

## 1. T-Stück, Power-Divider und Power-Splitter

### 1.1 Übersicht

In der elektrischen Messtechnik sind das T-Stück, der Powersplitter und Divider wichtige passive Bauteile um das Signal einer Spannungs- oder Leistungsquelle auf zwei Verbraucher zu gleichen Teilen aufzuteilen. Es sind 3-Toren an deren Eingang eine Quelle einspeist und an den beiden symmetrischen Ausgangstoren im Idealfall das gleiche Signal anliegt, um so zum Beispiel ein Prüflingsmessgerät mit einem Normalmessgerät zu kalibrieren. Das T-Stück ist im NF-Bereich und der Powersplitter mit zwei internen 50 Ohm Widerständen zur Anpassung im HF-Bereich zu benutzen. Der Power Divider hat eine etwas andere Funktion, da er lediglich bei Anpassung an alle Eingängen ein Signal aufteilt.

#### 1.1.1 Aufbau

Allgemein ist das Bestreben bei einem Vergleich zweier Messgeräte, diese ohne störende Zuleitungen und mit einem vollkommen gleichen elektrischen Signal einzuspeisen. Dazu bietet sich das T-Stück an, da es vom Mittelpunkt der Einspeisung zu den Seiten hin auf kurze



Distanz und auf Grund des mechanisch symmetrischen Aufbaus, dort elektrisch gleiche Spannungswerte anliegen. Durch die Bauform sind auch die inneren Leitungswiderstände, Induktivitäts- und Kapazitätswerte zu beiden Seitenarmen gleich. Dies bedeutet, dass an den Seitenarmen im Idealfall der Frequenzgang der Amplitude und der Phase gleich sind. Der Gleichlauf (Tracking) ist daher die

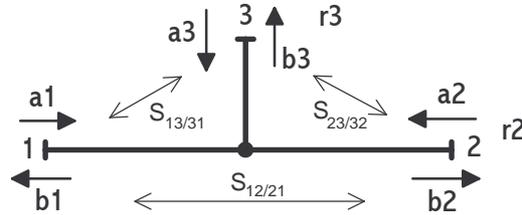
wichtigste Spezifikation für den Powersplitter. Beim T-Stück ist eine Anwendung mit BNC oder N-Stecker bis 1 MHz gut möglich. Der Powersplitter ist eine Spezialform des T-Stücks, da ohne dessen 50 Ohm Reihenwiderstände an den beiden Ausgängen der Eingangswiderstand nicht den geforderten 50 Ohm HF-Systemwiderstand hätte. Powersplitter können je nach Steckertyp von DC bis 50 GHz eingesetzt werden. Durch die Konstruktion ist die Leistung an jedem Seitenarm um 6dB geringer, als die eingespeiste Quellenleistung.



T-Stück  
und  
Power Splitter  
im Selbstbau

### 1.1.2 S-Parameter

Die Dreitore werden für die Betrachtungen in der HF-Darstellung mit S-Parametern beschrieben. Sie können zum Teil auch aus den Widerstandbetrachtungen des Aufbaus und Betriebs definiert werden. Dies geschieht bei den Einzelbetrachtungen der drei 3-Tore.



$$b_1 = S_{11} * a_1 + S_{12} * a_2 + S_{13} * a_3 \quad (1)$$

$$b_2 = S_{21} * a_1 + S_{22} * a_2 + S_{23} * a_3 \quad (2)$$

$$b_3 = S_{31} * a_1 + S_{32} * a_2 + S_{33} * a_3 \quad (3)$$

Es gilt hierbei: a=Eingangswelle, b=Ausgangswelle,  $a^2 \& b^2 =$  Leistungen  
 $S_{xx}$ =Reflektionsfaktoren,  $S_{xy}$ =Übertragungsfaktoren [a/b/S entspricht Spannungen]  
 Die drei Gleichungen von oben können auch in Matrixform dargestellt werden.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{pmatrix} \quad (4)$$

Um die Abhängigkeit des Ausgangssignals an Tor 2 von den Wellen an Tor 3 zu bestimmen löst man Gleichung (3) nach  $a_1$  auf und setzt sie in Gleichung (2) ein.

$$b_2 = \frac{S_{21}}{S_{31}} * b_3 - \frac{S_{21} * S_{32}}{S_{31}} * a_2 - \frac{S_{21} * S_{33}}{S_{31}} * a_3 + S_{22} * a_2 + S_{23} * a_3 \quad (5)$$

Nach dem Umformen der Koeffizienten gilt (6).

$$b_2 = (S_{22} - \frac{S_{21} S_{32}}{S_{31}}) * a_2 + \frac{S_{21}}{S_{31}} * b_3 + (S_{23} - \frac{S_{21} S_{33}}{S_{31}}) * a_3 \quad (6)$$

Der Koeffizientenvergleich mit einer Generatorquelle, die als Innenwiderstand und Urquelle dargestellt wird, zeigt den äquivalenten Generatorwiderstand des Dreitors.

$$b_0 = r_i * a_0 + b_q \quad (7)$$

$$r_{Gen} = S_{22} - \frac{S_{21} * S_{32}}{S_{31}} \quad (8)$$

Gleichung (6) kann auch mit Gleichung (1) in (3) eingesetzt dargestellt werden.

$$b_3 = (S_{33} - \frac{S_{13} S_{32}}{S_{12}}) * a_3 + \frac{S_{32}}{S_{12}} * b_1 + (S_{31} - \frac{S_{32} S_{11}}{S_{12}}) * a_1 \quad (9)$$

Hier sollen allerdings für (6) die folgenden Bedingungen berücksichtigt werden.

$$a_2 = r_2 * b_2 \quad \text{und} \quad a_3 = r_3 * b_3$$

$$b_2 = S_{22} * r_2 b_2 - \frac{S_{21} S_{32}}{S_{31}} * r_2 b_2 + \frac{S_{21}}{S_{31}} * b_3 + S_{23} * r_3 b_3 - \frac{S_{21} S_{33}}{S_{31}} * r_3 b_3 \quad (10)$$

Aus Gleichung (10) läßt sich das Verhältnis der beiden abgehenden Wellen an den Toren 2 und 3 bei Einspeisung in Tor 1 bestimmen.

$$\frac{b_2}{b_3} = \frac{S_{21}}{S_{31}} * \frac{1-(S_{33}-\frac{S_{23}S_{31}}{S_{21}})*(r_3)}{1-(S_{22}-\frac{S_{21}S_{32}}{S_{31}})*(r_2)} \quad (11)$$

Aus den Wellenparametern a und b und  $a=r*b$ , die hier auf die Tore bezogen anders wie sonst lauten (!), gilt für die Leistung in diesen Fall Gleichung (12). Diese wird dann in (11) zwei mal eingesetzt.

$$P = P_h - P_r = |a|^2 - |b|^2 = (|r|^2 - 1) * |b|^2 \quad (12)$$

$$\frac{P_2}{P_3} = \left| \frac{S_{21}}{S_{31}} \right|^2 * \frac{1-|r_2|^2}{1-|r_3|^2} * \left| \frac{1-(S_{33}-\frac{S_{23}S_{31}}{S_{21}})*(r_3)}{1-(S_{22}-\frac{S_{21}S_{32}}{S_{31}})*(r_2)} \right|^2 \quad (13)$$

Für die Umrechnung der  $S_{XY}$  Parameter in Leistungsverlust (dB) gilt allgemein folgendes:

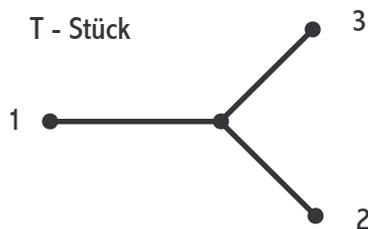
$$20 * \log(S_{XY}) = 20 * \log(0,25) = -12dB \quad (14)$$

Eine weitere Gleichung die noch benötigt, wird beschreibt den Eingangsreflexionsfaktor der Kombination (Reihenschaltung) von einem 2-Tor und einer Last.

$$r_{in} = S_{11} + r_L * \frac{S_{21}*S_{12}}{1-S_{22}*r_L} \quad (15)$$

Der gesamte Eingangsreflexionsfaktor an Tor 1 setzt sich zusammen aus dem Reflexionsfaktor des 2-Tors plus dem Reflexionsfaktor der Last um die doppelte Dämpfung verringert. Zusätzlich entstehen noch Reflexionen zwischen Last und Tor 2. So lassen sich auch schlechte Lasten/Quellen (zum Beispiel Generatoren) durch Dämpfungsglieder verbessern.

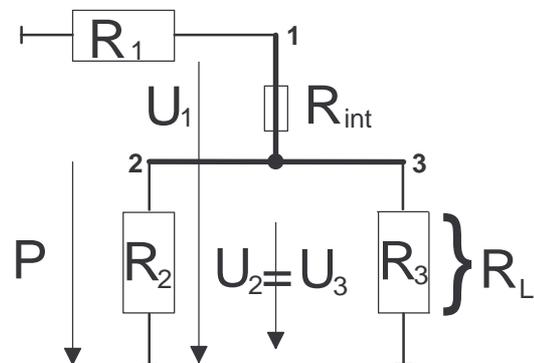
### 1.2 Das T-Stück



Die Leistungsverteilung mit einem T-Stück ist eine in der HF-Technik kaum gebräuchliche Leistungsverteilung, aber bei NF-Messungen ein wichtiges Bauteil. Häufig werden BNC oder N-Stecker T-Stücke verwendet, da sie sich am leichtesten in den üblichen Messaufbauten integrieren lassen. Wenn man sich die Verwendung im  $Z_0=50$  Ohm HF-System vorstellt, dann liegt bei einer Einspeisung am Tor 1 und den mit

50 Ohm belasteten Toren 2 und 3 am Eingang eine Last von 25 Ohm an. Wenn ein Tor offen bleibt, ist zwar die Quelle am Eingang auf den ersten Blick mit 50 Ohm abgeschlossen, aber der andere offene Ausgang transformiert Open mit voller Reflexion in den Mittelpunkt des T-Stücks und schafft so bei ansteigenden Frequenzen für erhebliche Probleme, da die reflektierte Welle mit der Quelle und der Last in Interaktion tritt. Für die S-Matrix gilt:

$$S = \begin{pmatrix} 0,33 & 0,7 & 0,7 \\ 0,7 & 0,33 & 0,7 \\ 0,7 & 0,7 & 0,33 \end{pmatrix} \quad (16)$$



Genau:  $0,7=0,6666$

In dem Beispiel für HF-Anwendung werden  $R_1=R_2=R_3=50$  Ohm und  $R_{\text{int}}=0$  Ohm vorausgesetzt. Dann berechnet sich der wirksame Lastwiderstand am Eingang 1 zu 25 Ohm.

$$R_L = \frac{R_2 * R_3}{(R_2 + R_3)} = 25 \text{ Ohm} \quad (17)$$

$$\Gamma = \frac{R_L - Z_0}{R_L + Z_0} = \frac{25 - 50}{25 + 50} = 0,33 = S_{11} = S_{22} = S_{33} \quad (18)$$

Ein Reflexionsfaktor von 0,33 bedeutet eine schlechte Anpassung von 9,5 dB! Es wird von einer Ausgangsleistung von 20mW [13dBm], was einer Spannung von  $U_1=1$ V an 50 Ohm entspricht, ausgegangen. Mit der doppelten Last und  $U=U_2=U_3=0,5$ V gilt für die Leistung:

$$P = \frac{U^2}{R_L} = \frac{0,5^2}{25} = 10 \text{ mW} = 10 \text{ dBm} \quad (19)$$

Die Leistung über die zwei Lastwiderstände [ $R_2=R_3$ ] halbiert sich gegenüber der Belastung mit nur einem der Widerstände. Das bedeutet, daß der gemessene Dämpfungsverlust 13dBm-10dBm=3dB beträgt. Da das T-Stück voll symmetrisch ist, gilt  $|0,7|^2 = 0,5 = 3\text{dB} = S_{xy}$  für alle  $S_{xy}$ -Parameter. Das T-Stück, hat keine Anpassung und daher auf Grund der Reflexionen keine definierten Leistungspegel.

Man kann jedoch das T-Stück bis etwa 50 MHz zur Bestimmung des Innenwiderstandes von HF-Quellen verwenden, was jetzt betrachtet wird. Im NF-Bereich wird der Innenwiderstand einer Quelle oft über die U-Halbe Methode bestimmt. Dazu wird die Last an der Quelle so eingestellt, dass die Ausgangsspannung die Hälfte der Leerlaufspannung beträgt. In ähnlicher Art kann mit einem T-Stück ( $R_{\text{int}}=0$ ) bis in den zweistelligen MHz-Bereich der Innenwiderstand ( $R_1$ ) gemessen und berechnet werden. Dazu wird die Quelle mit einem Innenwiderstand von 50 Ohm zunächst nur an einem Port mit einem Sensor ( $R_2$ ) von 50 Ohm belastet und die Leistung bestimmt. Danach wird am zweiten offenen Port eine Load ( $R_3$ ) mit 50 Ohm angeschlossen. Nun ist die Last für die Quelle 25 Ohm und abhängig vom vorhandenen Innenwiderstand fällt die angezeigte Leistung am Sensor auf einen niedrigeren Wert. Die beiden Lastkombinationen [ $r \Rightarrow R_L$ ] sollte man dazu bei der Messfrequenz zum Beispiel mit einem Netzwerkanalysator vorher bestimmen, um ein möglichst gutes Resultat zu erhalten. Aus der Spannungsteilerspannung  $U_I=U_2=U_3$  an Punkt 2 beziehungsweise 3 wird aus den zwei Messfällen (I und II) mit zwei Gleichungen der Innenwiderstand  $R_1$  ermittelt.

$$R_1 = \frac{R_I * R_{II} * (U_{TII} - U_{TI})}{(U_{TI} * R_{II} - U_{TII} * R_I)} \quad (20)$$

Mit  $R_I=50$  Ohm und  $R_{II}=25$  Ohm im Idealfall gilt dann:

$$R_1 = \frac{50 * 25 * (U_{TII} - U_{TI})}{(U_{TI} * 25 - U_{TII} * 50)} \quad (21)$$

Die Spannungen werden aus den beiden Leistungsmessungen des HF-Sensors bestimmt.

$$U = \sqrt{P * 50} \quad (22)$$

Ganz anders stellt sich das T-Stück im NF Bereich von DC bis 1 MHz dar. Hier ist im besten Fall bei vierpoliger Einspeisung von einem Kalibrator mit externem Sense am Tor 1 der effektive Ausgangswiderstand der Quelle nahezu Null Ohm ( $R_1$ ). Da die Belastungen an den Ausgängen meist bei mindestens 10 MOhm liegen und nur in Spezialfällen bis 100 Ohm fallen können, ist dann von einer idealen Spannungsanpassung auszugehen. Weil die Einspeisung im Mittelpunkt symmetrisch zu den Ausgängen erfolgt, müssen auch die beiden Prüflinge direkt ohne Kabel an den beiden Toren 2 und 3 angeschlossen werden. Nur so können frequenzunabhängige Ausgangssignale an beiden Toren gewährleistet werden. Die Symmetrie ist in diesem Fall entscheidend und kann zur Not mit gleichen kurzen Kabeln an

beiden Ausgängen erhalten bleiben. Zum Einspeisepunkt an Tor 1 sind möglichst kurze Zuleitungen erlaubt.

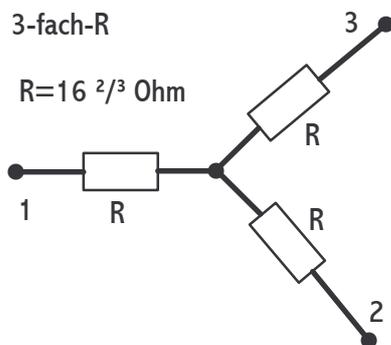
Für eine Beispielsrechnung wird  $R_1=0$  Ohm angenommen, aber gleichzeitig ein Widerstandsübergangswert am T-Stück  $R_{\text{int}}=1$  Ohm angenommen. Mit  $R_2=10$  MOhm und  $R_3=1$  GOhm berechnet sich  $R_L=9,900990$  MOhm. Mit  $U_1=1$  V berechnet sich die Teilerspannung  $U_T=U_2=U_3$  mit der folgenden Gleichung.

$$U_T = U_1 * \frac{R_L}{(R_L+R_1)} = 0,999999899 \text{ V} \quad (23)$$

Das heißt, daß im NF-Fall bei relativ hohen Lastwiderständen zum Beispiel der Multimeter auszugehen ist, selbst die Differenz zur angelegten Spannung nur 0,1ppm beträgt.

Induktiven und kapazitiven Einflüsse, die auch von den Prüflingen unterschiedlich sein können, werden bei den Berechnungen nicht berücksichtigt. Jedoch sind sie bei symmetrischer Belastung für die beiden Tore 2 und 3 gleich und damit ohne Bedeutung für den Unterschied von  $U_2$  und  $U_3$ .

### 1.3 Der Divider



Für die zwei Wege Verteilung von zwei unabhängigen Verbrauchern bei guter Gesamtanpassung ist der Divider mit 3-fach-R zu benutzen. Das Bauteil ist voll symmetrisch. Bei allseitiger guter Anpassung beträgt die gemessene Dämpfung von einem Tor zu einem anderem Tor 6 dB; wenn ein Tor offen bleibt 3dB. Verhältnismessungen wie beim Powersplitter sind möglich, aber nicht üblich. Wie in Kapitel 1.6.2 gezeigt wird kann der Divider nicht für die Leistungspegelung verwendet werden, da die gewünschte Anpassung dann nicht vorhanden ist.

Für die S-Matrix gilt:

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0,5 & 0,5 \\ 0,5 & 0 & 0,5 \\ 0,5 & 0,5 & 0 \end{pmatrix} \quad (24)$$

Es gilt für die Widerstände im Divider  $R_D=16,6$  Ohm, die anderen Widerstände  $R_Y$  und  $R_i$  der 50 Ohm Systemwiderstand. An Punkt 1 liegt eine Spannung von 1V an, das entspricht 13 dBm. Für die gesamte Last, die für die Quelle am Tor 1 anliegt, gilt die Reihenschaltung von  $R_D$  mit der Parallelschaltung der beiden Reihen  $R_D$  und  $R_Y$ .

$$R_L = R_D + \frac{(R_D+R_x)*(R_D+R_x)}{2*R_D+2*R_x} = 16,6 + 33,3 = 50 \text{ Ohm} \Rightarrow S_{xx} = 0 \quad (25)$$

Die Gesamtlast ist angepasst, und zwar an jedem Eingang bei Abschluß der Ausgänge.

$$\text{Es gilt: } I_1 = \frac{1V}{50\text{Ohm}} = 0,02 \text{ A} \quad (20) \text{ und mit } I_1 = I_2 + I_3 = 0,01 \text{ A} \quad (26)$$

$$\text{folgt: } U_Y = R_Y * I_{2(3)} = 50 * 0,01 = 0,5 \text{ V} \quad (27)$$

$$\frac{U_T}{U_x} = \frac{33,3\Omega}{50\Omega} = 0,66 \quad (28)$$

$$\frac{U_y}{U_T} = \frac{50\Omega}{66,6\Omega} = 0,75 \quad (29)$$

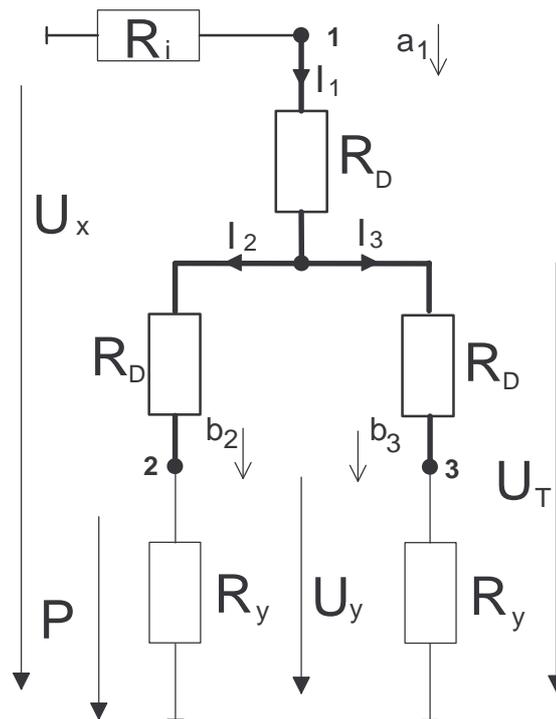
$$\frac{U_y}{U_x} = 0,66 * 0,75 = 0,5 = S_{xy} \quad (30)$$

Die halbe Ausgangsspannung bedeutet einen Leistungsverlust von 6 dB.

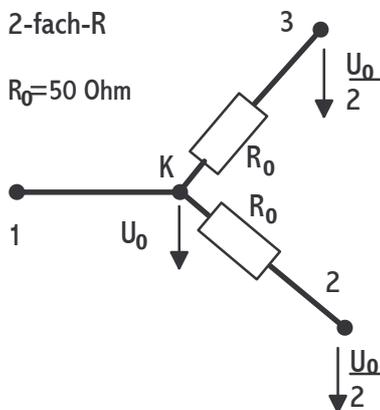
$$|0,5|^2 = 0,25 = 6dB = S_{xy}$$

Die Entkopplung (Isolation) und Transmission der beiden Tore 2 und 3 beträgt 6 dB. Beim Splitter liegt dieser Wert mit 12 dB doppelt so hoch wie hier was bei dessen Anwendung von Vorteil ist.

Bei Wellenbetrachtung mit Gleichung (18) und  $R_y=50\text{ Ohm}$ , also keine Reflexion an den Ausgängen, folgt  $a_2=a_3=0$  und  $b_1=0$  ;  $b_2=0,5*a_1$  ;  $b_3=0,5*a_1$ . Die Eingangswelle von  $a_1$  kommt mit 6 dB in der Leistung vermindert an den Ausgängen 2 und 3 an.



### 1.4 Der Power-Splitter



Der Power-Splitter eignet sich sehr gut als Leistungsverteiler an Stelle eines Richtkopplers, der im Frequenzgang eingeschränkt ist, zur Verhältnismessung oder Leistungspegelung. Bei der Leistungspegelung wird der äquivalente Generatorreflexionsfaktor etwa zu Null und jede Lastreflexion wird so über eine Steuerschleife an einem der Tore aktiv ausgegletzt (siehe 1.6.2). Der Splitter ist nicht voll symmetrisch, da in einem Arm der Widerstand fehlt. Wenn der Splitter ohne Pegelung eingesetzt wird, steigt das VSWR von 1:1 auf 1.67:1 daher ist er als Teiler nicht zu verwenden.

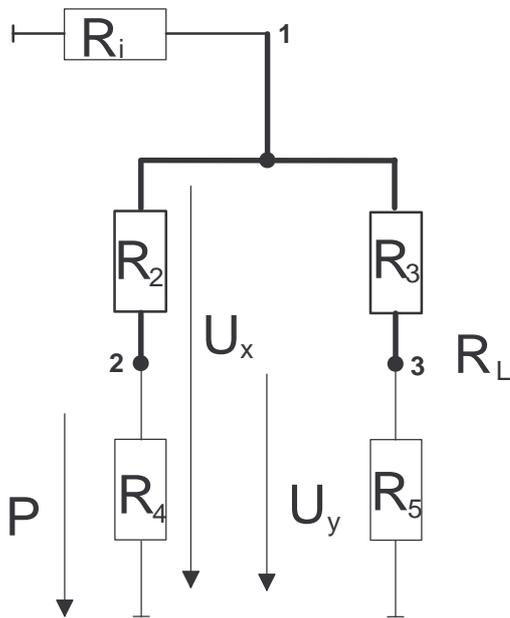
Eine wichtige Kenngröße auf Grund seiner Anwendung, ist das Tracking. Es beschreibt den Gleichlauf zwischen den zwei Ausgängen:  $10 * \log(P_2/P_3) < 0.2dB$ . ) und ist das Verhältnis:  $\frac{S_{21}}{S_{31}}$ .

Es gelten die folgenden Größen für die S-Matrix:

$$S_{22}=S_{33}=0,25 \text{ (keine Anpassung) , } S_{11}=0 \text{ (Anpassung an Eingang -Tor1)}$$

$$S_{12}=S_{13}=S_{21}=S_{31}=0,5 \Rightarrow \text{Verlust im angepasstem System ist 6 dB (Transmission)}$$

$$S_{32}=S_{23}=0,25 \Rightarrow \text{Dämpfung zwischen den beiden Ausgängen 12 dB (Isolation)}$$



Für die S-Matrix gilt:

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0,5 & 0,5 \\ 0,5 & 0,25 & 0,25 \\ 0,5 & 0,25 & 0,25 \end{pmatrix} \quad (31)$$

An einem Beispiel wird das Verhalten des Powersplitters ideal berechnet. Der Generator soll den HF-Innenwiderstand von 50 Ohm haben und auf eine Leistung von 13 dBm eingestellt werden. Es gilt:  $13\text{dBm}=20\text{mW}=1\text{V}$  an Punkt 1 am Eingang der Abbildung. Für die Widerstände  $R_2=R_3=R_4=R_5$  gilt 50 Ohm. Wenn  $U_x = 1\text{V}$  ist, gilt auf Grund der Spannungsteilerregel für  $U_y = 0,5\text{V}$ .

$$\frac{U_y}{U_x} = \frac{R_4}{R_4+R_2} = \frac{50}{100} = 0,5 =$$

$$= S_{12} = S_{13} = S_{21} = S_{31} \quad (32)$$

Für die Leistung an den Widerständen  $R_4=R_5$ , die den Verbrauchern an den Ausgängen des Powersplitters entspricht gilt dann:

$$P = \frac{U_y^2}{R_4} = 5 \text{ mW} \quad (33)$$

$$10 * \log 5\text{mW} = 7\text{dBm} \quad (34)$$

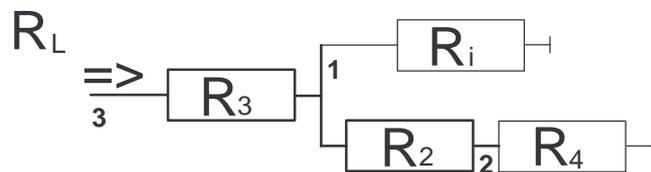
[hier Leistung nicht S-Parameter = 10\*]

Die Differenz von 13dBm - 7 dBm = 6 dB gibt Dämpfungsverluste (Insertion Loss) zwischen dem Eingang und den jeweiligen Ausgängen an.

Bei der S-Matrix wird  $S_{11}=0$  für den angepassten Eingang angeben. Auch das läßt sich leicht berechnen.

$$R_L = \frac{(R_2+R_4)*(R_3+R_5)}{R_2+R_4+R_3+R_5} = 50 \text{ Ohm} \quad (35)$$

Für die Betrachtung der Eingangswiderständen an den Ausgängen 2 und 3 sieht der Wert ungünstig aus. Dazu wurden in der Abbildung für  $R_L$  die Anordnung der Widerstände umgezeichnet. Hier gilt für  $R_L$ :

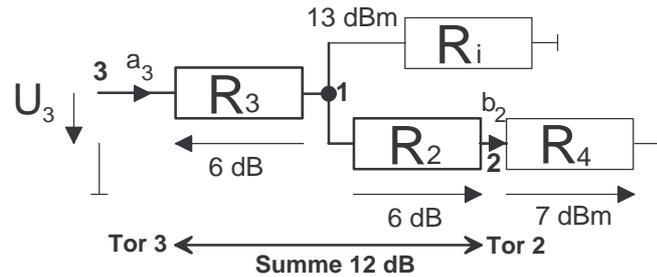


$$R_L = R_3 + \frac{R_i*(R_2+R_4)}{R_i+R_2+R_4} = 50 + 33,3 = 83,3 \text{ Ohm} \quad (36)$$

Dieser Widerstandswert entspricht dem Reflexionsfaktor von 0,25.

$$\Gamma = \frac{(83,3-50)\Omega}{(83,3+50)\Omega} = 0,25 = S_{22} = S_{33} \quad (37)$$

Die verständlichste Herleitung von  $S_{23}=S_{32}$  geht über den Anwendungsfall. So ist der Leistungsverlust an jedem Arm  $R_2$  und  $R_3$  6dB. Das entspricht dem Wert von  $S_{21}$  und  $S_{31}$  der schon mit 0,5 bestimmt wurde. Die Gesamtdämpfung einer vorgestellten einlaufenden Welle von Tor 3 ( $a_3$ ) zu einer auslaufenden Welle an Tor 2 ( $b_2$ ) setzt sich aus der Addition der Einzeldämpfungen, die zwischen der beiden Toren liegen, zusammen. Der Addition der Dämpfungswerte zu 12 dB entspricht einer Multiplikation der S-Parameter.



$$S_{32} = S_{21} * S_{31} = 0,5 * 0,5 = 0,25 \quad (38)$$

Man kann nach HP die gesuchten S-Parameter auch über die Spannungsverhältnisse im Splitter angeben.

$$\frac{U_3}{U_2} = \frac{0,2 * (1,25 * U_2)}{U_2} = 0,25 = S_{23} = S_{32} \quad (39)$$

Nach Moyer kann man sich vorstellen, dass einmal  $U_0/2$  an 50 Ohm und am anderen Arm an 100 Ohm bezogen auf Tor 1 liegt.

$$S_{32} = \frac{1}{2} * \frac{50 \text{ Ohm}}{100 \text{ Ohm}} = 0,25 \quad (40)$$

Die Entkopplung  $S_{12}=S_{13}=S_{21}=S_{31}$  der beiden Seitenarme zum Mittelpunkt des Splitter beträgt nur 6 dB. Zusammen mit den schlecht angepassten Seitenarmen  $S_{22}=S_{33}$  und dem Reflexionsfaktor der Lasten an den Ausgängen ergeben sich starke Reflexionen hin zum Mittelpunkt des Splitters mit Wellenüberlagerungen. Die Dämpfung dieser von nur 6 dB ( $S_{xy}=0,5$ ) kann mit Dämpfungsgliedern von zum Beispiel 6 dB auf 12 dB Gesamtentkopplung verbessert werden. Zusätzlich verringert sich der Reflexionsfaktor an dem erweiterten Tor. Der zusätzliche Verlust von 6dB muß im Messfall mit höherer Leistung an Tor 1 ausgeglichen werden. Die Isolation zwischen den zwei Ausgängen steigt dann auf 24dB. Der neue Reflexionsfaktor an den Ausgängen berechnet sich nach Gleichung (15).

$$S_{rPS} = S_{11Att} + S_{22/33PS} * \frac{S_{21Att} * S_{12Att}}{1 - S_{22Att} * S_{22/33PS}} \quad (41)$$

$$S_{rPS} = 0,1 + 0,25 * \frac{0,5 * 0,5}{1 - 0,1 * 0,25} = 0,16 \quad (42)$$

Wie sich zeigt verbessert sich der Reflexionsfaktor bei diesem realistischen Beispiel von 0,25 auf 0,16. Die neue Matrix für einen um zwei 6dB erweiterten Splitter lautet.

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0,25 & 0,25 \\ 0,25 & 0,16 & 0,063 \\ 0,25 & 0,063 & 0,16 \end{pmatrix} \quad (43)$$

Die Welligkeit im Pegel, die bei einem Kurzschluß an dem einen und einem Sensor am anderen Seitentor gemessen wird, würde von rund 48% des Signals auf 12% verringert. Auch wenn eine normale Last erheblich besser wäre, so würde die auch dann entstehende Welligkeit durch ein hochwertiges 6dB Dämpfungsglied um den Faktor vier verringert.

## 1.5 Messungen an 3-Toren

Die S-Parameter für die 3-Tore bestehen aus Reflexionswerten  $S_{XX}$  und Dämpfungswerten  $S_{XY}$  die mit den dazu geeigneten Verfahren (VNA, VSWR-Brücke u.a.) ausgemessen werden können. Die jeweils nicht benutzten Tore sind dazu mit einer sehr reflexionsarmen Last abzuschließen. Bei der Verwendung des unsymmetrischen Power-Splitters interessiert der äquivalente Reflexionsfaktor, auch als Generatorreflexionsfaktor bezeichnet, da der Splitter mit Quelle und Sensor wie ein Generator auf die Last wirkt ( $r_{Gen}$ ). Dieser ergibt sich aus Gleichung (6) durch Koeffizientenvergleich mit einer Quelle:

$$b_0 = r_i * a_0 + b_q \quad (7/44)$$

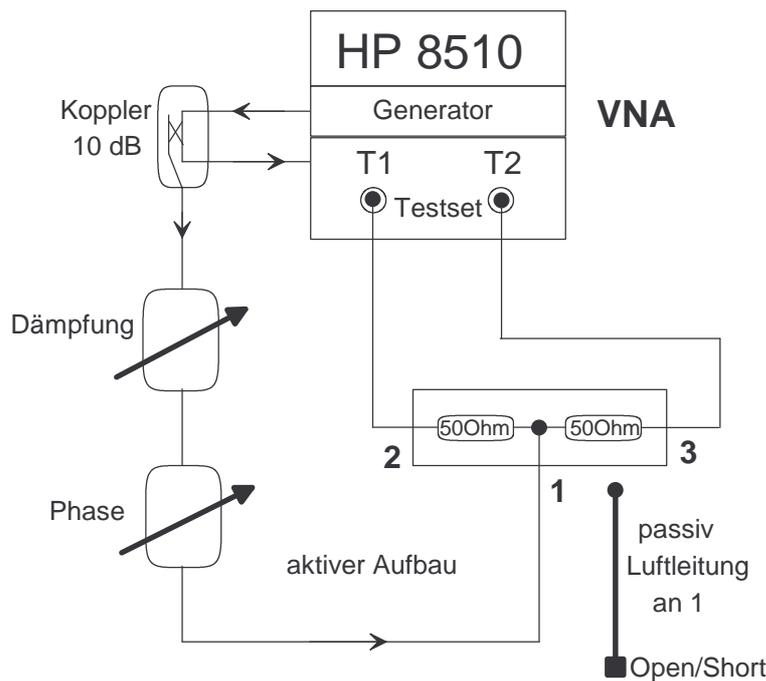
Zu:

$$r_{Gen} = S_{22} - \frac{S_{21} * S_{32}}{S_{31}} \quad (8/45)$$

Zur Bestimmung aller Parameter wird heute ein Vektorieller-Netzwerkanalysator (VNA) verwendet. Damit läßt sich auch der äquivalente Reflexionsfaktor bestimmen. Jedoch ist dann diese Berechnung wegen der vier mit Messunsicherheiten belasteten Terme nicht so genau. Engen hatte schon 1958 die Gleichung (45) aufgestellt und ein Verfahren mit Generator und Reflexionsmesseinrichtung an einem Tor, einem Detektor am zweiten und einer verstellbaren Last am Tor 1 vorgestellt. Er stellte die Last so ein, dass kein Signal mehr am Detektor ankam und bestimmte dann die Reflexion. Diese Überlegungen griff Moyer beim OC-Verfahren wieder auf. Es zählt zu den direkten Verfahren, die als erstes betrachtet werden.

### 1.5.1 OC-Verfahren

Das Open-Circuit-Verfahren ist zwar sehr aufwendig, aber liefert beste Ergebnisse und ist für das Verständnis am einfachsten zu erklären. Es wurde von R.D. Moyer schon 1987 veröffentlicht und gilt noch heute als Referenz zur Überprüfung von neueren Verfahren. Mit diesem Verfahren kann direkt der 50 Ohm Widerstandswert beziehungsweise die Reflexion daraus an einem der Tore (2 oder 3) bestimmt werden. Im Gleichspannungsfall würde man einfach den Eingang (1) an Masse kurz schließen und dann den internen Widerstandswert des Splitters ohmisch über ein Tor und Masse messen. So ähnlich wird auch bei dieser HF-Methode verfahren. Wenn man an einen HF-Stecker einen Kurzschluß anbringt, hat man auch dort keine Spannung mehr. Dasselbe gilt auch für ein offenes Tor, dass über eine Weglänge einen Kurzschluß in den physikalischen Mittelpunkt des Splitters transformiert. Genau das wird beim Power Splitter angewendet. Um zu erkennen, ob und bei welcher Frequenz sich der Kurzschluß im Mittelpunkt des Splitters einstellt, muß man nur die Dämpfung zwischen den Toren 2 und 3 messen. Wenn diese ihr Maximum hat, kann dann die Reflexion an der beiden Toren bestimmte werden. Diese Messungen sind sinnvoll nur mit einem VNA durchzuführen. Es gibt das POC-Verfahren (passiv open circuit) bei dem an Tor 1 nur Luftleitungen verschiedener Längen offen oder mit Kurzschluß angeschlossen werden, um so bei unterschiedlichen, aber nicht wählbaren Frequenzen einen Kurzschlußpunkt zu erreichen. Durch die Dämpfung der Leitungen an Tor 1 ist besonders bei höheren Frequenzen über mehrere GHz eine hohe Dämpfung zwischen den Toren 2 und 3 nicht mehr zu erreichen. Je niedriger dieser Dämpfungswert ist, desto fehlerhafter ist das Reflexionsergebnis. Daher kommt eine Anwendung nur bei Messungen im unteren GHz Bereich in Betracht. Beim AOC-Verfahren (active open circuit) wird ein vom VNA ausgekoppeltes Signal in Tor 1 eingespeist und mit Betrag und Phase so verändert, dass die Dämpfung zwischen Tor 2 und 3 ein Maximum erreicht um



dann die Reflexion zu messen. Man erreicht so immer einen optimalen Wert bei jeder beliebigen wählbaren Frequenz. Der Reflexionsfaktor kann in Betrag und Phase mit hoher Genauigkeit bestimmt werden. Die Messungen funktionieren nur wenn die Einspeisung des Signals an Tor 1 phasenstarr zum Messsignal bleibt. Dewegen muß ein Teil des Generatorsignals vom VNA über einen Koppler abgezweigt werden. Bei hochwertigen Geräten (z.B.: HP8510) ist eine Trennung zwischen Generator und Testset des VNA möglich. Das mit 10 dB ausgekoppelte Signal (Koppler) wird dann über einen Phasenschieber und

ein linear verstellbares Dämpfungsglied dem Tor 1 zugeführt. Da der Aufbau sehr phasenempfindlich ist, sollten die Zuleitung in Semiridge ausgeführt werden. Sehr gute und einstellstabile Phasenschieber und Dämpfungsglieder gibt es meist nur in Hohlleiterbauform. So entstehen zwar mehrere Aufbauten, aber an den Schnittpunkten läßt sich auch die Reproduzierbarkeit der Messungen beobachten. Da bei jedem Frequenzdurchlauf exakt der selbe Frequenzpunkt erreicht werden muß, kann kein Frequenzsweep eingestellt werden. Es muß im Stepbetrieb gearbeitet werden. Der ganze Aufbau funktioniert wie eine Messbrücke, bei der an jedem Frequenzpunkt durch Verstellen von Betrag und Phase auf das Maximum der Durchgangsdämpfung abgeglichen wird. Da sich Phasenschieber und Dämpfungsglied gegenseitig beeinflussen, ist die Einstellung bei all den Frequenzpunkten zeitaufwendig. Aus eigenen Messungen können folgende Aufbauten mit HP für die „Messbrücke“ empfohlen werden:

<u>Frequenzbereich</u>	<u>Phasenschieber</u>	<u>Dämpfungsglied</u>
0,25 GHz - 10 GHz (Coaxial)	1504 Weinschel	Narda_792FM, Weinschel
8 GHz - 13 GHz (X-Band)	HP_X885A ; FL_16 063	HP_X382A ; FL_16 110
12 GHz - 18 GHz (P-Band)	HP_P885A ; FL_18 063	HP_P382A ; FL_18 110
18 GHz - 26,5 GHz (K-Band)	FL_20 063	HP_K382A ; FL_20 110
26,5 GHz - 40 GHz (R-Band)	FL_22 063	HP_R382A ; FL_22 110

HP=Hewlett Packard ; FL=Flann Es sind auch höhere Frequenzen möglich.  
 Als 10 dB Koppler können die vom Typ Flann\_130 oder HP\_382, 300x\_Narda, Spinner verwendet werden. Ob mit den automatischen Phasenschieber und Dämpfungsgliedern von Flann das notwendige Minimum beim Brückenabgleich erreicht werden kann ist nicht bekannt. Hier ist die Schrittweite des Stellmotors entscheidend.  
 Man kann von folgenden Messunsicherheiten für den VNA plus Aufbau bis 18 GHz ausgehen. Bei einer Durchgangsdämpfung von >50dB => Uns.: 0,008 (aktiv) und bei >30dB=> Uns.: 0,012 (Passiv). Die Abweichungen zu anderen Methoden liegen nach den Quellen: bis

10 GHz  $< 0,002$  und bis 18 GHz  $< 0,004$ . In der folgenden Abbildung sind einige typische gemessene Verläufe des äquivalente Reflexionsfaktor an einem Ausgang ab 1GHz von Power Splittern dargestellt.

### Powersplitter -Verläufe

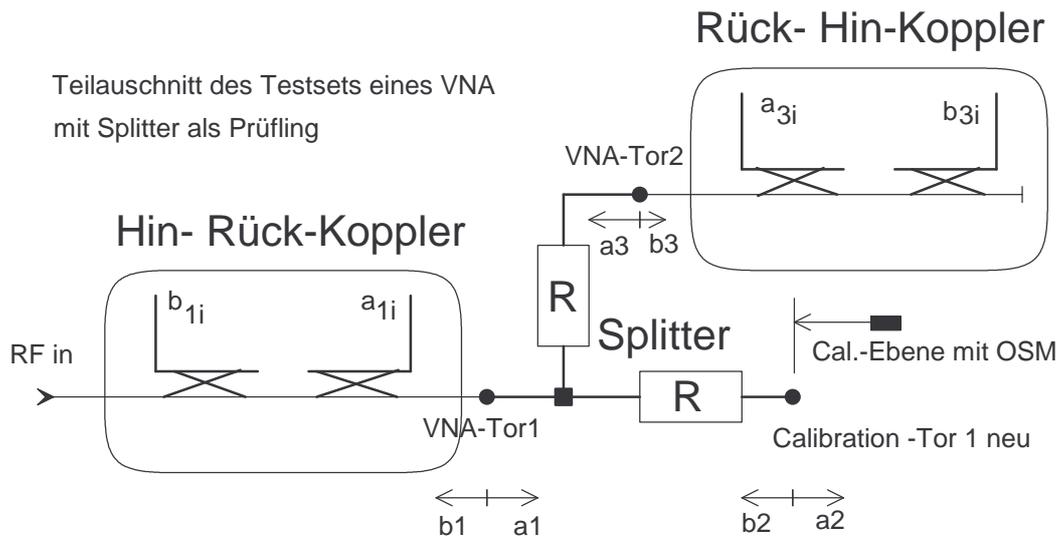


#### 1.5.2 NIST-Verfahren

Dieses Verfahren nach Juroshek nutzt die Kalibrierweise eines VNA aus, um den Reflexionswert an Port 2 oder 3 zu errechnen. Das VNA Testset besteht an jedem Ausgang aus zwei Richtkopplern, also 3-Toren, die in Reihe geschaltet sind und so je die herauslaufende und hereinlaufende Welle bestimmen können. Das Verhältnis dieser Wellen entspricht dem Reflexionsfaktor.

$$\Gamma = \frac{a}{b} \quad (46)$$

Um nun die Fehlertherme der zwei Kopplereinheiten wie Direktivity, Quellenwiderstand und Reflexionstracking zu bestimmen, um später bei der Messung der Prüflinge korrekte Daten zu erhalten, wird der VNA vorher kalibriert. Dazu werden bekannte Normale wie Short, Open und Load an die Ausgänge des Testsets angeschlossen und ausgemessen. Dem VNA sind die richtigen Werte der Normale bekannt und so kann er aus seinen Messwerten die Abweichungen bestimmen und Korrekturwerte errechnen, die er dann im Messfall anwendet. Der Trick besteht darin dem VNA als drittes 3-Tor den Powersplitter in Reihe zu den zwei Kopplern hinzuzufügen. Dazu wird Tor 1 an einen Testsetausgang angeschlossen und Tor 3 an den anderen Testsetausgang. So ist Tor 2 offen und der VNA wird wieder mit den oben genannten Normalen diesmal an Tor 2 kalibriert. Er berechnet jetzt die Korrekturwerte für das neue Testtor, was aber nun nicht mit dem internen Koppler abschließt ist, sondern mit dem Tor 2



des Power Splitters. Bei den neuen Fehlerthermen ist auch wieder der Quellenwiderstand bestimmt worden, der dem gesuchten äquivalenten Reflexionsfaktors des Splitters entspricht. Die anderen Fehlertherme interessieren hier nicht. Leider ist die Auswertung und Auslesung der Fehlerwerte bei den VNA in internen Daten verborgen. Daher ist einige Kenntnis von der Fehlerkorrektur des VNA nötig, um die Daten dann aufzubereiten und schlußendlich den Reflexionsfaktor zu bestimmen.

Die Firma Rohde und Schwarz beschreibt in ihrer Applikations-Note 1EZ51\_1E wie so eine Messung abläuft und wie die Daten leicht über das Service Menü und Passwort abgerufen werden, ohne die inneren Abläufe und Berechnungen weiter verstehen zu müssen. Dies ist dort für den Netzwerkanalysator ZVM und ZVK möglich.

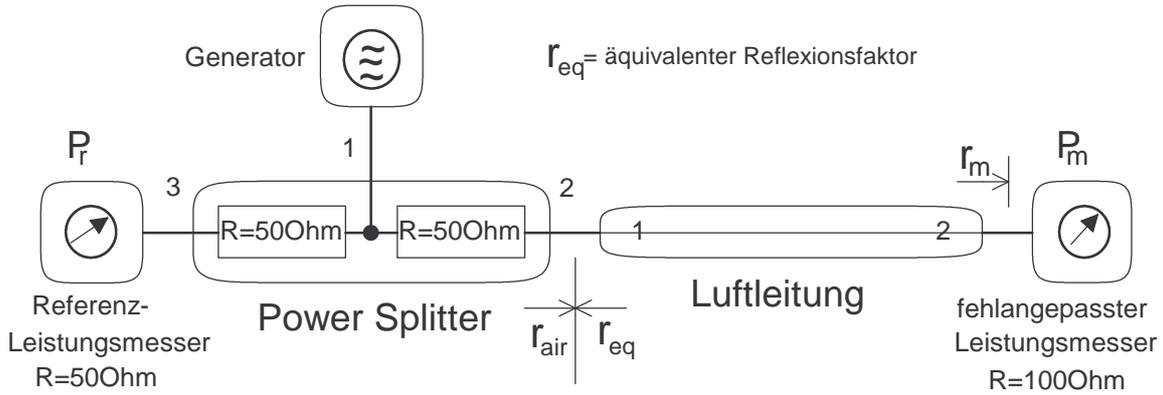
Für die Bestimmung des Reflexionsfaktors an Tor 2 ist der Fehlerterm  $e_{11}$  nach der folgenden Gleichung (47) zu bestimmen. In ihr sind die Reflexionswerte der drei Kalibriernormale und die entsprechenden Leistungen der beiden internen Kopplern enthalten.

$$e_{11} = r_G = \frac{r_s * \left( \frac{b_{1io}}{b_{3io}} - \frac{b_{1im}}{b_{3im}} \right) - r_o * \left( \frac{b_{1is}}{b_{3is}} - \frac{b_{1im}}{b_{3im}} \right)}{r_o * r_s * \left( \frac{b_{1io}}{b_{3io}} - \frac{b_{1is}}{b_{3is}} \right)} \quad (47)$$

Mit den Indizes für: o=Open, s=Short, und m=Load (matched)

### 1.5.3 R&S-Verfahren

Das Verfahren von Reichel ist in sofern verschieden gegenüber den andern Methoden, da es nicht nur den äquivalenten Reflexionsfaktors des einzelnen Power Splitters, sondern den der Einheit von Power Splitter und Leistungsmesskopf bestimmen kann. Dadurch können fest verschraubte Leistungsmessaufbauten regelmäßig auf ihren Reflexionsfaktor überprüft werden, ohne dass man den Referenzsensor wieder vom Power Splitter lösen muß. Dies will man nicht, da sich sonst die Kalibrierungsfaktoren der Einheit verändern und wieder neu kalibriert werden müssen und so ihre Historie zunichte machen. Durch das stark fehlangepasste Tor 2 des Power Splitters mit 100 Ohm und einer Luftleitung, die für eine schnelle Phasenwinkeländerung mit der Frequenz sorgt, entsteht eine Welligkeit die sich im Verhältnis



der beiden Leistungswerte zeigt. Die Amplitude der Welligkeit ist proportional zu den Reflexionswerten an Tor 2. Die S-Matrix für eine verlustfreie Leitung lautet:

$$S = \begin{pmatrix} 0 & e^{-j\gamma L} \\ e^{-j\gamma L} & 0 \end{pmatrix} \quad (48)$$

Aus Gleichung (15) für ein 2-Tor und Last lässt sich hier für  $r_{air}$  ableiten.

$$r_{air} = S_{11,air} + \frac{r_m}{1 - S_{22,air} * r_m} * e^{-2\gamma L} \quad (49)$$

Für die Leistung des fehlangepassten Leistungsmessers gilt allgemein.

$$P_m = (1 - |r_m|^2) * \eta_m * |a_m|^2 \quad (50)$$

Mit  $\eta_m$  dem effektiven Wirkungsgrad und  $a_m$  der hineinlaufenden Welle. Der Reflexionsfaktor  $r_m$  ergibt sich aus dem Widerstand von 100 Ohm und lässt sich mit einem VNA ausmessen. Die in den fehlangepassten Leistungsmesser einlaufende Welle  $a_m$  wird mit der am Tor 1 in die Luftleitung einlaufenden Welle durch die folgende Gleichung beschrieben.

$$a_m = \frac{e^{-\gamma L}}{1 - S_{22,air} * r_m} * a_{air} \quad (51)$$

Die bei Anpassung aus der Einheit von Referenzleistungsmesser, Power Splitter und Generator herausfließende Welle (Leistung) kann mit der aus /13/ übernommenen Gleichung beschrieben werden. Es besteht eine gewisse Ähnlichkeit zu Gleichung (6) mit  $b_2$  und  $b_3$ .

$$|b_{eq}|^2 = \left| \frac{S_{21}}{S_{31}} \right|^2 * |1 - r_{eq3} * r_r|^2 * |a_r|^2 \quad (52)$$

Mit Index r für den Referenzleistungsmesser (siehe auch 50):

$$|a_r|^2 = \frac{P_r}{(1 - |r_r|^2) * \eta_r} = b_3 \quad (53)$$

Mit all diesen Gleichungen kann das Verhältniss von  $P_r$  zu  $P_m$  bestimmt werden. Die daraus folgenden komplizierten Auswertungen und Betrachtungen ergeben dann eine Lösung für  $r_{eq}$ . Dabei wird ein Auswerteverfahren im Frequenz- und Zeitbereich durchgeführt, was den Umfang dieser Beschreibung sprengen würde. Auch wenn das Verfahren vermutlich bis 50 GHz möglich ist, so wurden zum Zeitpunkt der Veröffentlichung /6/ erfolgreiche Messungen nur bis 18 GHz durchgeführt.

### 1.5.4 Japan-Verfahren

Das Verfahren von Shimaoka vom National Metrology Institute of Japan erinnert im Aufbau für die Messung an das passive Open/Short-Verfahren nach Moyer, jedoch erfolgt der Anschluß der Tore nach der Juroshok Methode. Hier werden die reflektiven Anschlüsse (Short/Open) nicht am Eingangs-Tor 1 sondern an einem der Ausgänge angeschlossen. Der VNA wird normal mit seinen Kabeln kalibriert und dann der Splitter zwischen Tor 1 und Tor 2 des Splitters angeschlossen. Dann wird eine Last an Tor 3 ( $r_3$ ) angeschlossen es gelten dann die folgenden Gleichungen. Die Bestimmung der Reflexion erfolgt an Tor 2.

$$S_{21L} = S_{21} + \frac{S_{31}S_{23}r_3}{1-S_{33}r_3} \quad S_{22L} = S_{22} + \frac{S_{32}S_{23}r_3}{1-S_{33}r_3} \quad (54)$$

Die Herleitung von (54) wird von Shimaoka leider nicht angegeben, daher hier ein eigener Versuch. Grundsätzlich gelten für die Signalflußregeln bei S-Parameter, dass eine Addition bedeutet, dass zwei Zweige in dem selben Knoten enden wie dies bei einer Generatorquelle (7) der Fall ist. Die Multiplikation zweier S-Parameter gibt an, dass zum Beispiel zwei Dämpfungswerte in Reihe geschaltet werden; in dB ist dies eine Addition. Der Übertragungsfaktor  $S_{21L}$  von Tor 1 (Generator) zu Tor 2 ergibt sich aus dem Faktor  $S_{21}$  zum Knotenpunkt Tor 2. Zusätzlich entsteht noch ein weiter Signalfluß im Knoten 2, der dem Bruch entspricht. Das Signal von Tor 1 wird um  $S_{31}$  geschwächt an Tor 3 reflektiert. Das an Tor 3 reflektiert ( $r_3$ ) Signal läuft um  $S_{23}$  geschwächt zu Tor 2. Dieser Bruch sieht dem folgenden sehr ähnlich. Die Reflexion an Tor 2= $S_{22L}$  setzt sich zusammen aus der Reflexion an Tor 2 und der einlaufenden Welle doppelt gedämpft und an  $r_3$  reflektiert. Dies entspricht einer bekannten Gleichung die sich aus der Kombination von 2-Tor und Last ergibt. (15)

Mit ineinander Einsetzen der Terme  $S_{23}$ ,  $S_{33}$  und  $r_3$  die in beiden Gleichungen vorkommen und geschicktes Umformen ergibt dies mit Vergleich von (45) den Generatorreflexionsfaktor.

$$S_{22L} - \frac{S_{21L}}{S_{31}} * S_{32} = S_{22} - \frac{S_{21}}{S_{31}} * S_{32} \stackrel{!}{=} r_G \quad (55)$$

Nun wir ein reflektiver Anschluß wie Open oder Short an Tor 3 angeschlossen und wieder eine Messung durchgeführt. Dies ergibt wieder eine Gleichung (55) nun mit den neuen Faktoren  $S_{22S}$  und  $S_{21S}$  hier für Short. Aus beiden Messungen läßt sich durch Gleichsetzen der beiden linken Terme von (55) das Verhältniss  $S_{32}$  zu  $S_{31}$  bestimmen.

$$\frac{S_{32}}{S_{31}} = \frac{S_{22S} - S_{22L}}{S_{21S} - S_{21L}} \quad (56)$$

Der Term von Gleichung (56) kann nun mit den Werten aus zwei Messungen in den linken Teil von Gleichung (55) eingesetzt werden.

$$S_{22L} - \frac{S_{22S} - S_{22L}}{S_{21S} - S_{21L}} * S_{21L} = r_G \quad (57)$$

Dasselbe kann auch mit der Gleichung (57) für Short durchgeführt werden. Es müßte dann mit den Messwerten  $S_{22S}$  und  $S_{21S}$  das selbe  $r_G$  herauskommen. Alles ist natürlich komplex zu berechnen. Bei Verwendung von einem Adapter muß dieser an Tor 1 angebracht werden und hat dann keinen Einfluß auf das Ergebnis.

### 1.5.5 VNA Direktmessung

Bei dem einfachen Verfahren von Ulriksson wird das Tor 1 mit einer Last abgeschlossen und dann direkt zwischen Tor 2 und 3 die Dämpfung und an Tor 2 die Reflexion mit einem VNA gemessen. Dazu wird angenommen, dass das Tracking (Gleichlauf) des Splitters sehr gut (0dB) ist. Dann läßt sich die Gleichung (45) vereinfachen.

$$\Gamma_{Gen} = S_{22} - S_{32} \quad \text{mit} \quad \frac{S_{21}}{S_{31}} = 1 \equiv 0dB \quad (58)$$

Der Autor gibt bei Vergleichsmessungen von allen vier S-Parametern mit Berechnung und der verkürzten Version eine maximale Abweichung von 0,015 bis 18 GHz an. Für Schnellmessungen ist das Verfahren eine gute Wahl. Jedoch steigt bei höheren Frequenzen der Gleichlauffehler an und verfälscht so das Ergebnis. Mit  $S_{21}=0,5$  (-6,02dB) und  $S_{31}=0,51$  (-5,85dB) das einem Tracking von 0,17dB entspricht, wird das Verhältnis 0,980. Damit ergibt sich im idealen Fall für Gleichung (58).

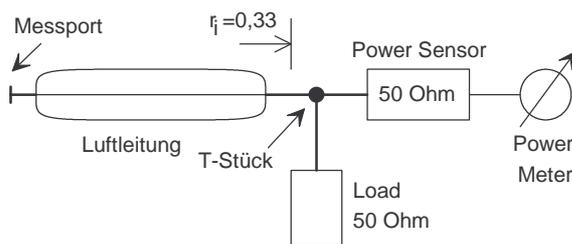
$$\Gamma_{Gen} = 0,25 - 0,98 * 0,25 = 0,005$$

Durch den Trackingwert entsteht so einen zusätzlichen Reflexionsfaktorfehler von 0,005. Laut Spezifikation kann der Trackingwert bei Splittern aber bis 26,5 GHz den Wert von 0,4dB ( $r_{Gen}=0,012$ ) erreichen.

Um den Fehler des Gleichlaufs zu vermeiden kann man mit den heutigen 4-poligen VNA's direkt an allen 3 Tore nach einer UOSM-Kalibrierung gleichzeitig alle S-Parameter des Splitters bestimmen. Für die Durchgangskalibrierung (U) wird der Splitter eingefügt. Es sind insgesamt vier Messungen mit 12 Verbindungen nötig. Mit der Gleichung (8) wird dann der äquivalente Generatorwiderstand direkt berechnet.

### 1.5.6 PTB-Verfahren

Bei dem Verfahren von Dr.Janik wird ähnlich wie bei 1.5.3 mit einem fehlangepassten Leistungsmesser, an dem eine Luftleitung vorgeschaltet ist, der Generatorreflexionsfaktor gemessen. Der fehlangepasste Leistungsmesser besteht, wie schon in 1.2 beschrieben, aus einem T-Stück mit Power Sensor und Load. So ergibt sich eine Last von 25 Ohm, die einem



Reflexionsfaktorbetrag von 0,33 entspricht. Um jedoch eindeutigen Ergebnissen bei breitbandigen Messungen bis zu 18 GHz zu erhalten, müssen für die Bestimmung des Generatorreflexionsfaktors mindestens drei Durchläufe durchgeführt werden. Dazu werden verschieden lange Luftleitungen ab etwa 3 GHz und Semirigidleitungen bis 3 GHz zwischen 60mm und 1500mm

verwendet. Dabei sollten die Phasenverschiebungen zwischen den Leitungen  $>35^\circ$  und sowohl Reflexion als auch die Verluste klein sein.

Für die Kalibrierung einer Quelle mit einem Leistungsmesser gilt mit  $P_{Z0}$  der abgegebenen Leistung bei angepasster Last.

$$P_{Z0} = |1 - \Gamma_G \Gamma_M|^2 * \frac{P_{Anz}}{\eta_{Cal}} = M_M * \frac{P_{Anz}}{\eta_{Cal}} \quad (59)$$

G und M sind die Reflexionsfaktoren von Generator und Leistungsmesser mit der Anzeige von P und dem Kalibrierungsfaktor.  $M_M$  wird als Fehlanpassungsfaktor bezeichnet. Schließt

man an die Quelle zwei verschieden Leistungsmesser nacheinander an, so kann man ein Verhältnis  $p_k$  aus Gleichung (59) bestimmen.

$$p_k = \frac{P_{M1}}{P_{Mk}} = \frac{|1-\Gamma_{Mk}\Gamma_G|^2}{|1-\Gamma_{M1}\Gamma_G|^2} * \frac{\eta_{Cal,M1}}{\eta_{Cal,Mk}} \quad (60)$$

Da vor den fehlangepassten Leistungssensor eine Leitung (**Zweiter**) (Gl. 48) vorgeschaltet wird, gilt nun für den Kalibrierungsfaktor des Sensors Gleichung (61).

$$\eta_{Cal,M+Zt} = \eta_{Cal,M1} * \frac{|S_{21,Zt}|^2}{|1-S_{22,Zt}*\Gamma_{M1}|^2} \quad (61)$$

Der Bruch beschreibt das Verhältniss von auslaufender Welle zur einlaufender Welle am Zweitor. Index M+Zt entspricht k und M1 ist der Leistungsmesser ohne Luftleitung.

Mit den Gleichungen (60) und (61) kommen wir zur Endgleichung.

$$A_k = \frac{|S_{21,k}|^2}{|1-S_{22,k}*\Gamma_{M1}|^2} * \frac{P_{M1}}{P_{Mk}} = \frac{|1-\Gamma_{Mk}\Gamma_G|^2}{|1-\Gamma_{M1}\Gamma_G|^2} \quad (62)$$

Die zwei Leistungen können direkt gemessen werden und die Reflexionsfaktoren und S-Parameter werden zuvor mit einem VNA bestimmt. Nur der komplexe Generatorreflexionsfaktor bleibt unbestimmt. Die Lösung der Gleichung nach  $r_G$  ist nur durch numerische Annäherung mit dem Levenberg-Marquard-Prozess zum Beispiel mit MATHCAD möglich.

Es wurden bis 18 GHz sehr gute Messergebnisse mit der Methode erreicht. Die maximalen Abweichungen betragen im oberen Frequenzbereich 0,014 für den Reflexionsfaktor von 0,05. Zusätzlich wurde bei 1mW und 50 MHz eine Abweichung von kleiner 0,003 ermittelt.

### 1.5.7 Vergleich der Verfahren

Das für die Bestimmung des äquivalenten Reflexionsverfahrens bei Power Splitters immer wieder neue Verfahren vorgestellt werden, zeigt die Bedeutung des Power Splitters in der HF Messtechnik. Die Messung der einzelnen S-Parameter mit dem VNA und dann die einfache Berechnung des Reflexionsfaktors ist unkompliziert. Mit einem 4-poligen VNA sind die Messunsicherheiten (UOSM-Kalibrierung) nach Rausche /15/ wegen der gleichzeitigen Messung an allen 3-Toren gering.

Das Verfahren von Moyer (OC) ist das logischste Verfahren, da es direkt in die physikalischen Eigenschaften des Splitters eingreift und ohne mathematische Berechnungen auskommt. Es gibt nur eine Messunsicherheit vom VNA für die Reflexion und gilt daher als Referenz. Da es kaum automatisierbar und sehr aufwendig von Hand zu messen ist und die benötigten Aufbauten selten vorhanden sind, wird es ungern angewendet.

Das NIST Verfahren nach Juroshek ist von der praktischen Anwendung interessant, da es unkompliziert große Frequenzbereich überdeckt. Durch den Splitter wird bei der Kalibrierung mit ihm die Direktivität schlechter. Für die Auswertung, wenn nicht schon vom Hersteller des VNA vorgesehen, sind Zugriffe auf die Fehlergrößen nötig. Dies ist ohne erweiterte Kenntnisse des VNA nicht möglich. Die Messmethode von Reichel setzt das Vorhandensein eines fehlangepassten Leistungsmesser voraus und hat ein kompliziertes Auswerteverfahren im Frequenz- und Zeitbereich. Daher ist das Verfahren nur etwas für Spezialisten, wie den Hersteller der Sensoren (Rohde&Schwarz), die über die entsprechenden technischen Möglichkeiten verfügen. Der neueste Vorschlag kommt vom japanischen Metrologischen Institut von Herrn Shimoaka. Hierbei ist der Aufbau, die Messungen mit einem VNA und auch die Auswertung mit ein paar Gleichungen unkompliziert. Das Verfahren von Ulriksson ist, nur bei niedrigen Frequenzen bei denen meist auch der Gleichlauf der Ausgänge sehr gut ist, zu empfehlen. Das

Verfahren der PTB ist auch auf Grund der mathematischen Herausforderung kaum für ein normales Labor alltagstauglich.

Da die meisten Messungen mit dem VNA durchgeführt werden, hier einige Hinweise zu der Messunsicherheit bei Reflexionsmessungen. Der Hauptanteil der Messunsicherheit bei der Messung des Reflexionsbetrags mit kleinen Messwerten ( $r < 0,1$ ) kommt von der Direktivität der Koppler des VNA. Die Direktivität ist der Wert, der am Koppler ausgekoppelt wird, minus dem Koppelwert in dB, wenn dieser mit einer idealen Last abgeschlossen wird, also keine rücklaufende Welle vorhanden ist. Es ist ein Anteil der vorlaufenden Welle, der „von der falschen Seite her“ in dem Kopplerausgang ankommt. Im Messfall überlagern sich zwei Wellen am Auskoppelarm vektoriell. Die Direktivität liegt bei etwa 30 dB ( $r=0,03$ ) ohne Kalibrierung, 40 dB ( $r=0,01$ ) mit Open/Short/Load Kalibrierung und 50 dB ( $r=0,003$ ) bis 54 dB ( $r=0,002$ ) mit Open/Short/Sildingload Kalibrierung. Durch die Kalibrierung des VNA läßt sich die effektive Direktivität abhängig der Frequenz erheblich verringern. Bei Verwendung von wechselnden Adaptern am Messport wird sich dieser gute Wert je nach der Reflexion des Adapters auf dessen Wert verschlechtern, daher Vorsicht. Die Phasemessung ist auf Grund des kleinen Reflektionsbetrags im unteren Frequenzbereich sehr ungenau und daher von geringer Bedeutung. Bei  $r=0,1$  gilt  $2,7^\circ$  und bei  $r=0,04$  gilt  $23^\circ$  Messunsicherheit.

Die Abweichung der verschiedenen Verfahren liegt meistens für einen Präzisions-Power-Splitter bis 10 GHz unter 0,0015 und bis 18 GHz unter 0,003. Für die UOSM-Messung am 3-Tor und auch Shimaoka-modifiziert (bzw. in Klammern Juroshek) sind die Messunsicherheiten für den Betrag nach Rausche (PTB) bis 18 GHz 0,004 (0,008) und 0,007 (0,012) bis 33 GHz (Stecker 3,5mm). Die Auswertung der drei Messkurven ergibt eine sehr gute Übereinstimmung der Punkte unterhalb der geringen Messunsicherheiten.

Welche Methode für einen am besten ist, läßt sich nur im Einzelfall entscheiden, da alle ähnlich gute Ergebnisse liefern. Wer die Möglichkeit hat, kann ja mit zwei unterschiedlichen Verfahren seinen Prüfling ausmessen.

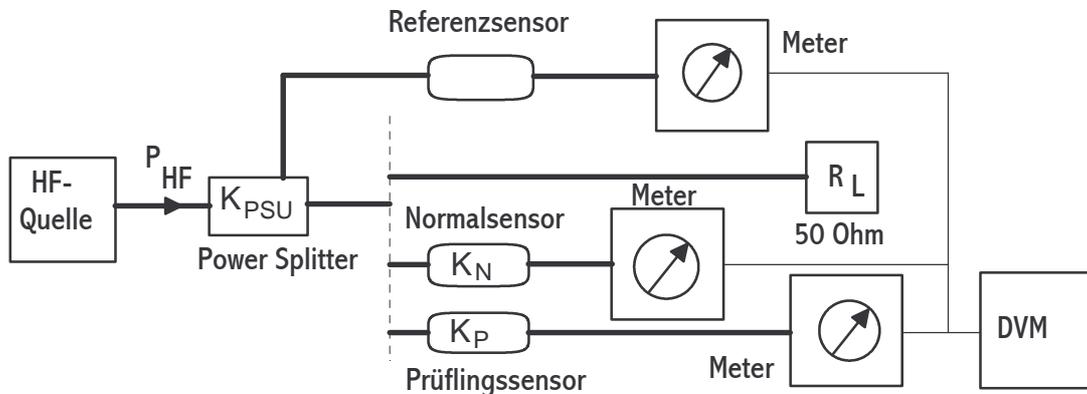
## 1.6 Anwendungen vom Power Splitter

Das T-Stück ist besonders für Anwendungen im Hochfrequenzbereich nicht geeignet und der Divider wird einzig nur für die Leistungsverteilung verwendet. Eine besondere Stellung nimmt der Power Splitter ein, da er spezielle Vorzüge bei der Kalibrierung von Sensoren und der Leistungspegelung hat. Außerdem kann er bei Messungen der Dämpfung und Reflexion und bei der Zusammenführung von HF-Signalen eingesetzt werden.

### 1.6.1 Power Sensor Kalibrierung

Bei der Vergleichsmessung eines Referenzsensors mit einem Normal oder Prüfling wird das Generatorsignal grundsätzlich über einen Richtkoppler oder einen Powersplitter aufgeteilt. Bei Benutzung des Richtkopplers ist die Schmalbandigkeit und relativ starke Frequenzabhängigkeit der Auskopplung von Nachteil. Bei Koppler mit mehr als 10dB Auskoppeldämpfung ist ein großer Vorteil der geringe Leistungsverlust im Hauptarm, an dem die Last liegt. Der Vorteil des Powersplitterversion ist die große Breitbandigkeit, mit dem Nachteil der Dämpfung von etwa 6dB in beiden Zweigen. Es ist wie aus der Abbildung zu ersehen am Nebenarm immer ein Referenzmeßaufnehmer angebracht, der die Leistung am Ausgang des im Hauptarms detektiert. Bei der direkten Durchgangsmessung wird die Generatorleistung, die auf eine Last ( $R_L$ ) wirkt, über den Leistungsteiler ausgekoppelt und über die

Kalibrierungsfaktorumrechnungen (dB) direkt gemessen. Der Referenzsensor muß bekannte Faktoren aufweisen. Besser ist eine Powersensor-Splitter-Unit [PSU], bei der der Referenzsensor und Leistungsteiler eine feste Einheit bilden, deren Kalibrierungsfaktor bekannt ist. So



lassen sich von der Anzeige des Referenzmeters Rückschlüsse auf die an der Last anliegende Leistung schließen. Um den Leistungsfaktor (K) von Sensoren zu bestimmen, wird die zweite Variante angewendet. Zuerst wird das Normal gemessen und dann der Prüfling. Aus den Anzeigeergebnissen, dem K-Faktor des Normals und den beiden Referenzergebnissen ins Verhältnis gesetzt, ergibt sich der K-Faktor des Prüflings. Die Referenzmessung dient während der beiden Durchgänge um Pegelschwankungen herauszurechnen. Auch mit einer PSU ist der K-Faktor eines Powersensors zu bestimmen, indem man den K-Faktor des Referenzsensors mit dem Richtkoppler zusammen bezogen auf den Ausgang des Richtkopplers einmalig mit einem Normal bestimmt um ihn dann bei Prüflingsmessungen mit zu berücksichtigen. Bei den zeitgleichen Vergleichsmessungen ist bei Benutzung eines Normals die höchste Genauigkeit zu erreichen. Der Kalibrierungsfaktor (K) der sowohl für einzelne Sensoren als auch für Meßeinheiten aus Leistungsteiler oder anderen meist passiven Hochfrequenzbauteilen zusammen mit einem Sensor bestehen ist in der Regel frequenzabhängig. Bei Sensoren ist der Kalibrierungsfaktor eine Kombination aus Wirkungsgrad und Fehlanpassung (Reflexionen). Eine Art Leistungsfaktor, der die Hochfrequenzverluste zwischen angebotenen HF-Leistung  $P_{HF}$  und angezeigten abgegebenen Gleichstromleistung  $P_M$ , angibt. Die folgende Definition für den Kalibrierungsfaktor des Sensor ist üblich.

$$K_S = \frac{P_M}{P_{HF}} \quad (63)$$

Wenn man mit einem Normal ( $K_N$ ) die PSU mißt, bestimmt man den Kalibrierungsfaktor der PSU ( $K_{PSU}$ ) und danach bei der Prüflingsmessung ( $P_P$ ) den des Prüflings ( $K_P$ ). Der Referenzsensor korrigiert dabei die Leistungsschwankungen ( $P_{REF}$ ) über die Daten von  $K_{PSU}$  zwischen den beiden Messungen. Er errechnet die jeweils aktuellen Leistungen am zweiten Splitterausgang.

$$K_P = K_{PSU} * \frac{P_P}{P_{REF}} \quad (64)$$

Wie schon in Kapitel 1.4 besprochen können die Lasteinflüsse des Normals und Prüflings am Ausgang durch Aufbau der PSU einschließlich eines 6 dB Dämpfungsgliedes verringert werden. Wenn eine Symmetrie der Leistungswerte an beiden Armen gewünscht wird, beschaltet man beide Ausgänge mit 6 dB. Den Gesamtverlust der Leistung von 12dB muß man mit

entsprechend hoher Generatorleistung von etwa 14dBm abfangen. Dies ist bei Frequenzen bis 50 GHz nicht so einfach, da die Dämpfungen im Messaufbau ansteigen und die Kalibrierungsfaktoren der Sensoren abfallen. Um etwa 0dBm angezeigte Sensorleistung zu erhalten, werden etwa 16 dBm Generatorleistung über den gesamten Frequenzbereich benötigt. Wenn man beim Kauf des Generators auf den internen Teiler bis -120dBm verzichtet, lassen sich ein paar dB mehr Ausgangsleistung erzielen!

### 1.6.2 Leistungspegelung

Der Aufbau der aktiven Leistungspegelung ist mit dem der Sensorkalibrierung zu vergleichen. Der Referenzsensor steuert jedoch direkt die Leistung am Generator über einen speziellen Eingang der ähnlich der Amplitudenmodulation funktioniert. Auch ist ein Aufbau mit einem Pin-Dioden-Abschwächer am Eingang des Splitters möglich. Da an beiden Ausgänge die Leistungen bis auf den Trackingfehler/Gleichlauf gleich sind, läßt sich so die Ausgangsleistung an diesem Punkt konstant halten. Für den Pegel am geregeltem Ausgang Tor 2 gilt für  $b_2$  die Gleichung (45).

$$r_{Gen} = S_{22} - \frac{S_{21} * S_{32}}{S_{31}} \quad (65)$$

Eine wichtige Kenngröße für die Qualität der Leistungspegelung ist der jetzt gültige äquivalente Generatorreflexionsfaktor. Dieser ist unabhängig vom Reflexionsfaktor am Ausgang des Generators und kann diesen so verbessern. Zudem ist die Leistung unabhängig von den Verlusten die in der Zuleitung bis zum Power Splitter auftreten. So liegt unmittelbar am Messpunkt (Tor 2) eine stabile und bekannte Leistung an. Das sind die großen Vorteile der Leistungspegelung mit Power Splitter, der zudem auch noch über einen großen Frequenzbereich ab DC verfügt.

$$r_{Gen} = 0,25 - \frac{0,5 * 0,25}{0,5} = 0$$

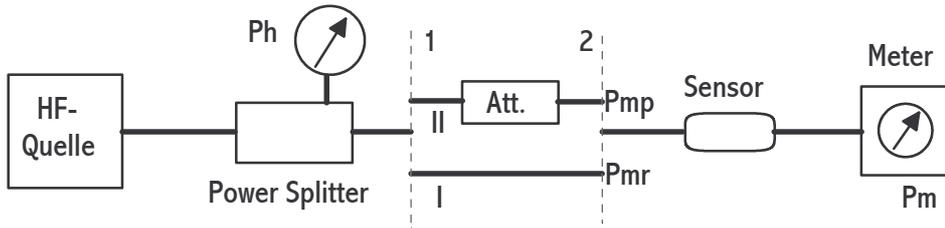
Das heißt, dass im Idealfall der Generatorreflexionsfaktor zu Null wird, was einer optimalen Anpassung entspricht. Der einzige Nachteil des Aufbaus sind die Verluste von 6 dB die durch höhere Leistung der Quelle aufgefangen werden müssen. Dieser Nachteil besteht bei einem 10dB Koppler nicht, da dort die Dämpfung im Durchgangarm gering wäre. Jedoch sind besonders Hohlleiterkoppler in ihrem Frequenzbereich eingeschränkt. Der Divider ist für diesen Anwendungsfall ungeeignet, da sich dort der Reflexionsfaktor im Betrag zu 0,5 ergeben würde.

### 1.6.3 Dämpfungsaufbau

Die Dämpfung eines HF-Bauteils wird meist über eine Spannungs- oder Leistungsmessung bestimmt. Man kann die Dämpfung direkt messen oder durch ein Präzisionsdämpfungsglied substituieren. Als Referenz dient üblicherweise der Durchgang (Leitung).

Der Richtkoppler oder Power-Splitter ist dazu da die Pegelschwankungen des Generators der hinlaufenden Welle auszukoppeln, um sie bei der Dämpfungsmessung herauszurechnen. Für etwas ungenauere Messungen ist statt der rechnerischen Korrektur des Generatorpegels auch eine direkte Pegelsteuerung (ALC) des Generators mit  $P_h$  (siehe 1.6.2) möglich. Zuerst wird eine Referenzmessung I (R) durch einen Kurzschluß zwischen Tor 1 und 2 oder besser durch direktes Anschließen des Sensors an Tor 1 durchgeführt. Dies entspricht dem 0 dB

Dämpfungswert. Bei schaltbaren Dämpfungsgliedern wird oft die Schalterstellung 0 dB für die Referenzmessung gewählt. So kann die Schrittgengenauigkeit (delta-dB) ohne Aus- und



Einbau für die Referenzmessung leicht bestimmt werden. Für Dämpfungsmessung muß nun nach der Referenzmessung der Prüfling eingefügt werden und der Sensor an Tor 2 angeschlossen werden II (P). Es gilt dann für die Dämpfung bei jedem einzelnen Frequenzpunkt die Gleichung (66).

$$a = (P_{mr} - P_{mp}) - (P_{hr} - P_{hp}) \quad [\text{in dB}] \quad (66)$$

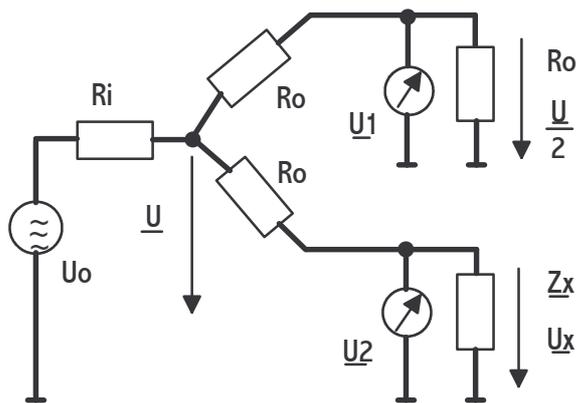
Im Idealfall mit mit  $P_{hr}=P_{hp}$  gilt:

$$a = (P_{mr} - P_{mp}) \quad [\text{in dB}] \quad (67)$$

Mit breitbandige Sensoren (z.B. R&S: NRP-Z31) mit große Dynamik (90dB) und einer Generatorleistung von 23 dBm können so Dämpfungen bis etwa 70 dB gemessen werden.

### 1.6.4 Reflexionsaufbau

Auch den Power-Splitter kann man für Reflexionsmessungen verwenden. Im Gegensatz zu den Kopplern als Leistungsteiler, hat der Splitter eine schlechte Direktivität. Das heißt, das hinlaufende Signal überlagert sich stark mit dem reflektierten Signal des Prüflings. Hier nun



zwei Verfahren, die in dieser Art nicht so häufig anzutreffen sind. Die Leistung wird aufgeteilt und dann mit einem selektiven zweikanaligen Voltmeter angezeigt. Es wird auch mit Ratio-Spannungsverhältnismessung bezeichnet.

$$r_x = \frac{2U_x}{U} - 1 \quad (68)$$

Die Bestimmung des Innenwiderstands einer Quelle mit einem T-Stück wurde schon in Kapitel 1.2 beschrieben. Es ist eine Spannungsquelle mit einem Innenwiderstand, hier üblicherweise 50 Ohm, vorhanden, an die ein komplexer Widerstand abweichend von  $R_i$  einer Reflexion durch Nichtanpassung entspricht.

stand abweichend von  $R_i$  einer Reflexion durch Nichtanpassung entspricht.

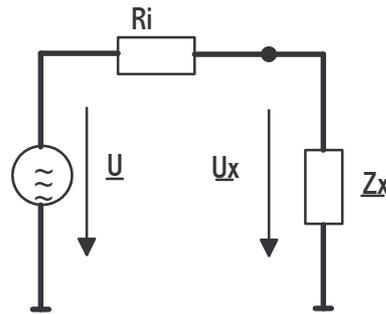
$$\frac{U_x}{U} = \frac{Z_x}{R_i + Z_x} \quad (69)$$

Mit der messbaren Teilerspannung  $U_i=U/2$  in die vorherige Gleichung (68) eingesetzt, was einer Messung mit  $Z_x=R_i$  ( $r = 0$ ) entspricht, folgt (70).

$$\frac{U_x}{U_t} = \frac{2 \cdot Z_x}{R_i + Z_x} = 1 + \frac{Z_x - R_i}{Z_x + R_i} = 1 + \underline{r} \quad (70)$$

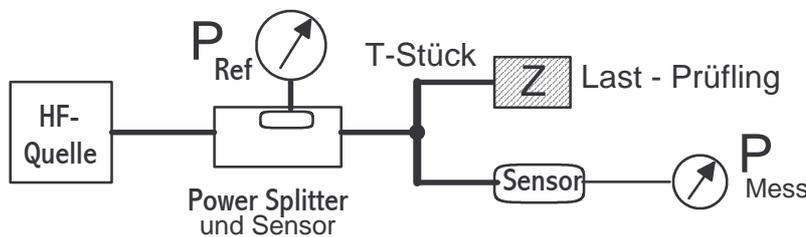
$$\underline{r} = \frac{U_x}{U_t} - 1 \quad (71)$$

Die Gleichung (71) ist vergleichbar mit (68). Nach der Bestimmung von  $U_t$  kann dann nach der Spannungsmessung von  $U_x$  der Reflexionsfaktor, der aus der nicht angepassten Last  $Z_x$  resultiert, berechnet werden.



Ein praktischer preisgünstiger einfacher Aufbau ohne VSWR-Brücke, der eigentlich als Testset an einem skalaren Netzwerkanalysator vorgeschlagen wurde, kann auch mit zwei Powersensoren aufgebaut werden.

Dazu werden sowohl ein Powersplitter als auch ein T-Stück benötigt. An dem T-Stück werden



die Prüflinge ( $Z$ ) angeschlossen und der Powersplitter dient zur Überwachung der in das T-Stück eingespeisten Leistung. Die Generatorleistung am Eingang des

Powersplitters ändert sich je nach Belastung am T-Stück durch den Prüfling und muß korrigiert oder nachgeregelt werden. In dem vorgestellten Rechenbeispiel wird die Leistung so nachgeregelt, dass  $U_0$  (2V/19dBm) immer konstant bleibt. Das heißt für den Referenzzweig, dass dort bei jeder Last 1V/13dBm gemessen werden muß. Für die Referenzmessung, wird eine ideale Last an das T-Stück angeschlossen. Der Splitter ist dann am Messarm mit 25 Ohm belastet. Es gelten die folgenden Gleichungen für den Messzweig.

$$U_Y = U_0 - U_{RX} \quad (72)$$

$$U_{RX} = R \cdot I_2 \quad (73)$$

$$I_2 = \frac{U_0}{R_L} \quad (74)$$

Mit  $R = 50 \text{ Ohm}$  und  $R_L$  folgt.

$$U_Y = U_0 \cdot \frac{Z}{50 + 2 \cdot Z} \quad (75)$$

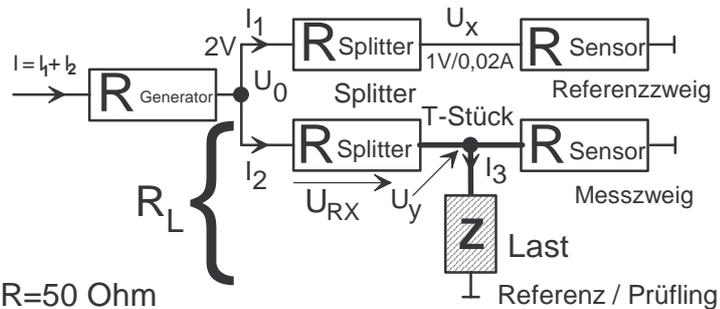
$$R_L = R + \frac{R \cdot Z}{R + Z} \quad (76)$$

Im Referenzzweig gilt wegen der gleichen Widerstände der Spannungteiler.

$$U_0 = 2 \cdot U_X \quad (77)$$

Da die in der Anwendung die beiden Spannungen beziehungsweise Leistungen gemessen werden, interessiert das Verhältnis ( $V$ ) in Abhängigkeit von  $Z$ , also dem Reflexionsfaktor.

$$V = \frac{U_Y}{U_X} = 2 \cdot \frac{Z}{50 + 2 \cdot Z} \quad (78)$$



$$r = \frac{Z-50}{Z+50} \quad \text{und} \quad Z = 50 * \frac{1+r}{1-r} \quad (79) \quad \text{mit } R=50 \text{ Ohm}$$

Bei der Referenzmessung mit  $Z = 50 \text{ Ohm}$  gilt Gleichung (78) mit.

$$V = \frac{U_Y}{U_X} = 2 * \frac{50}{50+100} = 0,6\bar{6}$$

Da es sich um Spannungen handelt lautet die Umrechnung in dB.

$$V = 20 * \log(0,6\bar{6}) = -3,52 \text{ dB}$$

Im anderen Fall, wenn  $Z$  offen bleibt ( $Z \rightarrow \infty$ ), sind Mess- und Referenzzweig im Idealfall gleich. Gleichung (76) mit  $1/Z$  erweitert und gegen unendlich ergibt  $V = 1$  beziehungsweise 0dB. Die Beträge der Ergebniswerte liegen also zwischen 0dB und 3,52dB.

Rechenbeispiel:  $r = 0,2 \Rightarrow 75 \text{ Ohm}$  ergibt  $V = 0,75$  und -2,5dB. Damit ist dieser Punkt um 1dB (Differenz) vom Referenzpunkt (-3,52dB) entfernt.

Es läßt sich „rückwärts“ vom Referenzpunkt (ideale Last) über dessen Diffenzwert die Reflexion des Prüflings ( $Z$ ) bestimmen.

$$V = 10^{-\frac{-(3,52 \text{ dB} - |\Delta \text{ dB}|)}{20}} \quad (\text{linear}) \quad (80)$$

$$Z = \frac{50}{2 * (\frac{1}{V} - 1)} \quad (81) \quad \text{aus (78)}$$

Beispiel: Mit  $\Delta \text{ dB} = -2 \text{ dB}$  ergibt es:  $V = 0,79 \Rightarrow Z = 94 \text{ Ohm} \Rightarrow r = 0,32$

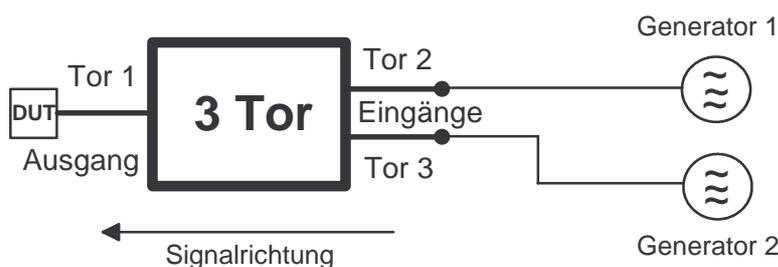
Grundsätzlich muss bei der Messung die Leistung am Referenzzweig bei jeder Last konstant gehalten werden, weil sich sonst der Referenzbezugspunkt im Messzweig verschiebt. Alternativ kann eine Korrekturrechnung durchgeführt werden.

Es wird ein Messbeispiel mit Werten bei 45 MHz vorgestellt. Bei dem Messleistungssensor wird, bei der Referenzlast von 50 Ohm und der eingestellten Leistung am Referenzarm des Powersplitters von -6dBm, eine Leistung von -10,6 dBm gemessen. Nach Anschluß des Prüflings von etwa 74 Ohm wird, nachdem die Referenzleistung wieder auf -6dBm nachkorrigiert wurde, eine Leistung von -9,6 dBm gemessen. Die Betragsdifferenz ist 1dB. Dieser Wert in die Gleichungen (80), (81) und (79) eingesetzt ergibt:  $V=0,748$ ,  $Z=74,20$  und  $r=0,197$ . Aus einer Messunsicherheit von 0,1dB folgt ein Reflexionsfehler von 0,02. Bei Messungen bei etwa 93 Ohm und auch 80 MHz gibt es ähnliche Ergebnisse.

Die Messunsicherheit für die Reflexion liegt bei etwa 0,05 im MHz Bereich und damit mindestens um den Faktor fünf höher (schlechter) als bei einer VSWR-Messbrücke von 40dB Direktivity.

### 1.6.5 Signalzusammenführung

In der HF-Messtechnik gibt es gelegentlich den Wunsch die Signale zweier Generatoren auf



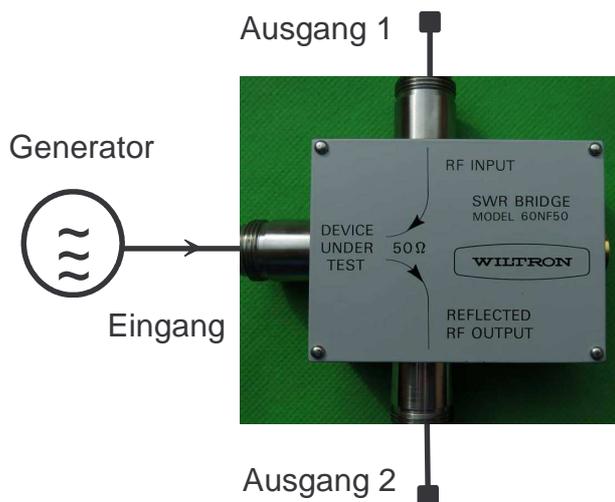
einen Signalweg zusammenzuführen. Hier bieten sich außer den Richtkopplern und SWR-Brücken, die jedoch einen frequenzabhängigen beschränkten Bereich haben, auch die breitbandigen 3-Tore an. Dazu

werden die beiden Generatoren an die „Ausgänge“ des 3-Tores angeschlossen und das Summensignal liegt dann an Tor 1 an. Es wird davon ausgegangen, dass die Generatoren und das DeviceUnderTest (DUT) einen 50 Ohm Innenwiderstand haben. Es gibt drei Auswahlmöglichkeiten für das 3-Tor. Das T-Stück ist eigentlich nicht geeignet, da keine Entkopplung der Signale zwischen den Generatoren vorhanden ist und der Aufbau mit 25 Ohm ( $r = 0,33$ ) komplett fehlangepasst ist. Der Divider hat den Vorteil, dass er an allen Toren wegen seines symmetrischen Aufbaus angepasst ist ( $r = 0$ ). Der Verlust zum DUT beträgt, genauso wie die Entkopplung der Generatoren, 6dB. Eine bessere Entkopplung von 12dB der Generatoren untereinander bietet der Splitter. Der Verlust von den Eingängen zum DUT beträgt auch hier 6dB. Jedoch ist nur der Ausgang an Tor 1 angepasst. Die Generatoren „sehen“ an den Eingangstoren einen Reflexionsfaktor von  $r = 0,25$ . Je nachdem ob Anpassung oder Entkopplung wichtiger sind, ist eine Wahl zwischen Splitter und Divider möglich. Bei SWR-Brücken und Kopplern ist Anpassung vorhanden und die Entkopplung mit 30dB bis 45dB sehr groß.

### 1.6.6 VSWR-Brücke als Leistungsteiler

Man kann die VSWR Brücke, die normalerweise für Reflexionsmessungen eingesetzt wird, auch als Leistungsteiler schalten. Dazu wird nicht am HF-Eingang, sondern am DUT-Testport, an dem normalerweise der Prüfling angeschlossen wird, das HF-Signal eingespeist. Durch diese „falsche“ Anschlußweise kann in dem erlaubten Frequenzbereich der

Brücke das Signal an den beiden anderen Anschlüssen verwendet werden. Bei dieser Brücke lag die Durchgangsdämpfung vom Eingang zu den jeweiligen Ausgängen bei etwa 6,5dB. Der Gleichlauf (Tracking) der beiden Ausgänge war kleiner als 0,5dB. Da eine Brücke wesentlich teurer als ein Splitter ist, wird man sich so nur im Notfall behelfen.



### 1.7 3/4-Tor Daten

Hersteller	Typ	Art	Frequenz	Dämpfung	SWR	Tracking
T-Stück	BNC/N	T	DC-1M/GHz	3 dB	-	x
HP	11667A	2-fach	DC-18GHz	7 dB	<1,5	<0,25dB ; <3 Grad
HP	11667B	2-fach	DC-26,5GHz	7 dB	<1,3	<0,25dB ; <2,5 Grad
HP	11667C	2-fach	DC-50GHz	8 dB	<1,6	<0,40dB ;
HP	11850C	3-fach	DC-3GHz	9,5 dB	<1,2	<0,25dB ; <3 Grad
Weinschel	1870A	2-fach	DC-18GHz	6 dB	<1,2	<0,25dB ;
R&S	DVU3	3-fach	DC-1GHz	6 dB	<1.2	x
R&S	DVU4	3-Weg	DC-1.5GHz	9.54 dB	<1.2	x
R&S	RVZ	2-fach	DC-2.7GHz	6dB	<1.1	<0.1dB

Der Preis bei Splittern bis 18 GHz liegt bei etwa 1000 Euro (2015).

### 1.8 Literatur zu 3-Toren

Da die Beschreibungen und Messverfahren nur in kompakter Form wiedergeben wurden, ist für ausführlichen Betrachtungen die Originalveröffentlichung zu empfehlen.

- /1/ Understanding Microwave Power Splitters  
Russell A. Johnson                      Application Note HP 12.1975
- /2/ Techniques for Measuring the Effective Source Reflection Coefficient of  
Two-Resistor Power Splitters  
Robert D. Moyer                      IEEE Trans Inst.+Measurement 3.1987
- /3/ A Direkt Calibration Method For Measuring Equivalent Source Mismatch  
John R. Joroshek                      Microwave Journal 10.1997
- /4/ Messung von Quellimpedanzen mit vektoriellen Netzwerkanalysatoren / VNA  
Harald Jäger / Rohde&Schwarz      PTB-Seminar 181 - 14.5.2003
- /5/ Measurement Method for Determining the Equivalent Reflection Coefficient  
of Directional Couplers and Power Splitters  
Harald Jäger / Rohde&Schwarz      Application Note 1EZ51 8.2002
- /6/ Meßverfahren für den äquivalenten Reflexionsfaktor von Power Splittern  
Thomas Reichel/Rohde&Schwarz      PTB-Seminar 139 - 13.5.1998
- /7/ Ein neues Auswerteverfahren zur Verifikation vektorieller Netzwerkanalysatoren  
Thomas Reichel/Rohde&Schwarz      PTB-Seminar 181 - 14.5.2003
- /8/ Äquivalenter Reflexionsfaktor von HF-Leistungsgeneratoren und Anpassungs-  
korrektur bei der HF-Messgröße Leistung  
Janik/Rühaak/Török - PTB              PTB-Seminar 153 - 9.5.2000
- /9/ The Measurement of Equivalent Source Match  
Bengt A. Ulriksson                      IEEE Trans Inst.+Measurement 8.1991
- /10/ Amplitude Stabilization of a Microwave Signal Source  
G.F. Engen                              IRE Trans. Microwave ... 4.1958
- /11/ Alternative Methode zur Bestimmung des äquivalenten Quellenreflexions-  
faktors von Generatorsystemen mit Power Splitter  
Rolf Judaschke - PTB                      PTB-Seminar 261 - 18.5.2011
- /12/ A New Method for Measuring Accurate Equivalent Source Reflection  
Coefficient of Three Port Devices  
K. Shimaoka - National Inst. Japan      CPEM 6.2010
- /13/ Resistive power splitter in microwave power standard calibration transfer  
Brunetti, Monticone                      Measurement 1988
- /14/ The Measurement of Equivalent Source Match  
B.A. Ulriksson                              IEEE Trans Inst.+Measurement 8.1991
- /15/ Vergleich von Messverfahren zur Bestimmung des äquivalenten Reflexionsfaktors von  
Power Splittern  
Florian Rausche - PTB                      PTB-Seminar 311 - 16.5.2018