderstand und entspricht dem Wellenwiderstand der Zweileitersysteme an den Toren. In der Elektronik verwendet man gerne die Impedanzmatrix

$$\underline{\mathbf{Z}} = \begin{pmatrix} \underline{Z}_{11} & \cdots & \underline{Z}_{1N} \\ \vdots & & \vdots \\ \underline{Z}_{N1} & \cdots & \underline{Z}_{NN} \end{pmatrix} \quad (10)$$

zum Beschreiben der Zusammenhänge zwischen Spannungsvektor $\underline{\mathbf{U}}$ und Stromvektor $\underline{\mathbf{I}}$ an linearen Mehr Toren. Es gilt

$$\underline{\mathbf{U}} = \underline{\mathbf{Z}} \cdot \underline{\mathbf{I}} \quad (11)$$

Wenn man den Spannungsvektor $\underline{\mathbf{U}}$ und den Stromvektor $\underline{\mathbf{I}}$ durch die komplexen Wel-

lenamplituden ausdrückt erhält man mit der Einheitsmatrix \mathbf{E} :

$$\begin{aligned}(\underline{\mathbf{a}} + \underline{\mathbf{b}}) \sqrt{R_N} &= \underline{\mathbf{Z}} \cdot \frac{\underline{\mathbf{a}} - \underline{\mathbf{b}}}{\sqrt{R_N}} \\ R_N \mathbf{E} (\underline{\mathbf{a}} + \underline{\mathbf{b}}) &= \underline{\mathbf{Z}} (\underline{\mathbf{a}} - \underline{\mathbf{b}}) \\ (\underline{\mathbf{Z}} + R_N \mathbf{E}) \underline{\mathbf{b}} &= (\underline{\mathbf{Z}} - R_N \mathbf{E}) \underline{\mathbf{a}} \\ \underline{\mathbf{b}} &= (\underline{\mathbf{Z}} + R_N \mathbf{E})^{-1} (\underline{\mathbf{Z}} - R_N \mathbf{E}) \underline{\mathbf{a}} .\end{aligned}\tag{12}$$

Man erhält die Streumatrix als Funktion der Impedanzmatrix zu

$$\underline{\mathbf{S}} = (\underline{\mathbf{Z}} + R_N \mathbf{E})^{-1} (\underline{\mathbf{Z}} - R_N \mathbf{E})\tag{13}$$

$$= \mathbf{E} - 2R_N (\underline{\mathbf{Z}} + R_N \mathbf{E})^{-1} .\tag{14}$$

Ein Auflösen nach der Impedanzmatrix ergibt

$$\underline{\mathbf{Z}} = R_N (\mathbf{E} + \underline{\mathbf{S}}) (\mathbf{E} - \underline{\mathbf{S}})^{-1}\tag{15}$$

$$= -R_N (\mathbf{E} + 2(\underline{\mathbf{S}} - \mathbf{E})^{-1}) .\tag{16}$$

Man kann jeder Streumatrix formal eineindeutig eine Impedanzmatrix zuordnen.

2.4 Beispiele von linearen N -Toren

2.4.1 Eintor

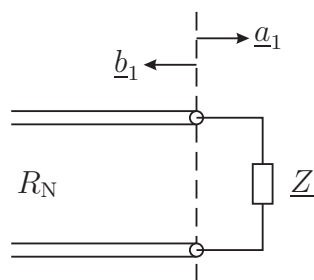


Bild 3. Eintor

Ein Eintor wird mit dem komplexen Streuparameter

$$\underline{S}_{11} = \frac{\underline{Z} - R_N}{\underline{Z} + R_N}\tag{17}$$

beschrieben und dieser entspricht dem komplexen Reflexionsfaktor. In Bild 3 ist ein Eintor dargestellt.

2.4.2 Zweitore

Allgemeines Zweitor Bei einem Zweitor besteht neben der Reflexion der hinlaufenden Wellen auch die Möglichkeit der Transmission in Vorwärts- und Rückwärtsrichtung. In Bild 4 ist ein Zweitor dargestellt.

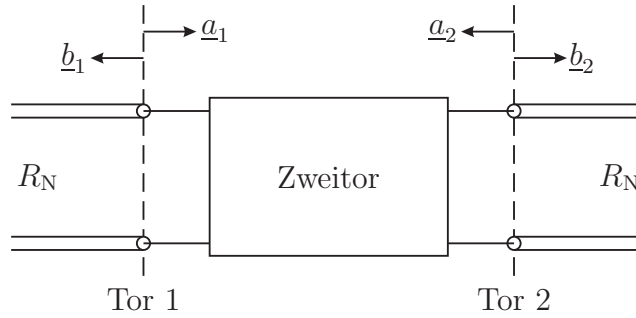


Bild 4. Zweitor

Das Zweitor wird durch die Streumatrix

$$\underline{\mathbf{S}} = \begin{pmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} \end{pmatrix} \quad (18)$$

beschrieben. Zum messen der komplexen Streuparameter wird zunächst das Tor 2 reflexionsfrei abgeschlossen, so daß

$$\underline{a}_2 = 0 \quad (19)$$

gilt. An Tor 1 wird die hinlaufende Welle \underline{a}_1 angelegt. An Tor 1 kann nun die reflektierte Welle \underline{b}_1 gemessen werden und an Tor 2 wird die transmittierte Welle \underline{b}_2 gemessen. Daraus ergeben sich die Streuparameter

$$\underline{S}_{11} = \frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_1} \quad (20)$$

und

$$\underline{S}_{21} = \frac{\underline{b}_2}{\underline{a}_1} . \quad (21)$$

Zum Messen der Streuparameter \underline{S}_{22} und \underline{S}_{12} wird Tor 1 reflexionsfrei abgeschlossen und an Tor 2 wird die hinlaufende Welle \underline{a}_2 angelegt. Anschließend können die noch fehlenden Streuparameter bestimmt werden.

Paralleladmittanz Für die Analyse wählt man zunächst einen speziellen Betriebszustand, bei dem $\underline{a}_2 = 0$ gilt. Hierzu schließt man das Tor 2 mit dem Bezugswiderstand

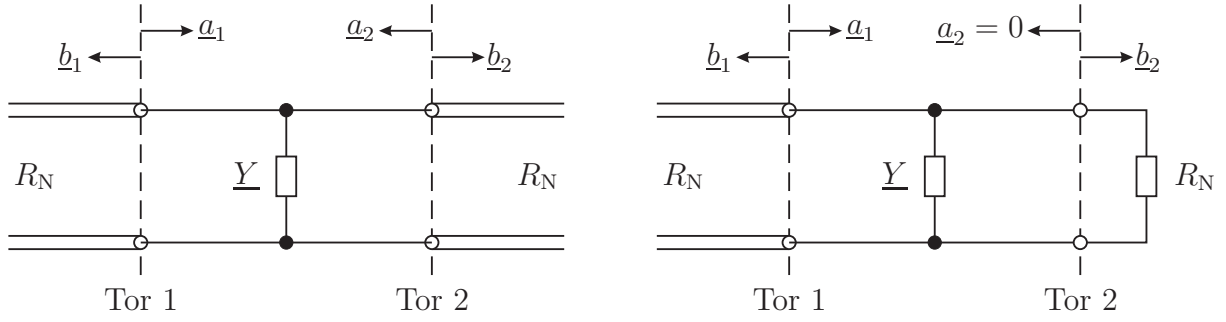


Bild 5. Paralleladmittanz, rechts spezieller Betriebszustand mit $\underline{a}_2 = 0$

R_N ab. Der Streuparameter \underline{S}_{11} entspricht nun dem an Tor 1 sichtbaren Reflexionsfaktor

$$\underline{S}_{11} = \frac{\frac{1}{\underline{Y}R_N+1} - 1}{\frac{1}{\underline{Y}R_N+1} + 1} = -\frac{\underline{Y}R_N}{2 + \underline{Y}R_N}. \quad (22)$$

Die Berechnung von \underline{S}_{21} erfolgt über den Maschensatz (2. Kirchhoffsches Gesetz). Die Spannungen an beiden Toren müssen gleich sein

$$\underline{U}_1 = (\underline{a}_1 + \underline{b}_1) \sqrt{R_N} = (\underline{a}_2 + \underline{b}_2) \sqrt{R_N} = \underline{U}_2. \quad (23)$$

Damit ergibt sich

$$\underline{S}_{21} = 1 + \underline{S}_{11} = \frac{2}{2 + \underline{Y}R_N}. \quad (24)$$

Aufgrund der Symmetrie des Zweitports folgt die Streumatrix

$$\underline{\mathbf{S}} = \frac{1}{2 + \underline{Y}R_N} \begin{pmatrix} -\underline{Y}R_N & 2 \\ 2 & -\underline{Y}R_N \end{pmatrix}. \quad (25)$$

Filter Die Streuparameter von Filtern haben charakteristische Frequenzabhängigkeiten. In Bild 6 ist der Betrag der Übertragungsfunktion $|\underline{H}(f)| = |\underline{S}_{21}(f)|$ eines Bandpaßfilters dargestellt. Ein Filter wird durch mehrere Kenngrößen charakterisiert.

Die 3 dB Bandbreite eines Filters ergibt sich zu

$$B = f_O - f_U, \quad (26)$$

wobei f_O und f_U die obere beziehungsweise die untere Grenzfrequenz des Filters sind und den Durchlaßbereich des Filters begrenzen. Das Kriterium für die Grenzfrequenzen ist der Abfall des Betrages der Übertragungsfunktion gegenüber dem Maximalwert um

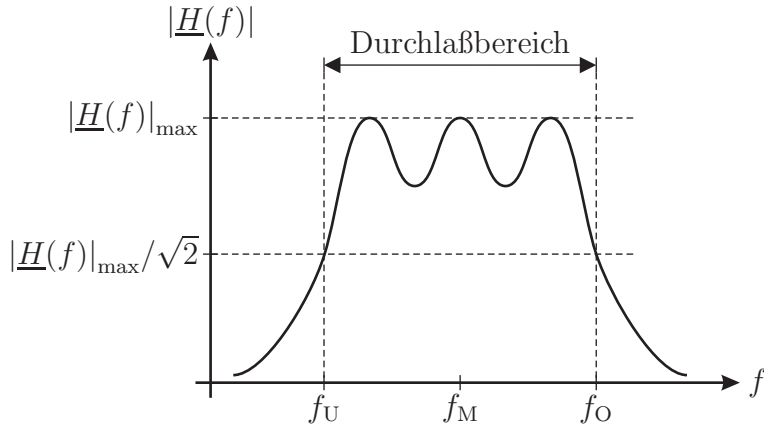


Bild 6. Übertragungsfunktion eines Bandpasses

$-3 \text{ dB} \approx 1/\sqrt{2}$. Die Mittenfrequenz des Filters wird mit f_M bezeichnet und berechnet sich zu

$$f_M = \frac{f_O + f_U}{2} . \quad (27)$$

Der an Tor n sichtbare Reflexionsfaktor ist $\underline{S}_{nn}(f)$, falls das andere Tor reflexionsfrei mit R_N abgeschlossen ist. Eine Aussage darüber, wie gut das Filter an die Leitung angepaßt ist, liefert der Welligkeitsfaktor

$$s(f) = \frac{1 + |\underline{S}_{nn}(f)|}{1 - |\underline{S}_{nn}(f)|} . \quad (28)$$

Ist die Anpassung perfekt, so ist der komplexe Reflexionsfaktor gleich Null und es ergibt sich ein Welligkeitsfaktor von eins. Ist der komplexe Reflexionsfaktor ungleich Null, so ergibt sich ein Welligkeitsfaktor von größer eins. In der Regel besteht das Ziel darin, den Welligkeitsfaktor zu minimieren, so daß möglichst kein Signal am Eingang des Filters reflektiert wird.

2.4.3 Richtkoppler

Im folgenden werden doppelt symmetrisch aufgebaute eigenreflexionsfreie Viertore betrachtet. Die Streumatrix eines solchen Viertors hat die Gestalt

$$\underline{\mathbf{S}} = \begin{pmatrix} 0 & \underline{S}_{12} & \underline{S}_{13} & \underline{S}_{14} \\ \underline{S}_{12} & 0 & \underline{S}_{14} & \underline{S}_{13} \\ \underline{S}_{13} & \underline{S}_{14} & 0 & \underline{S}_{12} \\ \underline{S}_{14} & \underline{S}_{13} & \underline{S}_{12} & 0 \end{pmatrix} . \quad (29)$$

Richtkoppler sind symmetrisch aufgebaute, eigenreflexionsfreie und verlustfreie Viertore. Aus

$$\underline{\mathbf{S}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{S}} = \mathbf{E} \quad (30)$$

folgt für die Streuparameter eines Richtkopplers:

$$|\underline{\mathcal{S}}_{12}|^2 + |\underline{\mathcal{S}}_{13}|^2 + |\underline{\mathcal{S}}_{14}|^2 = 1 \quad (31)$$

$$\underline{\mathcal{S}}_{13}^* \underline{\mathcal{S}}_{14} + \underline{\mathcal{S}}_{14}^* \underline{\mathcal{S}}_{13} = 0 \Rightarrow \operatorname{Re} \{ \underline{\mathcal{S}}_{13}^* \underline{\mathcal{S}}_{14} \} = 0 \quad (32)$$

$$\underline{\mathcal{S}}_{12}^* \underline{\mathcal{S}}_{14} + \underline{\mathcal{S}}_{14}^* \underline{\mathcal{S}}_{12} = 0 \Rightarrow \operatorname{Re} \{ \underline{\mathcal{S}}_{12}^* \underline{\mathcal{S}}_{14} \} = 0 \quad (33)$$

$$\underline{\mathcal{S}}_{12}^* \underline{\mathcal{S}}_{13} + \underline{\mathcal{S}}_{13}^* \underline{\mathcal{S}}_{12} = 0 \Rightarrow \operatorname{Re} \{ \underline{\mathcal{S}}_{12}^* \underline{\mathcal{S}}_{13} \} = 0 . \quad (34)$$

Die Streuparameter müssen folglich in der komplexen Ebene paarweise orthogonal sein:

$$\underline{\mathcal{S}}_{13} \perp \underline{\mathcal{S}}_{14} \quad (35)$$

$$\underline{\mathcal{S}}_{12} \perp \underline{\mathcal{S}}_{14} \quad (36)$$

$$\underline{\mathcal{S}}_{12} \perp \underline{\mathcal{S}}_{13} . \quad (37)$$

Diese Forderungen können gleichzeitig nur erfüllt werden, falls mindestens einer der drei Streuparameter Null ist. Alle drei möglichen Lösungen sind gleichwertig und es soll hier nur der Fall

$$\underline{\mathcal{S}}_{14} = 0 \quad (38)$$

weiter betrachtet werden. Die Streumatrix des idealen Richtkopplers hat somit die Gestalt

$$\underline{\mathbf{S}} = \begin{pmatrix} 0 & \underline{\mathcal{S}}_{12} & \underline{\mathcal{S}}_{13} & 0 \\ \underline{\mathcal{S}}_{12} & 0 & 0 & \underline{\mathcal{S}}_{13} \\ \underline{\mathcal{S}}_{13} & 0 & 0 & \underline{\mathcal{S}}_{12} \\ 0 & \underline{\mathcal{S}}_{13} & \underline{\mathcal{S}}_{12} & 0 \end{pmatrix} . \quad (39)$$

Für die beiden nicht verschwindenden Streuparameter gilt:

$$|\underline{\mathcal{S}}_{12}|^2 + |\underline{\mathcal{S}}_{13}|^2 = 1 \quad (40)$$

$$\arg(\underline{\mathcal{S}}_{12}) - \arg(\underline{\mathcal{S}}_{13}) = \pm \frac{\pi}{2} . \quad (41)$$

Alle idealen Richtkoppler unterscheiden sich nur in der Numerierung der Tore, der Wahl der Bezugsebenen und der Aufteilung der Energie auf $\underline{\mathcal{S}}_{12}$ und $\underline{\mathcal{S}}_{13}$.

Die Kenngrößen eines realen Richtkopplers sind:

Durchgangsdämpfung:

$$-20 \log_{10} (|\underline{\mathcal{S}}_{21}|) \approx -20 \log_{10} (|\underline{\mathcal{S}}_{12}|) \approx -20 \log_{10} (|\underline{\mathcal{S}}_{43}|) \approx -20 \log_{10} (|\underline{\mathcal{S}}_{34}|) \quad (42)$$

Koppeldämpfung:

$$-20 \log_{10} (|\underline{\mathcal{S}}_{31}|) \approx -20 \log_{10} (|\underline{\mathcal{S}}_{42}|) \approx -20 \log_{10} (|\underline{\mathcal{S}}_{13}|) \approx -20 \log_{10} (|\underline{\mathcal{S}}_{24}|) \quad (43)$$

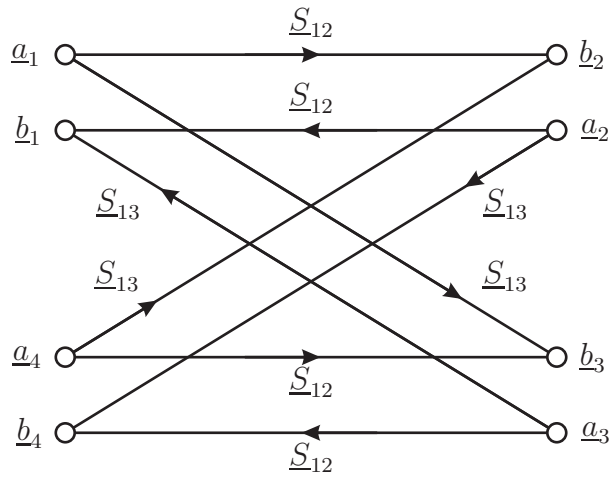
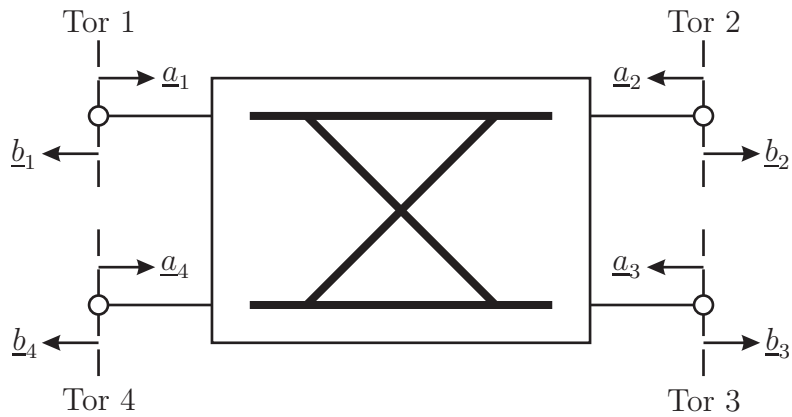


Bild 7. Symbol und Signalflußgraph eines idealen Richtkopplers

Isolation:

$$-20\log_{10} (|\underline{S}_{41}|) \approx -20\log_{10} (|\underline{S}_{32}|) \approx -20\log_{10} (|\underline{S}_{23}|) \approx -20\log_{10} (|\underline{S}_{14}|) \quad (44)$$

Direktivität: Die Direktivität ist die Differenz von Isolation und Koppeldämpfung

$$20\log_{10} \left(\frac{|\underline{S}_{31}|}{|\underline{S}_{41}|} \right) \approx 20\log_{10} \left(\frac{|\underline{S}_{42}|}{|\underline{S}_{32}|} \right) \approx 20\log_{10} \left(\frac{|\underline{S}_{13}|}{|\underline{S}_{23}|} \right) \approx 20\log_{10} \left(\frac{|\underline{S}_{24}|}{|\underline{S}_{14}|} \right) \quad (45)$$

2.5 Vektornetzwerkanalysator

2.5.1 Aufbau

Ein Vektornetzwerkanalysator ist ein Gerät zum Messen von Streuparametern. Im folgenden wird der Vektornetzwerkanalysator Advantest R3765CG mit zwei Toren für

Messungen an Zweitoren betrachtet. Es gibt auch Vektornetzwerkanalysatoren mit mehr als zwei Toren.

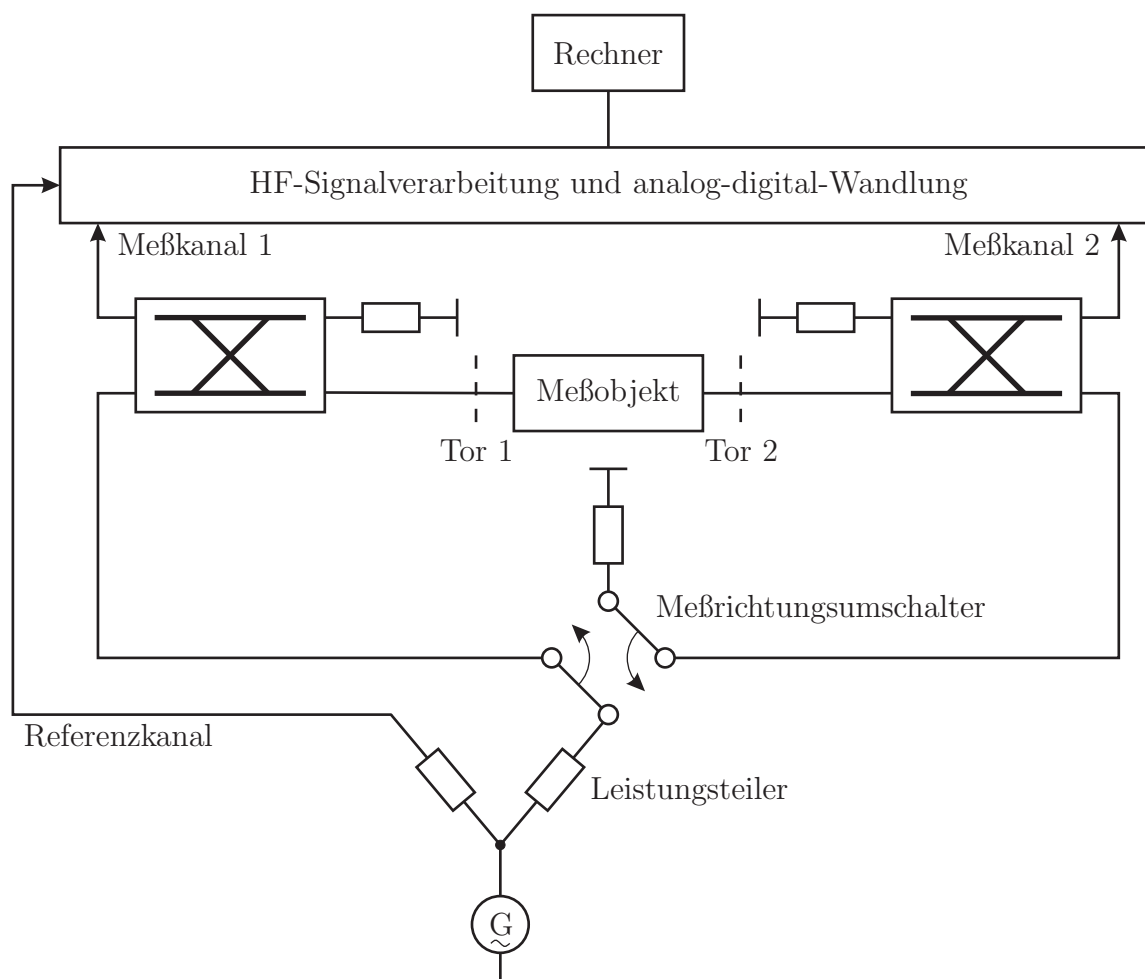


Bild 8. Vektornetzwerkanalysator

Bild 8 zeigt den prinzipiellen Aufbau des verwendeten Vektornetzwerkanalysators. Der Vektornetzwerkanalysator enthält eine Signalquelle mit einstellbarer Frequenz. Das Testsignal kann über einen Umschalter auf jedes der beiden Tore gegeben werden, um Messungen in Vorwärtsrichtung und in Rückwärtsrichtung zu ermöglichen. Das jeweils andere Tor wird mit einem Abschlußwiderstand verbunden. Über Richtkoppler wird ein Teil des reflektierten Signals und des transmittierten Signals ausgekoppelt. Diese ausgekoppelten Signale in den Meßkanälen sind ein Maß für die komplexen Amplituden der ablaufenden Wellen \underline{b}_1 und \underline{b}_2 . Zusammen mit dem hinlaufendem Testsignal \underline{a}_1 beziehungsweise \underline{a}_2 je nach Schalterstellung, das im Referenzkanal gemessen wird, kann man die Streuparameter berechnen. Hierbei muß man allerdings die Phasenverschiebungen, Dämpfungen und Imperfektionen der realen Komponenten, das heißt insbesondere des Leistungsteilers, des Schalters, der Richtkoppler und der Verbindungs-

leitungen berücksichtigen. Das Ermitteln und Berücksichtigen der Fehlerkoeffizienten bei der Streuparameterberechnung ist Aufgabe der im folgenden diskutierten Fehlerkorrektur. Der Vektornetzwerkanalysator enthält einen Rechner, der diese Fehlerkorrektur und weitere umfangreiche Auswertungen sowie die graphische Darstellungen der Meßergebnisse durchführt.

2.5.2 Fehlerkorrektur

Vorbemerkungen Insbesondere die Verbindungskabel zwischen Vektornetzwerkanalysator und Meßobjekt haben einen erheblichen Einfluß auf die Meßergebnisse. Sowohl die Dämpfungen als auch die Phasenverschiebungen sind zu berücksichtigen. Aber auch Imperfektionen des Vektornetzwerkanalysators wie nicht perfekte Richtkoppler haben signifikante Einflüsse. Ziel der Fehlerkorrektur ist es, diese systematischen Meßfehler zu eliminieren. Basierend auf Referenzmessungen an bekannten Meßobjekten werden die Fehlerkoeffizienten eines Fehlermodells geschätzt. Bei einer späteren Messung an einem unbekanntem Meßobjekt können die systematischen Meßfehler dann eliminiert werden.

1-Tor-Kalibrierung für Reflexionsfaktormessungen Die nichtidealen Eigenschaften des realen Vektornetzwerkanalysators werden durch einen idealen Vektornetzwerkanalysator und ein Fehlerzweitor zwischen idealem Vektornetzwerkanalysator und Meßobjekt, wie in Bild 9 dargestellt, modelliert.

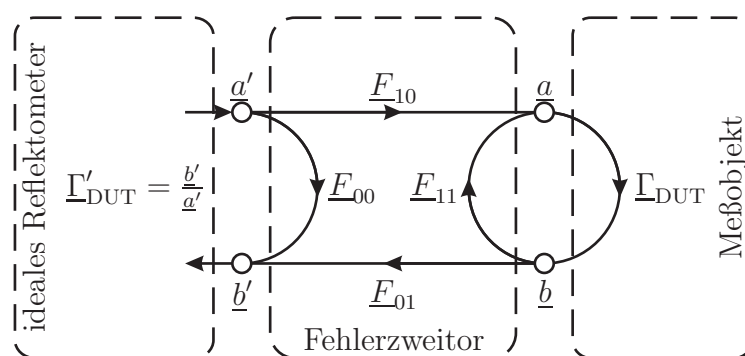


Bild 9. 3-Term-Fehlermodell

Der vom idealen Vektornetzwerkanalysator gemessene Reflexionsfaktor ergibt sich zu

$$\underline{\Gamma}'_{DUT} = \frac{b'}{a'} = \underline{F}_{00} + \underline{F}_{10} \frac{\underline{\Gamma}_{DUT}}{1 - \underline{F}_{11} \underline{\Gamma}_{DUT}} \underline{F}_{01} , \quad (46)$$

wobei $\underline{\Gamma}_{\text{DUT}}$ der wahre Reflexionsfaktor des Meßobjekts (Device Under Test) ist. Durch Auflösen nach $\underline{\Gamma}_{\text{DUT}}$ erhält man den gesuchten Reflexionsfaktor

$$\underline{\Gamma}_{\text{DUT}} = \frac{\underline{\Gamma}'_{\text{DUT}} - \underline{F}_{00}}{\underline{F}_{01}\underline{F}_{10} + \underline{F}_{11}(\underline{\Gamma}'_{\text{DUT}} - \underline{F}_{00})}, \quad (47)$$

das heißt die drei Fehlerkoeffizienten

- Direktivität \underline{F}_{00} ,
- Meßtoranpassung \underline{F}_{11} und
- Reflexionsgleichlauf $\underline{F}_{01}\underline{F}_{10}$

müssen zur Fehlerkorrektur bekannt sein (3-Term-Fehlerkorrektur). Man kann die Fehlerkoeffizienten durch Messungen an drei Kalibrierstandards exakt bekannten Reflexionsfaktors bestimmen.

Bei der OSL-Kalibrierung verwendet man die drei hier zunächst als perfekt angenommenen Standards

Leerlauf (Open): $\underline{\Gamma}_{\text{O}} = 1$

$$\Rightarrow \underline{\Gamma}'_{\text{O}} = \underline{F}_{00} + \frac{\underline{F}_{01}\underline{F}_{10}}{1 - \underline{F}_{11}} \quad (48)$$

Kurzschluß (Short): $\underline{\Gamma}_{\text{S}} = -1$

$$\Rightarrow \underline{\Gamma}'_{\text{S}} = \underline{F}_{00} - \frac{\underline{F}_{01}\underline{F}_{10}}{1 + \underline{F}_{11}} \quad (49)$$

Abschluß (Load): $\underline{\Gamma}_{\text{L}} = 0$

$$\Rightarrow \underline{\Gamma}'_{\text{L}} = \underline{F}_{00} \quad (50)$$

Aus den drei gemessenen Reflexionsfaktoren $\underline{\Gamma}'_{\text{O}}$, $\underline{\Gamma}'_{\text{S}}$ und $\underline{\Gamma}'_{\text{L}}$ können die Fehlerkoeffizienten berechnet werden:

$$\underline{F}_{00} = \underline{\Gamma}'_{\text{L}} \quad (51)$$

$$\underline{F}_{11} = \frac{\underline{\Gamma}'_{\text{S}} + \underline{\Gamma}'_{\text{O}} - 2\underline{\Gamma}'_{\text{L}}}{\underline{\Gamma}'_{\text{O}} - \underline{\Gamma}'_{\text{S}}} \quad (52)$$

$$\underline{F}_{01}\underline{F}_{10} = 2 \frac{(\underline{\Gamma}'_{\text{O}} - \underline{\Gamma}'_{\text{L}})(\underline{\Gamma}'_{\text{S}} - \underline{\Gamma}'_{\text{L}})}{\underline{\Gamma}'_{\text{S}} - \underline{\Gamma}'_{\text{O}}}. \quad (53)$$

Anmerkung: Während der Abschluß auch in der Realität häufig als näherungsweise perfekt angesehen werden kann, haben die übrigen Kalibrierstandards signifikant vom Idealverhalten abweichende Eigenschaften. Zum Erzielen einer präzisen Kalibrierung muß man die wahren Reflexionsfaktoren der Kalibrierstandards berücksichtigen. Diese werden vom Hersteller der Kalibrierstandards mit hochwertigen, geeichten Meßgeräten gemessen und in Form von Parametern eines Modells des Kalibrierstandards zur Verfügung gestellt.

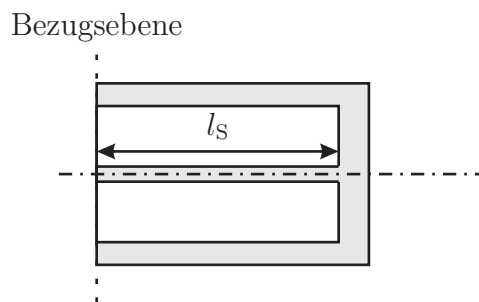


Bild 10. Sich nicht in der Bezugsebene befindender Kurzschluß

Beim Kurzschluß ist zu berücksichtigen, daß sich der Kurzschluß aus konstruktiven Gründen nur in einem gewissen Abstand l_S hinter der Bezugsebene befinden kann, siehe Bild 10. Der Reflexionsfaktor ist somit

$$\underline{\Gamma}_S = -e^{-j4\pi l_S f / c_0} , \quad (54)$$

wobei f die Frequenz und c_0 die Lichtgeschwindigkeit sind.

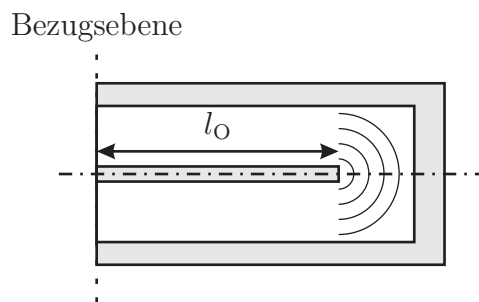


Bild 11. Leerlauf mit parasitärer Streukapazität

Der Leerlauf befindet sich ebenfalls in einem gewissen Abstand l_L hinter der Bezugsebene und hat darüber hinaus eine nicht vernachlässigbare frequenzabhängige Streukapazität $C(f)$ am Leitungsende, siehe Bild 11. Die Frequenzabhängigkeit der Streukapazität wird typischerweise durch ein Polynom approximiert. Mit den vier Koeffizienten C_0 bis C_3 gilt

$$C(f) = C_0 + C_1 \cdot f + C_2 \cdot f^2 + C_3 \cdot f^3 . \quad (55)$$

Der Reflexionsfaktor berechnet sich zu

$$\underline{\Gamma}_O = \frac{1 - j2\pi f R_N C(f)}{1 + j2\pi f R_N C(f)} \cdot e^{-j4\pi l_O f / c_0} . \quad (56)$$

R_N ist der dem Wellenwiderstand Z_L entsprechende Bezugswiderstand.

2-Tor-Kalibrierung für Streuparametermessungen Die nichtidealen Eigenschaften des realen Vektornetzwerkanalysators werden hier durch zwei Fehlerzweite modelliert. Da bei dem im Versuch verwendeten Vektornetzwerkanalysator nur ein Meßkanal für das Referenzsignal vorhanden ist, muß das Referenzsignal vor dem Meßrichtungsumschalter ausgekoppelt werden, vergleiche Bild 8. Aus diesem Grund muß das Fehlermodell den Einfluß des nicht perfekt symmetrischen Meßrichtungsumschalters mit erfassen. Daher werden Teilmodelle mit unterschiedlichen Fehlerkoeffizienten für die Vorwärts- und die Rückwärtsrichtung verwendet. Es ergibt sich ein 5-Term-Fehlermodell pro Meßrichtung, das heißt insgesamt ein 10-Term-Fehlermodell. In Bild 12 ist das Fehlermodell für Messungen in Vorwärtsrichtung dargestellt.

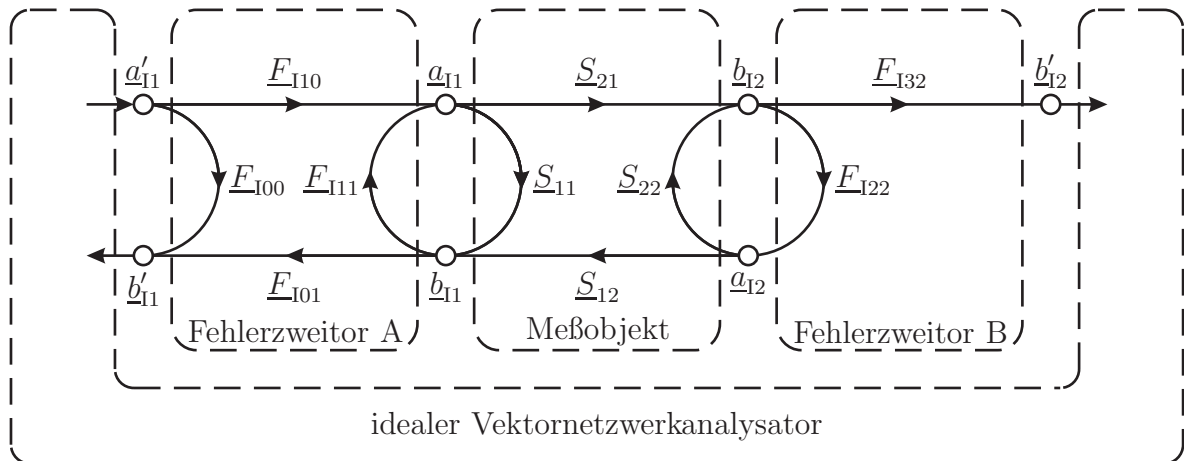


Bild 12. 5-Term-Fehlermodell, Messung in Vorwärtsrichtung

Die mit $\underline{F}_{I01}/\underline{a}'_{I1}$ skalierten komplexen Wellenamplituden am Meßobjekt ergeben sich als Funktionen der vom idealen Vektornetzwerkanalysator gemessenen Streuparameter

und der Fehlerkoeffizienten zu:

$$\begin{aligned} b'_{I1} &= \underline{F}_{I00} a'_{I1} + \underline{F}_{I01} b_{I1} \\ \Rightarrow \frac{\underline{F}_{I01}}{a'_{I1}} b_{I1} &= -\underline{F}_{I00} + \underbrace{\frac{b'_{I1}}{a'_{I1}}}_{S'_{I11}} \end{aligned} \quad (57)$$

$$\begin{aligned} b'_{I2} &= \underline{F}_{I32} b_{I2} \\ \Rightarrow \frac{\underline{F}_{I01}}{a'_{I1}} b_{I2} &= \frac{\underline{F}_{I01} \underline{F}_{I10}}{\underline{F}_{I10} \underline{F}_{I32}} \underbrace{\frac{b'_{I2}}{a'_{I1}}}_{S'_{I21}} \end{aligned} \quad (58)$$

$$\begin{aligned} a_{I1} &= \underline{F}_{I10} a'_{I1} + \underline{F}_{I11} b_{I1} = \left(\underline{F}_{I10} - \frac{\underline{F}_{I00} \underline{F}_{I11}}{\underline{F}_{I01}} \right) a'_{I1} + \frac{\underline{F}_{I11}}{\underline{F}_{I01}} b'_{I1} \\ \Rightarrow \frac{\underline{F}_{I01}}{a'_{I1}} a_{I1} &= \underline{F}_{I01} \underline{F}_{I10} - \underline{F}_{I00} \underline{F}_{I11} + \underline{F}_{I11} \underbrace{\frac{b'_{I1}}{a'_{I1}}}_{S'_{I11}} \end{aligned} \quad (59)$$

$$\begin{aligned} a_{I2} &= \underline{F}_{I22} b_{I2} \\ \Rightarrow \frac{\underline{F}_{I01}}{a'_{I1}} a_{I2} &= \underline{F}_{I22} \frac{\underline{F}_{I01} \underline{F}_{I10}}{\underline{F}_{I10} \underline{F}_{I32}} \underbrace{\frac{b'_{I2}}{a'_{I1}}}_{S'_{I21}} \end{aligned} \quad (60)$$

Die Fehlerkoeffizienten in Vorwärtsrichtung sind

- Direktivität \underline{F}_{I00} ,
- Quelltoranpassung \underline{F}_{I11} ,
- Reflexionsgleichlauf $\underline{F}_{I01} \underline{F}_{I10}$,
- Lasttoranpassung \underline{F}_{I22} und
- Transmissionsgleichlauf $\underline{F}_{I10} \underline{F}_{I32}$.

Die Fehlerkoeffizienten kann man mit einer TOSL-Kalibrierung bestimmen. Sie besteht aus folgenden Schritten:

1. Einer OSL-Kalibrierung mit den Kalibrierstandards Leerlauf (Open), Kurzschluß (Short) und Abschluß (Load) an Tor 1. Mit ihr kann man Direktivität \underline{F}_{I00} , Quelltoranpassung \underline{F}_{I11} und Reflexionsgleichlauf $\underline{F}_{I01} \underline{F}_{I10}$ bestimmen.
2. Einer Messung bei mit einem Verbindungsstück (Through) verbundenen Toren.

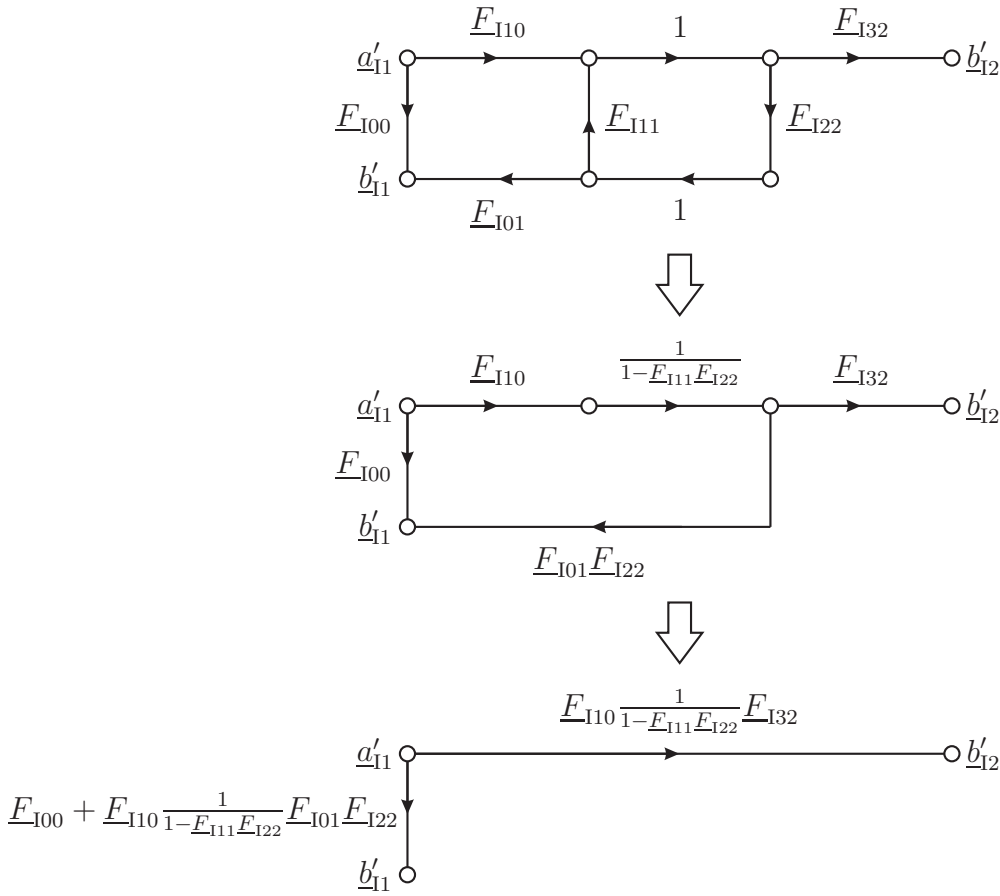


Bild 13. Messung bei verbundenen Toren in Vorwärtsrichtung

Das Verbindungsstück sei zunächst als ideal angenommen. Man erhält den in Bild 13 gezeigten Signalflußgraphen. Aus den vom idealen Vektornetzwerkanalysator gemessenen Streuparametern

$$\underline{S}'_{111} = \frac{b'_{11}}{a'_{11}} = \underline{F}_{I00} + \underline{F}_{I01} \underline{F}_{I10} \frac{1}{1 - \underline{F}_{I11} \underline{F}_{I22}} \underline{F}_{I22} \quad (61)$$

$$\underline{S}'_{121} = \frac{b'_{12}}{a'_{11}} = \underline{F}_{I10} \underline{F}_{I32} \frac{1}{1 - \underline{F}_{I11} \underline{F}_{I22}} \quad (62)$$

lassen sich die beiden verbleibenden Fehlerkoeffizienten leicht berechnen:

$$\underline{F}_{I22} = \frac{\underline{S}'_{111} - \underline{F}_{I00}}{\underline{S}'_{111} \underline{F}_{I11} - \underline{F}_{I00} \underline{F}_{I11} + \underline{F}_{I01} \underline{F}_{I10}} \quad (63)$$

$$\underline{F}_{I10} \underline{F}_{I32} = \underline{S}'_{121} (1 - \underline{F}_{I11} \underline{F}_{I22}) \quad (64)$$

Anmerkung: In der Realität ist zumindest die Länge des Verbindungsstücks zu berücksichtigen, siehe Bild 14. Die resultierende Streumatrix ist

$$\underline{S}_{\Gamma} = \begin{pmatrix} 0 & e^{-j2\pi l_{\Gamma} f/c_0} \\ e^{-j2\pi l_{\Gamma} f/c_0} & 0 \end{pmatrix} \quad (65)$$

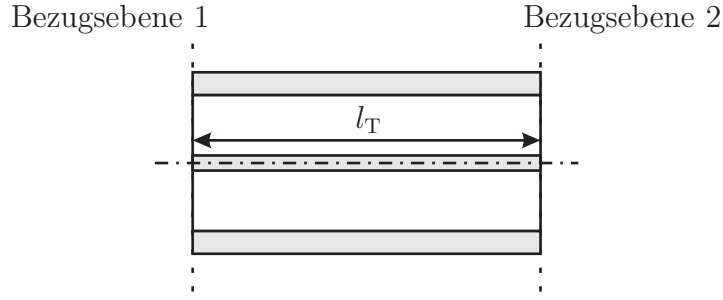


Bild 14. Verbindungsstück nicht vernachlässigbarer Länge

Für die Rückwärtsmessung erhält man das in Bild 15 gezeigte Fehlermodell mit abweichenden Fehlerkoeffizienten, die sich mit einer TOSL-Kalibrierung dual zu der für die Vorwärtsrichtung diskutierten bestimmen lassen. Die mit $\underline{F}_{\text{II}32}/\underline{a}'_{\text{II}2}$ skalierten komplexen Wellenamplituden am Meßobjekt ergeben sich als Funktionen der vom idealen Vektornetzwerkanalysator gemessenen Streuparameter und der Fehlerkoeffizienten zu:

$$\begin{aligned} \underline{b}'_{\text{II}2} &= \underline{F}_{\text{II}33}\underline{a}'_{\text{II}2} + \underline{F}_{\text{II}32}\underline{b}_{\text{II}2} \\ \Rightarrow \frac{\underline{F}_{\text{II}32}}{\underline{a}'_{\text{II}2}}\underline{b}_{\text{II}2} &= -\underline{F}_{\text{II}33} + \underbrace{\frac{\underline{b}'_{\text{II}2}}{\underline{a}'_{\text{II}2}}}_{\underline{S}'_{\text{II}22}} \end{aligned} \quad (66)$$

$$\begin{aligned} \underline{b}'_{\text{II}1} &= \underline{F}_{\text{II}01}\underline{b}_{\text{II}1} \\ \Rightarrow \frac{\underline{F}_{\text{II}32}}{\underline{a}'_{\text{II}2}}\underline{b}_{\text{II}1} &= \frac{\underline{F}_{\text{II}23}\underline{F}_{\text{II}32}}{\underline{F}_{\text{II}01}\underline{F}_{\text{II}23}} \underbrace{\frac{\underline{b}'_{\text{II}1}}{\underline{a}'_{\text{II}2}}}_{\underline{S}'_{\text{II}12}} \end{aligned} \quad (67)$$

$$\begin{aligned} \underline{a}_{\text{II}2} &= \underline{F}_{\text{II}23}\underline{a}'_{\text{II}2} + \underline{F}_{\text{II}22}\underline{b}_{\text{II}2} = \left(\underline{F}_{\text{I}23} - \frac{\underline{F}_{\text{II}22}\underline{F}_{\text{II}33}}{\underline{F}_{\text{II}32}} \right) \underline{a}'_{\text{II}2} + \frac{\underline{F}_{\text{II}22}}{\underline{F}_{\text{II}32}}\underline{b}'_{\text{II}2} \\ \Rightarrow \frac{\underline{F}_{\text{II}32}}{\underline{a}'_{\text{II}2}}\underline{a}_{\text{II}2} &= \underline{F}_{\text{I}23}\underline{F}_{\text{II}32} - \underline{F}_{\text{II}22}\underline{F}_{\text{II}33} + \underbrace{\underline{F}_{\text{II}22}}_{\underline{S}'_{\text{II}22}} \frac{\underline{b}'_{\text{II}2}}{\underline{a}'_{\text{II}2}} \end{aligned} \quad (68)$$

$$\begin{aligned} \underline{a}_{\text{II}1} &= \underline{F}_{\text{II}11}\underline{b}_{\text{II}1} \\ \Rightarrow \frac{\underline{F}_{\text{II}32}}{\underline{a}'_{\text{II}2}}\underline{a}_{\text{II}1} &= \frac{\underline{F}_{\text{II}11}}{\underline{F}_{\text{II}01}\underline{F}_{\text{II}23}} \underbrace{\frac{\underline{b}'_{\text{II}1}}{\underline{a}'_{\text{II}2}}}_{\underline{S}'_{\text{II}12}} \end{aligned} \quad (69)$$

Die Fehlerkoeffizienten in Rückwärtsrichtung sind

- Direktivität $\underline{F}_{\text{II}33}$,
- Quelltoranpassung $\underline{F}_{\text{II}22}$,
- Reflexionsgleichlauf $\underline{F}_{\text{II}23}\underline{F}_{\text{II}32}$,

- Lasttoranpassung \underline{F}_{II22} und
- Transmissionsgleichlauf $\underline{F}_{II01}\underline{F}_{II23}$.

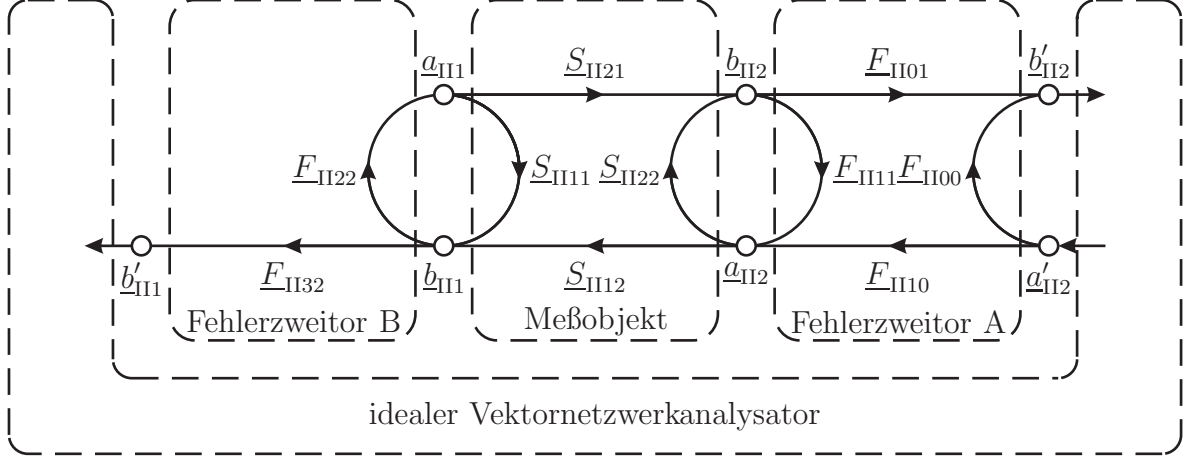


Bild 15. 5-Term-Fehlermodell, Messung in Rückwärtsrichtung

Für die Korrekturrechnung benötigt man die Meßergebnisse aus der Vorwärtsrichtung und aus der Rückwärtsrichtung. Mit der Streumatrix $\underline{\mathbf{S}}_{\text{DUT}}$ des Meßobjekts gilt

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} \underline{b}_{I1} & \underline{b}_{II1} \\ \underline{b}_{I2} & \underline{b}_{II2} \end{pmatrix} &= \underline{\mathbf{S}}_{\text{DUT}} \cdot \begin{pmatrix} \underline{a}_{I1} & \underline{a}_{II1} \\ \underline{a}_{I2} & \underline{a}_{II2} \end{pmatrix} \\
 \underline{\mathbf{S}}_{\text{DUT}} &= \begin{pmatrix} \underline{b}_{I1} & \underline{b}_{II1} \\ \underline{b}_{I2} & \underline{b}_{II2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{a}_{I1} & \underline{a}_{II1} \\ \underline{a}_{I2} & \underline{a}_{II2} \end{pmatrix}^{-1} \\
 &= \begin{pmatrix} \frac{\underline{F}_{I01}}{\underline{a}'_{I1}} \underline{b}_{I1} & \frac{\underline{F}_{II32}}{\underline{a}'_{II2}} \underline{b}_{II1} \\ \frac{\underline{F}_{I01}}{\underline{a}'_{I1}} \underline{b}_{I2} & \frac{\underline{F}_{II32}}{\underline{a}'_{II2}} \underline{b}_{II2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \frac{\underline{F}_{I01}}{\underline{a}'_{I1}} \underline{a}_{I1} & \frac{\underline{F}_{II32}}{\underline{a}'_{II2}} \underline{a}_{II1} \\ \frac{\underline{F}_{I01}}{\underline{a}'_{I1}} \underline{a}_{I2} & \frac{\underline{F}_{II32}}{\underline{a}'_{II2}} \underline{a}_{II2} \end{pmatrix}^{-1}. \quad (70)
 \end{aligned}$$

Die benötigten Werte zum Berechnen der Streumatrix $\underline{\mathbf{S}}_{\text{DUT}}$ sind aus den Messungen bekannt, siehe Gleichung (57), (58), (59), (60), (66), (67), (68) und (69)

$$\begin{aligned}
 \underline{\mathbf{S}}_{\text{DUT}} &= \begin{pmatrix} -\underline{F}_{I00} + \underline{S}'_{II1} & \frac{\underline{F}_{II23}\underline{F}_{II32}}{\underline{F}_{II01}\underline{F}_{II23}} \underline{S}'_{II12} \\ \frac{\underline{F}_{I01}\underline{F}_{I10}}{\underline{F}_{I10}\underline{F}_{I32}} \underline{S}'_{I21} & -\underline{F}_{II33} + \underline{S}'_{II22} \end{pmatrix} \\
 &\cdot \begin{pmatrix} \underline{F}_{I01}\underline{F}_{I10} - \underline{F}_{I00}\underline{F}_{I11} + \underline{F}_{I11}\underline{S}'_{II1} & \underline{F}_{II11} \frac{\underline{F}_{II23}\underline{F}_{II32}}{\underline{F}_{II01}\underline{F}_{II23}} \underline{S}'_{II12} \\ \underline{F}_{I22} \frac{\underline{F}_{I01}\underline{F}_{I10}}{\underline{F}_{I10}\underline{F}_{I32}} \underline{S}'_{I21} & \underline{F}_{II23}\underline{F}_{II32} - \underline{F}_{II22}\underline{F}_{II33} + \underline{F}_{II22}\underline{S}'_{II22} \end{pmatrix}^{-1}. \quad (71)
 \end{aligned}$$

2.6 Verifikation

Zur Überprüfung der Kalibrierung kann man keine Messungen an den Kalibrierstandards selbst verwenden. Auch bei einem defekten Kalibrierstandard würde man hier

aufgrund der Korrekturrechnung immer das gewünschte Meßergebnis erhalten. Man muß vielmehr weitere unabhängige bekannte Meßobjekte zur Verifikation verwenden. Eine elegante Möglichkeit der Verifikation stellt der sogenannte T-Check dar, da das hier zur Verifikation verwendete Meßobjekt nicht kalibriert sein muß. Es werden nur allgemeine Eigenschaften von Netzwerken genutzt.

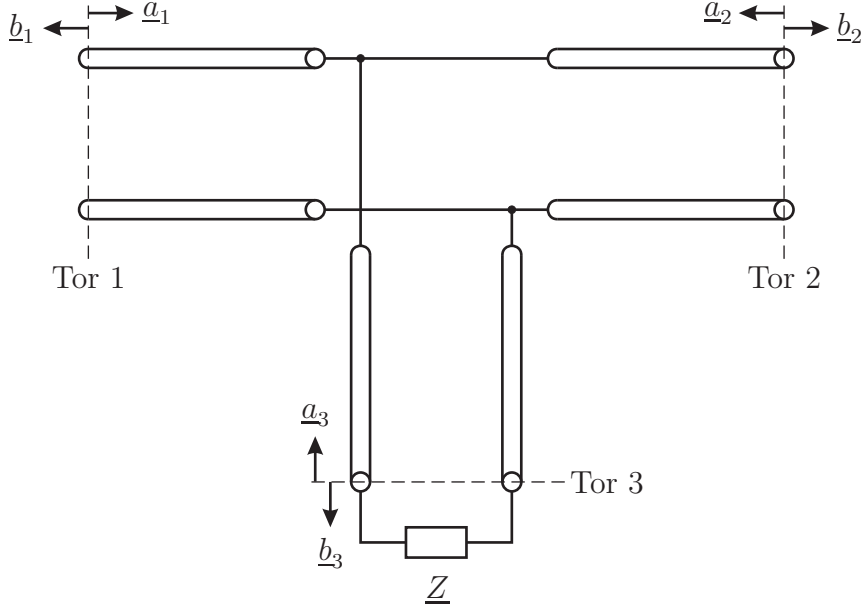


Bild 16. T-Checker bestehend aus einem verlustlosem T-Stück nicht vernachlässigbarer Abmessungen dessen drittes Tor mit einer Impedanz \underline{Z} abgeschlossen ist

Für ein verlustloses Dreitor gilt

$$\underline{\mathbf{S}}^{*\text{T}} \underline{\mathbf{S}} = \mathbf{E} . \quad (72)$$

Das heißt $\underline{\mathbf{S}}^{*\text{T}}$ ist die inverse Matrix zu $\underline{\mathbf{S}}$ und es gilt folglich auch

$$\underline{\mathbf{S}} \underline{\mathbf{S}}^{*\text{T}} = \mathbf{E} \\ \begin{pmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} & \underline{S}_{13} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} & \underline{S}_{23} \\ \underline{S}_{31} & \underline{S}_{32} & \underline{S}_{33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{S}_{11}^* & \underline{S}_{21}^* & \underline{S}_{31}^* \\ \underline{S}_{12}^* & \underline{S}_{22}^* & \underline{S}_{32}^* \\ \underline{S}_{13}^* & \underline{S}_{23}^* & \underline{S}_{33}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} . \quad (73)$$

Aus dieser Gleichung liest man ab:

$$|\underline{S}_{11}|^2 + |\underline{S}_{12}|^2 + |\underline{S}_{13}|^2 = 1 \\ \Rightarrow |\underline{S}_{13}| = \sqrt{1 - |\underline{S}_{11}|^2 - |\underline{S}_{12}|^2} \quad (74)$$

$$|\underline{S}_{21}|^2 + |\underline{S}_{22}|^2 + |\underline{S}_{23}|^2 = 1 \\ \Rightarrow |\underline{S}_{23}| = \sqrt{1 - |\underline{S}_{21}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2} \quad (75)$$

$$\underline{S}_{11} \underline{S}_{21}^* + \underline{S}_{12} \underline{S}_{22}^* + \underline{S}_{13} \underline{S}_{23}^* = 0 \\ \Rightarrow |\underline{S}_{13}| \cdot |\underline{S}_{23}| = |\underline{S}_{11} \underline{S}_{21}^* + \underline{S}_{12} \underline{S}_{22}^*| . \quad (76)$$

Man berechnet den Quotienten

$$c_T = 1 = \frac{|\underline{S}_{13}| \cdot |\underline{S}_{23}|}{|\underline{S}_{13}| \cdot |\underline{S}_{23}|} = \frac{|\underline{S}_{11}\underline{S}_{21}^* + \underline{S}_{12}\underline{S}_{22}^*|}{\sqrt{(1 - |\underline{S}_{11}|^2 - |\underline{S}_{12}|^2) \cdot (1 - |\underline{S}_{21}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2)}} . \quad (77)$$

Dieser als T-Check Parameter bezeichnete Quotient sollte bei verlustlosen Dreitoren stets eins sein. In der Praxis gelten Abweichungen von $\pm 10\%$ vom Idealwert als akzeptabel. Ein T-Stück stellt beispielsweise ein derartiges verlustloses Dreitor dar. Wenn man das dritte Tor mit dem Bezugswiderstand R_N abschließt, kann man die zur Berechnung des T-Check-Parameters c_T benötigten Streuparameter mit dem Vektornetzwerkanalysator messen. Man kann weiterhin zeigen, daß der aus den am resultierenden Zweitor gemessenen Streuparametern berechnete T-Check-Parameter c_T immer eins sein sollte selbst wenn die Abschlußimpedanz \underline{Z} vom Bezugswiderstand R_N abweichen sollte.

3 Aufgaben zur Vorbereitung

Die nachfolgenden Aufgaben und Fragen sind vor der Versuchsdurchführung schriftlich zu beantworten.

1. Welche Eigenschaft hat die Streumatrix $\underline{\mathbf{S}}$, falls das Mehrtor, das durch die Streumatrix beschrieben wird reziprok ist?
2. Welche Eigenschaft hat die Streumatrix $\underline{\mathbf{S}}$, falls das Mehrtor, das durch die Streumatrix beschrieben wird verlustfrei ist?
3. Berechnen Sie die Streumatrix und die Impedanzmatrix für eine Paralleladmittanz! Betrachten Sie speziell den Fall, daß es sich bei der parallel geschalteten Impedanz um einen 50Ω Widerstand handelt. Der Normierungswiderstand soll ebenfalls 50Ω betragen. Warum kann man die ideale Paralleladmittanz nicht durch eine Admittanzmatrix beschreiben?
4. Was gilt für die Summen der Betragsquadrate der Streuparameter in jeder Spalte der Streumatrix, die einen idealen Richtkoppler beschreibt und warum?
5. Warum ist nicht die Isolation eines Richtkopplers entscheidend für die Fähigkeit zwei entgegengesetzt laufende Wellen zu trennen, sondern das Verhältnis aus Isolation und Koppeldämpfung?
6. Zeigen sie, daß Gleichung (70) gilt!
7. Es wird eine OSL-Kalibrierung mit perfektem Abschluß $\underline{\Gamma}_L = 0$ aber imperfektem Leerlauf $\underline{\Gamma}_O$ und imperfektem Kurzschluß $\underline{\Gamma}_S$ durchgeführt. Berechnen Sie die Fehlerkoeffizienten \underline{F}_{00} , \underline{F}_{11} und $\underline{F}_{01}\underline{F}_{10}$ als Funktionen von $\underline{\Gamma}_O$, $\underline{\Gamma}_S$ und den gemessenen Reflexionsfaktoren $\underline{\Gamma}'_O$, $\underline{\Gamma}'_S$ und $\underline{\Gamma}'_L$!
8. Wie verändern sich die Formeln (63) und (64) zum Berechnen der Fehlerkoeffizienten \underline{F}_{I22} und $\underline{F}_{I10}\underline{F}_{I32}$, wenn eine nicht verschwindende Länge l_T des Verbindungsstücks berücksichtigt wird?
9. Berechnen Sie die den elektrischen Längen in Tabelle 1 entsprechenden Laufzeiten!

4 Versuchsdurchführung

4.1 Versuchsaufbau

Während des Versuchs sind an den Toren des Vektornetzwerkanalysators die Power Limiter montiert, diese werden während des gesamten Versuchs nicht entfernt! Achten Sie darauf, daß es nicht zu elektrostatischen Entladungen kommt und dadurch die Geräte beschädigt werden. Fassen Sie nicht den Innenleiter der verwendeten Komponenten an. Benutzen Sie das Erdungsarmband am Arbeitsplatz! Achten Sie darauf, daß die verwendeten Kabel nicht verdreht werden. Beim anschließen von Kabeln, Adaptern und anderen Komponenten drehen Sie nur die Überwurfmutter handfest an, drehen Sie nicht die Stecker selbst! Schließen Sie an die Power Limiter jeweils ein Koaxialkabel an und legen Sie sich die benötigten Komponenten zurecht.



Bild 17. Vektornetzwerkanalysator R3765CG von Advantest

4.2 Bedienungshinweise

Für die Messungen ist der Vektornetzwerkanalysator und der Drucker zunächst einzuschalten. Bevor die Messungen durchgeführt werden können, muß der Vektornetzwerkanalysator einige Minuten warm laufen, da die bei der Kalibrierung zu bestimmenden

Fehlerkoeffizienten unter anderem temperaturabhängig sind. Nachdem der Vektornetzwerkanalysator warm gelaufen ist, betätigen Sie den Preset Knopf, um das Gerät in den Ausgangszustand zu versetzen. Nun stellen Sie den Frequenzbereich ein. Der Frequenzbereich kann entweder durch die Start- und Stoppfrequenz definiert werden oder durch die Mittenfrequenz und die Bandbreite. Alle während des Versuchs durchgeführten Messungen werden im Frequenzbereich von 20 MHz bis 300 MHz durchgeführt. Als nächstes stellen Sie die Frequenzauflösung ein. Standardmäßig mißt der Vektornetzwerkanalysator den zu messenden Parameter an 201 Frequenzpunkten, die äquidistant über den Frequenzbereich verteilt sind. Es ist möglich, sowohl die Anzahl der Frequenzpunkte, als auch die Art der Verteilung über den Frequenzbereich zu verändern. Für den Versuch werden 1201 Frequenzpunkte eingestellt, die äquidistant über den Frequenzbereich verteilt sind. Dies entspricht einem Frequenzabstand von 0,233 MHz zwischen den Frequenzpunkten. Unter dem Punkt MENU können die notwendigen Einstellungen vorgenommen werden. Weiterhin ist es möglich, nur eine einzelne Messung (Sweep) durchzuführen oder eine kontinuierliche Messung. Während des Versuchs werden immer kontinuierliche Messungen durchgeführt.

Die Ausgangsleistung des Vektornetzwerkanalysators wird auf 0 dBm gestellt. Dies kann ebenfalls unter dem Punkt MENU vorgenommen werden. Unter dem Punkt AVG kann die Meßdauer pro Meßpunkt festgelegt werden. Dies geschieht, indem die IF RBW (intermediate frequency resolution bandwidth) eingestellt wird. Je kleiner die Bandbreite ist, desto länger wird gemittelt und desto geringer ist die Varianz des Rauschens, das dem Meßwert überlagert ist. Bei den Messungen soll eine Bandbreite von 1 kHz verwendet werden.

4.3 Kalibrierung

Die Imperfektionen der verwendeten Kalibrierstandards sollen, wie in Kapitel 2.5.2 beschrieben, berücksichtigt werden. Die in den Vektornetzwerkanalysator einzugebenden Daten der Kalibrierstandards finden Sie in Tabelle 1. Zur Eingabe der Daten der Kalibrierstandards wählen Sie CAL und dann CAL MENU aus. Hier finden Sie unter CAL KIT den Punkt DEFINE STANDARD. Anschließend aktivieren Sie das Kalibrierkit USER DEFINE.

Der verwendete Vektornetzwerkanalysator bietet vier verschiedene Methoden der Kalibrierung

1. Normalizing Calibration,

Tabelle 1. Daten der Kalibrierstandards des Kalibrierkits 53K34R-MSO

Standard	Parameter	Wert
Through	Offset Length	$l_T = 23,8 \text{ mm}$
Open	Offset Length	$l_O = 11,2 \text{ mm}$
	Streukapazität	$C_0 = -13,0263 \cdot 10^{-15} \text{ F}$
		$C_1 = 125,153 \cdot 10^{-27} \text{ F/Hz}$
		$C_2 = 2947,55 \cdot 10^{-36} \text{ F/Hz}^2$
		$C_3 = -408,224 \cdot 10^{-45} \text{ F/Hz}^3$
Short	Offset Length	$l_S = 11,2 \text{ mm}$
Load		ideal

2. Normalizing and Isolation Calibration,
3. 1-Port Full Calibration und
4. 2-Port Full Calibration

an. Führen Sie eine vollständige 2-Tor Kalibrierung nach dem TOSL-Verfahren durch. Die benötigten Funktionen finden Sie im CAL MENU und dort im 2 PORT CAL MENU. Folgen Sie den Anweisungen auf dem Bildschirm. Verwenden Sie zum Kalibrieren das Kalibrierkit von Rosenberger und den separaten Nf-Nf Adapter. Führen Sie keine Isolationsmessung durch, indem Sie auf OMIT ISOLATION drücken.

4.4 Paralleladmittanz

Schließend Sie den 50Ω Widerstand an das T-Stück an und verbinden Sie anschließend das T-Stück mit dem Vektornetzwerkanalysator. Unter MEAS wählen sie die zu messenden Streuparameter aus. Messen Sie die Beträge der Streuparameter im linearen Maßstab und die Phasen der Streuparameter. Dies stellen Sie unter FORMAT ein. Bestimmen Sie jeweils die Meßwerte bei einer einzigen Frequenz von 20 MHz. Verwenden Sie zum ablesen der Meßergebnisse die Marker-Funktion unter MKR.

Rechnen Sie den Realteil und den Imaginärteil der Streuparameter aus! Stellen Sie die Streumatrix und die Impedanzmatrix auf und vergleichen Sie die Ergebnisse mit den Ergebnissen aus Aufgabe 3! Überprüfen Sie die Kalibrierung des Vektornetzwerkanalysators mit dem T-Check-Parameter c_T

$$|\underline{S}_{11}| =$$

$$\arg(\underline{S}_{11}) =$$

$$\underline{S}_{11} =$$

$$|\underline{S}_{22}| =$$

$$\arg(\underline{S}_{22}) =$$

$$\underline{S}_{22} =$$

$$|\underline{S}_{21}| =$$

$$\arg(\underline{S}_{21}) =$$

$$\underline{S}_{21} =$$

$$|\underline{S}_{12}| =$$

$$\arg(\underline{S}_{12}) =$$

$$\underline{S}_{12} =$$

Streumatrix:

$$\underline{\mathbf{S}} =$$

Impedanzmatrix:

$\underline{Z} =$

$c_T =$

4.5 Bandpaßfilter

Schließen Sie das Filter an. Messen Sie die Übertragungsfunktion des Filters. Unter dem Punkt MEAS können Sie den entsprechenden Streuparameter einstellen. Das Format, in dem der ausgewählte Streuparameter dargestellt werden soll, können Sie unter dem Punkt FORMAT einstellen. Lassen Sie sich die den Betrag der Übertragungsfunktion im logarithmischen Maßstab darstellen. Skalieren Sie die Anzeige so, daß die Übertragungsfunktion gut auf dem Bildschirm dargestellt wird. Dies kann unter dem Punkt SCALE eingestellt werden. Drucken Sie die dargestellte Übertragungsfunktion aus. Dazu drücken Sie die Taste COPY und anschließend auf PRINT.

Zum Bestimmen der Kenngrößen des Filters verwenden Sie die Filteranalysefunktion des Vektornetzwerkanalysators. Dazu drücken Sie unter dem Punkt MKR→ auf MKR SEARCH. Die automatische Filteranalyse wird unter dem Punkt FLTR ANA gestartet. Im folgenden sind einige Einstellmöglichkeiten der Filteranalyse aufgeführt:

WIDTH VALUE spezifiziert die maximale Dämpfung des Betrages der Übertragungsfunktion in dB gegenüber dem Maximum der Übertragungsfunktion, um die obere und untere Grenzfrequenz zu bestimmen.

SEARCH FROM spezifiziert den Referenzpunkt von dem aus gesucht wird, um die obere und untere Grenzfrequenz zu finden.

DISPLAY MODE wählt die Art und Weise der Darstellung aus.

ABS stellt die Bandbreite und die Grenzfrequenzen mit den absoluten Werten dar.

REL stellt die Bandbreite und die Grenzfrequenzen relativ zur Mittenfrequenz dar.

Wählen Sie geeignete Einstellungen aus und lesen Sie die Werte ab.

untere Grenzfrequenz:

$f_U =$

obere Grenzfrequenz:

$f_O =$

Mittenfrequenz:

$f_M =$

3 dB Bandbreite:

$B =$

Bestimmen Sie den Welligkeitsfaktor $s(f)$. Stellen Sie den entsprechenden Streuparameter unter dem Punkt MEAS ein und lassen Sie sich unter dem Punkt FORMAT den Welligkeitsfaktor anzeigen. Achten Sie darauf, daß der richtige Streuparameter eingestellt ist! Drucken Sie die dargestellte Kurve aus!

4.6 Richtkoppler

Es existieren mehrere Möglichkeiten, die Direktivität eines Richtkopplers zu messen. Eine einfache Variante besteht darin, Tor 2 und Tor 4 des Richtkopplers mit 50Ω

abzuschließen und \underline{S}_{31} , also die Koppeldämpfung, durch einspeisen eines Testsignals an Tor 1 und messen der Antwort an Tor 3 zu bestimmen. Anschließend werden Tor 2 und Tor 3 des Richtkopplers reflexionsfrei abgeschlossen und es wird \underline{S}_{41} , also die Isolation, gemessen. Damit kann die Direktivität berechnet werden.

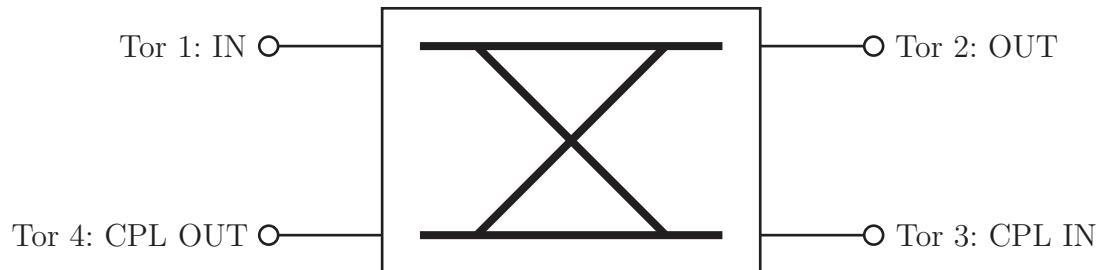


Bild 18. Bezeichnungen der Tore des Richtkopplers

Bestimmen Sie die Direktivität des Richtkopplers! Beschränken Sie sich dabei auf die Meßwerte bei 300 MHz! Benutzen Sie die Marker-Funktion MKR zum Auslesen der Meßergebnisse. Bezüglich der Bezeichnungen der Tore siehe Bild 18.

Koppeldämpfung:

$$-20\log_{10} (|\underline{S}_{31}|) =$$

Isolation:

$$-20\log_{10} (|\underline{S}_{41}|) =$$

Direktivität:

$$20\log_{10} \left(\frac{|\underline{S}_{31}|}{|\underline{S}_{41}|} \right) =$$

Literatur

- [Hie07] Hiebel, M.: *Grundlagen der vektoriellen Netzwerkanalyse*. 2. Auflage. München: Rohde & Schwarz, 2007.
- [Poz05] Pozar, D. M.: *Microwave Engineering*. 3. Auflage. Hoboken: John Wiley & Sons, 2005.
- [Sch99] Schiek, B.: *Grundlagen der Hochfrequenz-Messtechnik*. Berlin: Springer-Verlag, 1999.