

## Messung der Kenngrößen eines Richtkopplers für 100 W

Reinhard Noll, DF1RN

Im ARRL Handbook ist ein Richtkoppler für 100 W beschrieben [1]. Diesen hatte ein OM unseres Ortsverbands Aachen, G01, aufgebaut [2]. Bild 1 zeigt den Aufbau aus [1], dessen Konzept in einem Patent von Carl Sontheimer und Raymond Fredrick beschrieben ist [3]. Die Abmessungen des Gehäuses betragen 70 mm x 70 mm x 57 mm. Vier SO-239 Buchsen sind auf gegenüberliegenden Gehäusewänden montiert. Die Innenleiter von Sender- und Antennenbuchse als auch von Vorwärts- und Rückwärtsbuchse werden mit RG-8X Kabelstücken verbunden. RG-8X hat ein geschäumtes Dielektrikum (FPE = foam polyethylene), der Außendurchmesser des Abschirmgeflechts beträgt 6,15 mm und bei 100 MHz weist dieses Kabel eine Dämpfung von 10,2 dB/ 100 m auf [4]. Der Außenleiter ist nur einseitig an Masse geführt, er dient als Faradayabschirmung zwischen der Primär- und der Sekundärseite der Transformatoren T1 und T2. Nach [1] werden z.B. Eisenpulverkerne des Typs T-50-3 und 31 Windungen eines Kupferlackdrahts mit 0.56 mm Durchmesser (#24 AWG, enameled wire) verwendet.

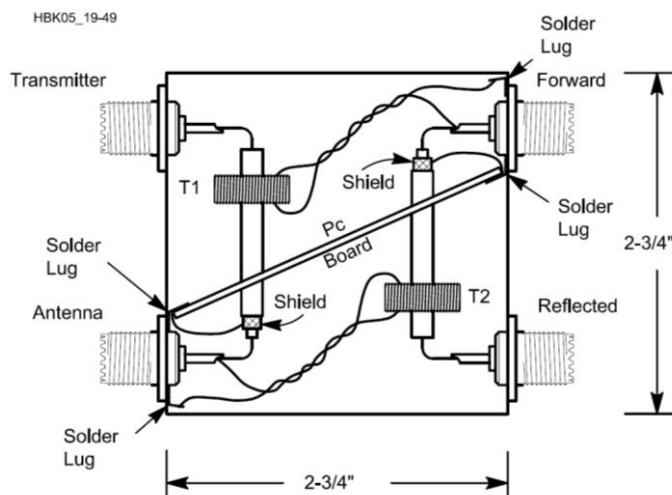


Bild 1: Aufbau des Richtkopplers nach [1]

Bild 2 zeigt einen Blick ins Innere des aufgebauten symmetrischen Richtkopplers [2]. Dessen Kenngrößen habe ich mit dem Netzwerkanalysator VNWA gemessen [5]. Die Bezeichnungen der vier Anschlüsse habe ich entsprechend den Angaben in [6] gewählt. Das der Koppelpfad nicht der Position von "Forward" in Bild 1 entspricht, sondern "Reflected" liegt daran, dass der Windungssinn der beiden Toroidspulen oder die Polarität der Anschlüsse der Wicklungen an die Buchsen "Antenna" und "Forward" nicht gleichsinnig gewählt ist.

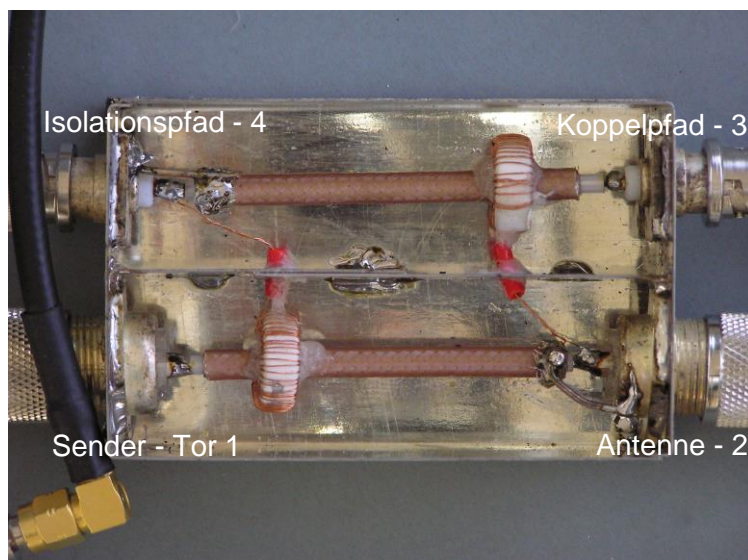


Bild 2: Blick ins Innere des Richtkopplers. Links unten ist eine PL-Buchse für den Anschluss des Senders, rechts unten eine für die Antenne. Links oben ist der Isolationspfad als BNC-Buchse herausgeführt, rechts oben der Koppelpfad ebenfalls mit einer BNC-Buchse. Länge x Breite des Abschirmgehäuses 8,5 cm x 5,5 cm

Bild 3 zeigt eine schematische Darstellung eines Richtkopplers mit vier Toren. Die Größen  $a_i, b_i$  beschreiben für das jeweilige Tor  $i$  die einlaufende und auslaufende Welle mit folgender Normierung:

$$a_i = \frac{u_{h,i}}{\sqrt{Z_L}}, \quad b_i = \frac{u_{r,i}}{\sqrt{Z_L}} \quad (1)$$

mit  $u_{h,i}, u_{r,i}$  Amplituden der hin- und rücklaufenden Welle am Tor  $i$ ,  $Z_L$  Leitungsimpedanz. Die S-Parameter der Streumatrix beschreiben jeweils das Verhältnis einer auslaufenden zu einer einlaufenden Welle:

$$S_{mn} = \frac{b_m}{a_n} \quad (2)$$

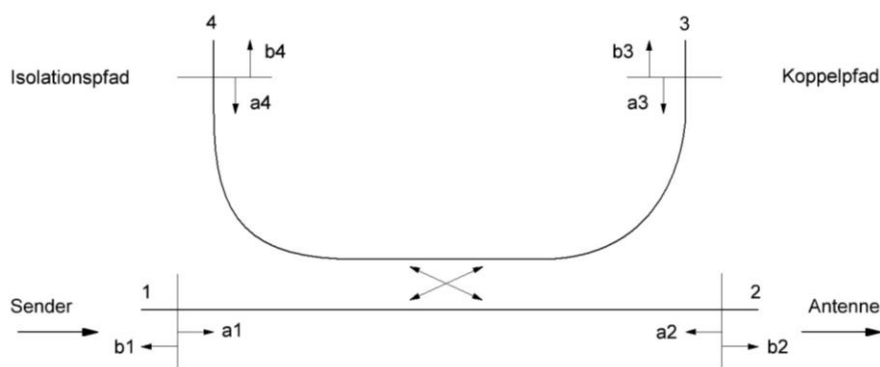


Bild 3: Prinzip des Richtkopplers, 1 = Eingangstor, 2 = Ausgangstor zur Antenne, 3 = Koppelpfad, 4 = Isolationspfad

Da es vier Tore gibt, existieren sechzehn S-Parameter für den Richtkoppler, die als Matrix angeordnet wie folgt aussehen:

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} \quad (3)$$

Für einen idealen Richtkoppler kann (3) erheblich vereinfacht werden. Nehmen wir an, dass die Eingangsreflexionsfaktoren alle verschwinden:  $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$ , alle Tore sind also perfekt auf die Leitungsimpedanz angepasst. Weiterhin verhält sich der passive Richtkoppler reziprok, dann gilt:  $S_{ij} = S_{ji}$ , die Matrix ist also symmetrisch. Bei perfekter Isolation verschwinden zudem folgende Matrixelemente:  $S_{41} = S_{32} = 0$ . Damit wird aus (3):

$$S = \begin{pmatrix} 0 & S_{21} & S_{31} & 0 \\ S_{21} & 0 & 0 & S_{42} \\ S_{31} & 0 & 0 & S_{43} \\ 0 & S_{42} & S_{43} & 0 \end{pmatrix} \quad (4)$$

Die Pfade 1-2 und 3-4 des Richtkopplers nach Bild 1 und 2 sind gleichartig aufgebaut, also gilt:  $S_{21} = S_{43}$  und  $S_{31} = S_{42}$ . Damit wird aus (4):

$$S = \begin{pmatrix} 0 & S_{21} & S_{31} & 0 \\ S_{21} & 0 & 0 & S_{31} \\ S_{31} & 0 & 0 & S_{21} \\ 0 & S_{31} & S_{21} & 0 \end{pmatrix} \quad (5)$$

Es bleiben nur noch zwei Elemente zur Beschreibung des idealen Richtkopplers übrig, nämlich die Übertragungsfunktionen  $S_{21}$  und  $S_{31}$ . Der Betrag des S-Parameters  $S_{31}$  ist der Koppelfaktor:

$$|S_{31}| = \kappa \quad (6)$$

Aufgrund der Energieerhaltung - die Energie der einlaufenden Welle 1 teilt sich auf die auslaufenden Wellen an Tor 2 und 3 auf - gilt:

$$|S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1 \quad (7)$$

Aus (6) und (7) folgt damit:

$$|S_{21}| = \sqrt{1 - \kappa^2} \quad (8)$$

Die Beziehung (7) erinnert an Pythagoras im Einheitskreis. Die als Zeiger dargestellten komplexen Größen  $S_{21}$  und  $S_{31}$  stehen senkrecht aufeinander, d.h. die Phasendifferenz zwischen den auslaufenden Wellen an Tor 3 und 2 ist gerade  $90^\circ$ .

Aus den S-Parametern können die Dezibelwerte der Dämpfungen berechnet werden:

$$a_T = -20 \cdot \log(|S_{21}|) \quad \text{Durchgangsdämpfung (auch Einfügedämpfung),} \quad (9)$$

$$a_C = -20 \cdot \log(|S_{31}|) \quad \text{Koppeldämpfung.} \quad (10)$$

Beim realen Richtkoppler kommt noch die Isolationsdämpfung dazu:

$$a_I = -20 \cdot \log(|S_{41}|) \quad \text{Isolationsdämpfung.} \quad (11)$$

Unter der Richtdämpfung (engl. directivity) wird die Differenz von (11) und (10) verstanden:

$$a_D = a_I - a_C. \quad (12)$$

Die Größen (9) bis (12) sollen für den Richtkoppler nach Bild 2 gemessen werden.

Der vektorielle Netzwerkanalysator VNWA wird im Frequenzbereich von 0 bis 30 MHz mit 4000 Datenpunkten kalibriert. Bild 4 zeigt den Messaufbau für den Richtkoppler.

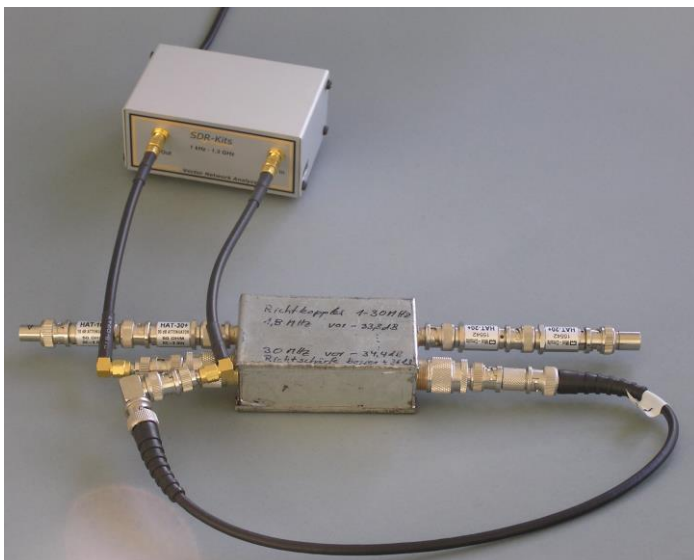


Bild 4: Messaufbau. Oben links: VNWA, vorne: Richtkoppler. Das Bild zeigt den Aufbau für die Messung der Einfügedämpfung. In diesem Fall sind am Koppelpfad und am Isolationspfad jeweils insgesamt 40 dB Abschwächer mit 50 Ohm Abschlüssen angeschlossen.

Die direkt am VNWA angeschlossenen Leitungen sind vom Typ RG 223 mit SMA Steckern ([5], Bild 8). Daran sind SMA-BNC Adapter angeschossen. Für den Anschluss an den Eingang und den Durchgangspfad des Richtkopplers folgen jeweils BNC-PL Adapter. Die Abschwächer sind von der Fa. Mini-Circuits. Jeweils zwei sind hintereinander geschaltet: 10 dB + 30 dB = 40 dB und 20 dB + 20 dB = 40 dB. Dann folgen die 50 Ohm BNC Abschlüsse.

Bild 5 zeigt die Messergebnisse für den Koppelpfad, Bild 6 für den Isolationspfad und Bild 7 für die Einfügedämpfung. In Tabelle 1 sind die Werte an den Markerpositionen Nr. 1, Frequenz 1,80 MHz und Nr. 2, 30,0 MHz zusammengestellt.

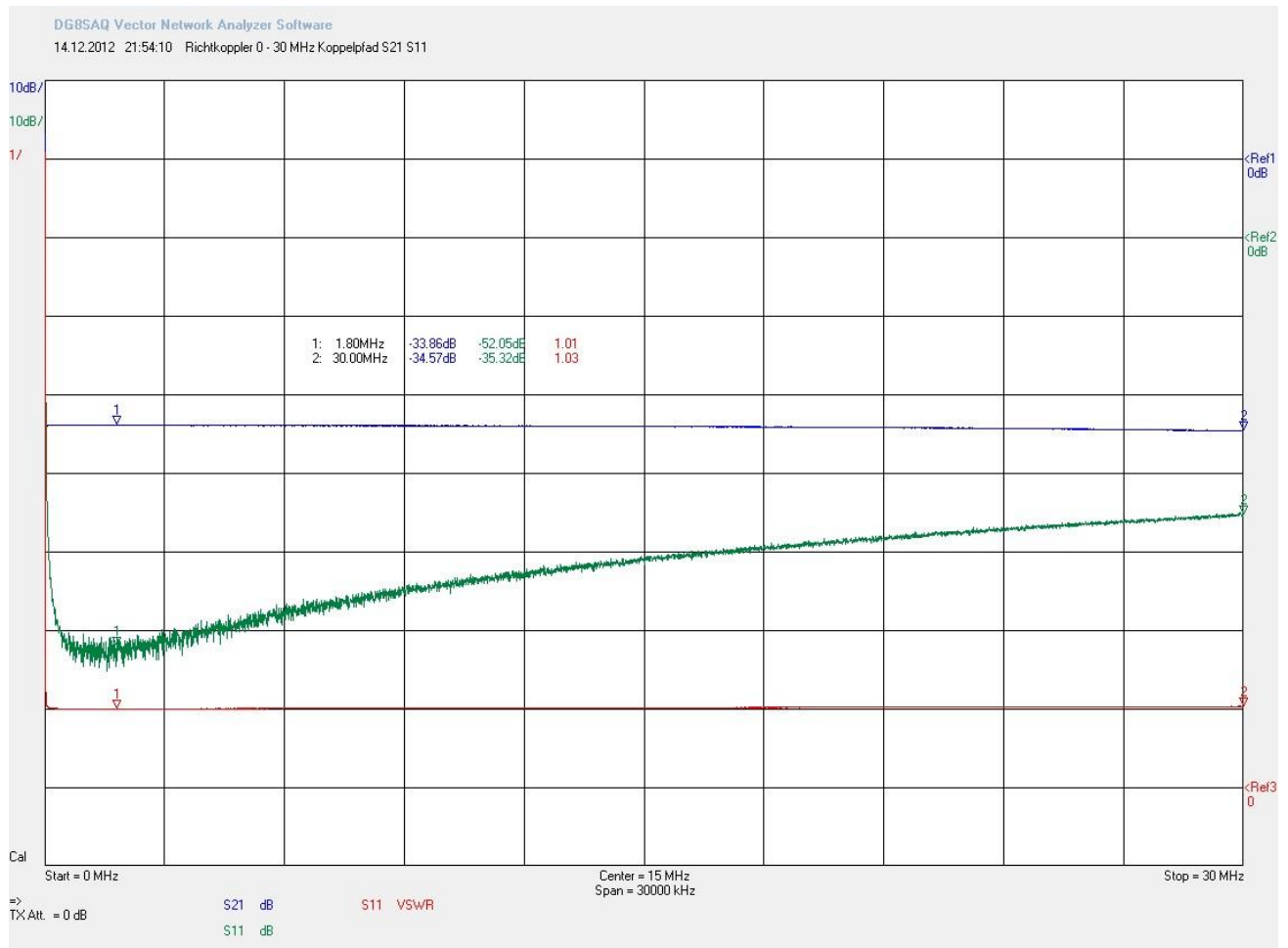


Bild 5: Signal am Koppelpfad (Anschluss oben rechts in Bild 2) bezogen auf den Eingang (unten links in Bild 2),  $S_{21}$  in dB (Bezeichnung der VNWA Software, entspricht  $S_{31}$  von (6) und (10)), blaue Kurve, Eingangsreflexionsdämpfung  $S_{11}$  in dB (grüne Kurve) und als VSWR (rote Kurve) im Frequenzbereich von 0 bis 30 MHz. Die Marker Nr 1 und 2 sind an den Frequenzpositionen 1.8 MHz und 30 MHz gesetzt. Die Skaleneinheiten sind an der linken Ordinate dargestellt, an der rechten die jeweiligen Nullpositionen in der entsprechenden Farbe

Die Koppeldämpfung des Richtkopplers - blaue Kurve in Bild 5 - ist über den betrachteten Frequenzbereich nahezu konstant.

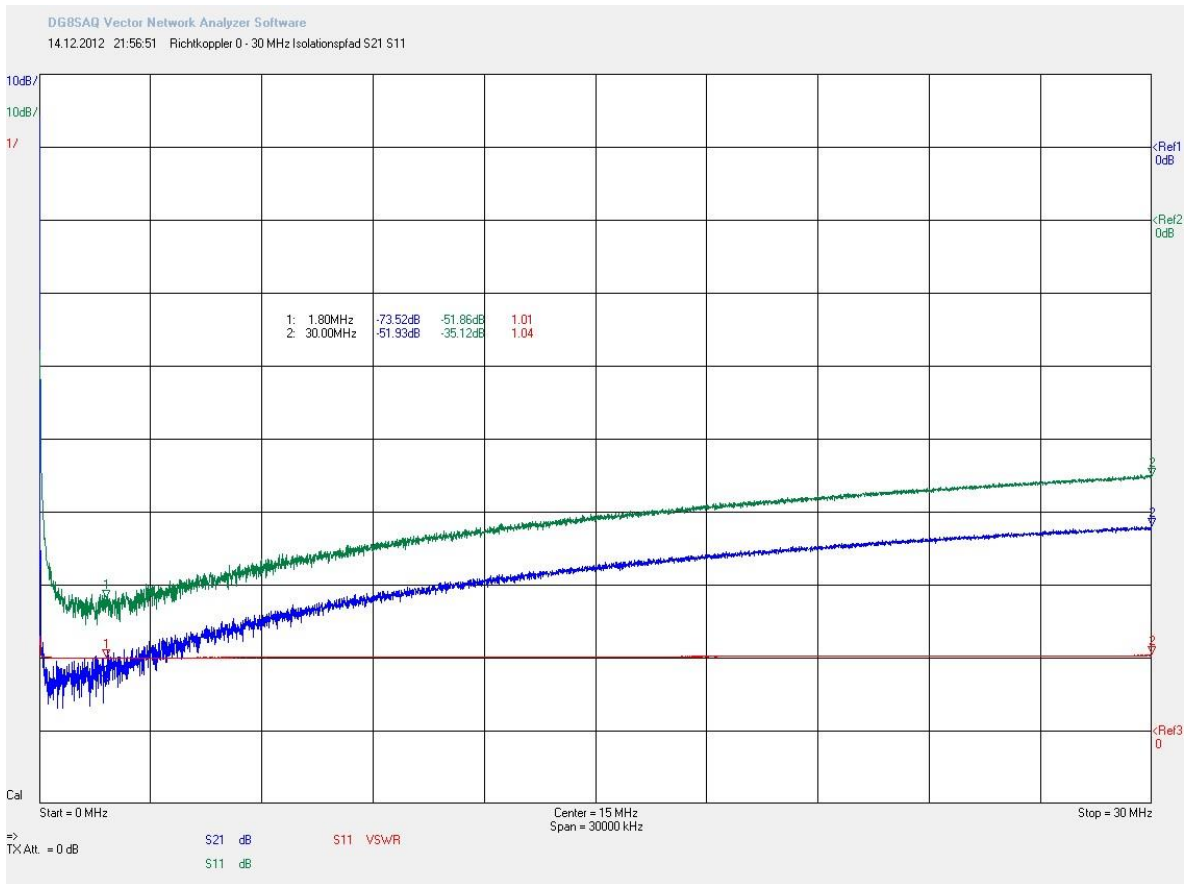


Bild 6: Signal am Isolationspfad - blaue Kurve - bezogen auf den Eingang  $S_{21}$  in dB (entspricht  $S_{41}$  von (11))

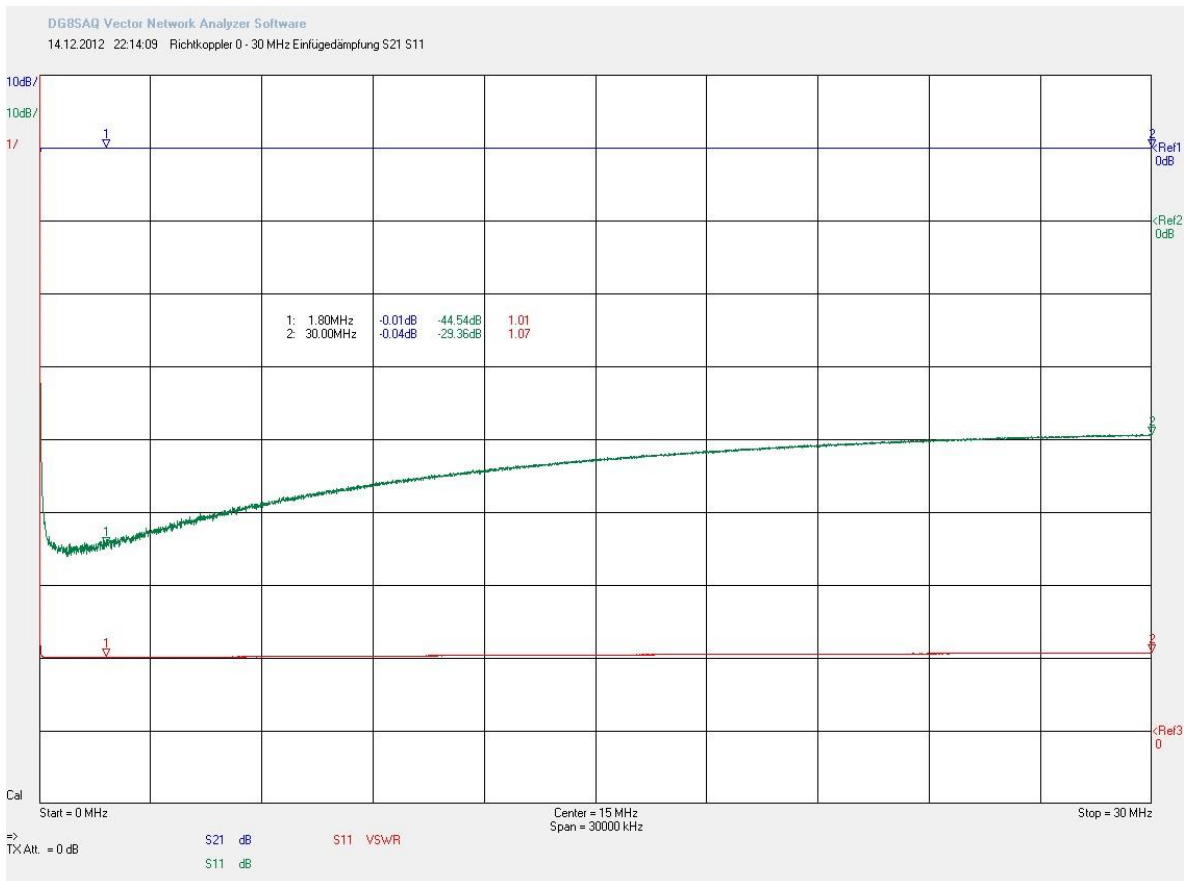


Bild 7: Einfügedämpfung - blaue Kurve - gemessen mit dem Aufbau nach Bild 4

Tabelle 1: Mit dem VNWA ermittelte Messwerte des Richtkopplers.

KenngroÙe	1.8 MHz	30 MHz	Bemerkungen
Koppeldämpfung $a_c$ [dB]	33,86	34,57	Bild 5, (10)
Isolationsdämpfung $a_I$ [dB]	73,52	51,93	Bild 6, (11)
Richtdämpfung $a_D$ [dB]	39,66	17,36	Differenz Isolationsdämpfung minus Koppeldämpfung, (12)
Einfügedämpfung $a_T$ [dB]	0,01	0,04	Bild 7, (9)
Eingangsreflexionsdämpfung $S_{11}$ [dB]	52,05	35,32	Bild 5
$S_{11}$ als VSWR	1,01	1,03	Bild 5

Die Eingangsreflexionsdämpfung ist in Bild 7 ca. 7 dB geringer als in Bild 5 und 6 (44,54 dB statt ca. 52 dB bei 1.8 MHz), das liegt eventuell an den zusätzlichen zwei Adaptern in diesem Durchgangspfad, die nicht in der Kalibrierung enthalten waren (PL auf BNC und BNC female-female, siehe Bild 4 vorne, rechts).

Die Induktivität der Spulen habe ich im eingebauten fertigen Zustand des Richtkopplers - wie in Bild 2 dargestellt - ebenfalls mit dem VNWA gemessen. Als erstes wird die Induktivität der linken unteren Spule gemessen und dazu der Ausgang des VNWA an den Isolationspfad, Tor 4, angeschlossen, da zu dieser Buchse direkt die Anschlussdrähte der Spule führen. Alle anderen Anschlüsse des Richtkopplers bleiben offen.

Bild 8 zeigt das Messergebnis im Frequenzbereich von 0,01 MHz bis 1 MHz. Gemessen wird der Reflektionsfaktor  $S_{11}$  als parallele Induktivität - blaue Kurve, Bezeichnung LII, der Imaginärteil der Impedanz - rote Kurve,  $\text{Imag}Z$  sowie der Betrag der Impedanz,  $|Z|$ , schwarze Kurve. Der Betrag der Impedanz zeigt eine ausgeprägte Resonanz bei ca. 540 kHz, siehe Marker Nr. 4. Diese kommt aufgrund der Parallelschaltung der Induktivität und des offenen Koaxialkabelstücks zustande. Das Koaxialkabelstück innerhalb des Richtkopplers hat eine Länge von 7 cm, mit den Adaptern für den Anschluss des VNWA und der BNC-Buchse des Koppelpfads ergibt sich eine Gesamtlänge von ca. 16 cm. Wird ein Kapazitätsbelag für ein RG 58 Kabel von 100 pF/m zu Grunde gelegt, so lässt sich daraus eine Kapazität von 16 pF abschätzen. Mit einer parallel dazu liegenden Induktivität von 4,5 mH folgt eine Parallelresonanzfrequenz von 593 kHz, die in etwa der gemessenen entspricht.

Der Imaginärteil ist - wie für eine Induktivität zu erwarten - links von der Resonanzfrequenz positiv. Weit unterhalb der Resonanz sollte die Impedanz im wesentlichen durch die Induktivität gegeben sein. Die gemessenen Induktivitäten bei den Frequenzen 50 kHz, 100 kHz und 150 kHz (siehe Frequenzmarker Nr. 1 bis 3 in Bild 8) sind: 4.43 mH, 4.56 mH und 4.85 mH. Die Induktivitätskurve nähert sich für Frequenzen gegen null einer horizontalen Asymptote. Der Wert von 4.43 mH stellt daher die beste Näherung für die richtige Induktivität dar.

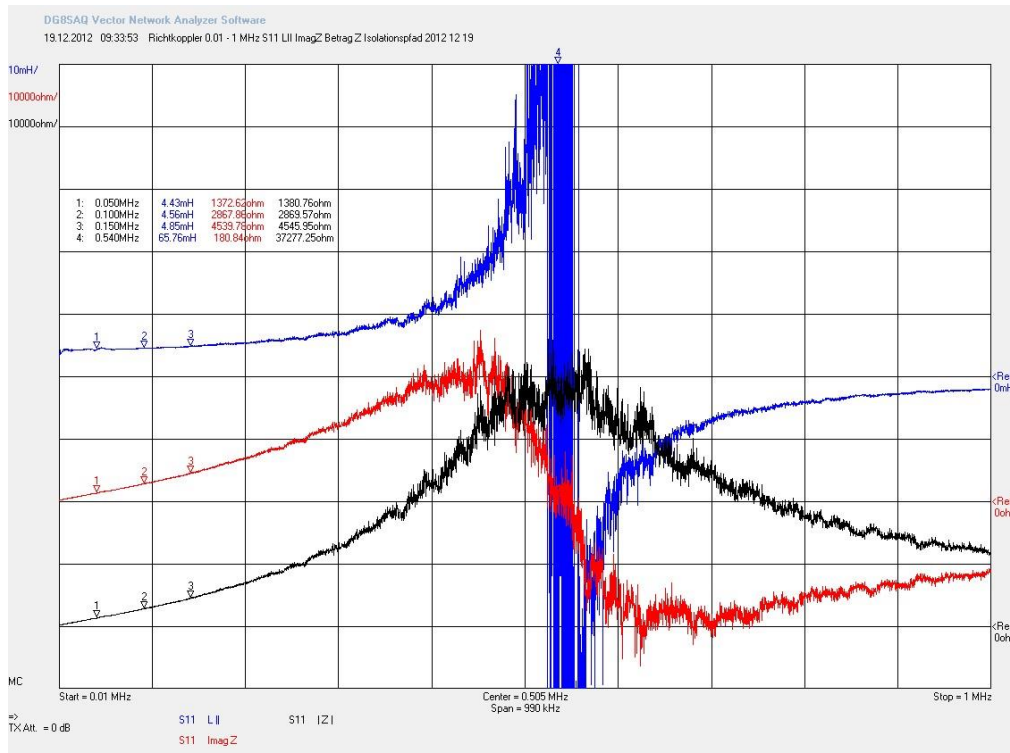


Bild 8: Induktivitätsmessung der linken unteren Spule (vgl. Bild 2) am Isolationspfad (Tor 4), alle anderen Anschlüsse des Richtkopplers sind offen. Die blaue Kurve zeigt die Induktivität mit 10 mH/div, die rote den Imaginärteil der Impedanz  $Z$  und die schwarze Kurve den Betrag  $|Z|$

Zur Messung der Induktivität der Spule rechts oben im Richtkoppler, vgl. Bild 2, wird der Ausgang TX des VNWA an die PL-Buchse des Durchgangspfads (Tor 2) angeschlossen, da an diese die Anschlussdrähte der betreffenden Spule geführt sind. Die Resonanzfrequenz ist etwas niedriger als bei der anderen Spule: 495 kHz.

Für die Induktivität werden - bei den gleichen Frequenzen wie oben - folgende Werte gemessen: 4.70 mH, 4.93 mH und 5.31 mH. Im weiteren gehen wir von einer Induktivität für die Spule oben rechts im Richtkoppler von 4.70 mH aus.

Mit Hilfe des mini-Ringkernrechners können für den im hier realisierten Aufbau mit dem Ringkern Typ TN 14/9/5, Material 3C11 (Ferroxcube,  $A_L = 1900 \text{ nH/N}^2$ ) die Induktivitäten berechnet werden [7]. Tabelle 2 zeigt die Ergebnisse im Vergleich.

Tabelle 2: Vergleich der gemessenen und berechneten Werte der Induktivitäten der beiden Spulen des Richtkopplers

	VNWA gemessen, $L$ [mH]	VNWA gemessen, $\text{Imag } Z$ bei 50 kHz [ $\Omega$ ]	mini Ringkern- Rechner, Windungen $N$	mini- Ringkern- Rechner, $L$ [mH]	mini- Ringkern- Rechner, $X_L$ bei 50 kHz [ $\Omega$ ]
Spule links unten	4,43	1373	48	4,43	1392
Spule rechts oben	4,70	1452	50	4,70	1477

Die gemessene Induktivität habe ich in den Ringkern-Rechner eingegeben und dann die ausgegebene Windungszahl in die Tabelle eingetragen. Rechnung und Messung stimmen gut überein. Offensichtlich wurden bei einer Spule zwei Windungen weniger genommen.

Bild 9 zeigt den Schaltplan des Richtkopplers.

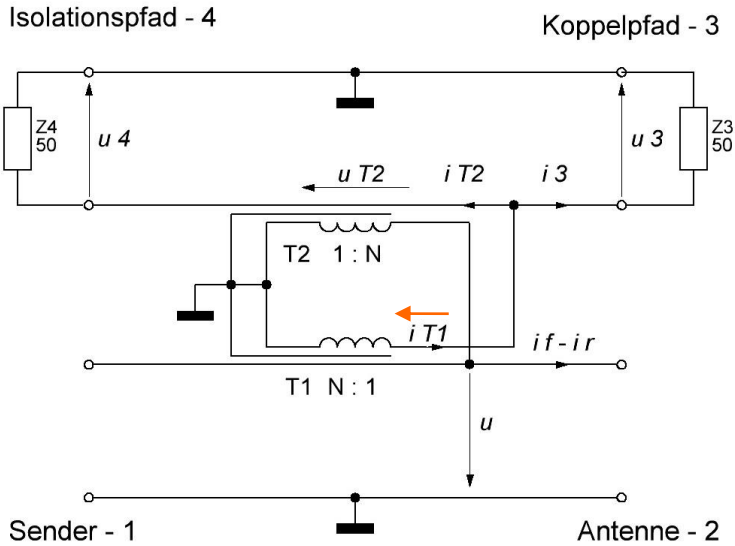


Bild 9: Schaltplan des Richtkopplers.  $N$  bezeichnet die Windungszahl der Ringkerntransformatoren T1 und T2

Wir betrachten den im Pfad Sender-Antenne fließenden vorlaufenden und rücklaufenden Strom  $i_f, i_r$ . In der Sekundärwicklung des Transformators T1 fließt dann folgender Strom:

$$i_{T1} = (i_f - i_r) / N. \quad (13)$$

Für die vorwärts- und rückwärtslaufende Welle gilt jeweils:

$$Z = \frac{u_f}{i_f}, \quad Z = \frac{u_r}{i_r} \quad (14)$$

wobei  $Z$  die Systemimpedanz von  $50 \Omega$  darstellt. Mit (14) wird aus (13):

$$i_{T1} = (u_f - u_r) / ZN. \quad (15)$$

$N$  ist die Windungszahl des Transformators T1. Die Spannung an der Sekundärseite des Transformators T2 ist:

$$u_{T2} = \frac{u_f + u_r}{N} = u / N \quad (16)$$

Die Knotenregel führt auf:

$$i_{T1} = i_{T2} + i_3. \quad (17)$$

Einsetzen von (15) und das Ohmsche Gesetz an den Abschlusswiderständen  $Z_3$  und  $Z_4$  führt auf:

$$(u_f - u_r) / ZN = \frac{u_4}{Z_4} + \frac{u_3}{Z_3}. \quad (18)$$

Die beiden Abschlusswiderstände seien so groß wie die Leitungsimpedanz  $Z$ . Dann wird aus (18):

$$u_3 + u_4 = \frac{u_f - u_r}{N}. \quad (19)$$

Die Maschenregel liefert:

$$u_{T2} = u_3 - u_4. \quad (20)$$

Mit (16) wird daraus:

$$u_3 - u_4 = \frac{u_f + u_r}{N}. \quad (22)$$

Addition von (19) und (22) und Division durch zwei führt zu:

$$u_3 = \frac{u_f}{N}. \quad (23)$$



Beziehung (23) zeigt, dass die Spannung  $u_3$  an Tor 3 proportional zur Spannung der vorwärtslaufenden Welle  $u_f$  im Zweig 1-2 ist. Die theoretisch zu erwartende Koppeldämpfung ist also mit (23), (10):

$$a_c = -20 \cdot \log(u_3/u_f) = -20 \cdot \log(1/N).$$

Mit  $N = 50$  folgt  $a_c = 33,99$  dB. Dieser Wert kommt der gemessenen Koppeldämpfung recht nahe, vgl. Tab. 1.

Subtrahieren wir (22) von (19) so resultiert:

$$u_4 = -\frac{u_r}{N}. \quad (24)$$

Die Spannung an Tor 4 ist proportional zur Spannung der rückwärtslaufenden Welle.

Eine Umpolung eines Spulenanschlusses vertauscht die Rollen von Tor 3 und Tor 4. Um dies zu zeigen, betrachten wir die Umkehrung der Richtung des Stroms  $i_{T1}$ , siehe roter Pfeil in Bild 9. Diese tritt auf, wenn der Wicklungssinn geändert wird oder die Anschlüsse der Spule von T1 vertauscht werden. Die Gleichungen (13) und (15) ändern sich nicht, da ja die Zählrichtung für einen positiven Strom  $i_{T1}$  geändert wurde (entsprechend der Richtung des roten Pfeils in Bild 9). Die Beziehung (17) ändert sich jedoch zu:

$$-i_{T1} = i_{T2} + i_3. \quad (17')$$

Gleichung (18) wird daher zu:

$$-(u_f - u_r)/ZN = \frac{u_4}{Z_4} + \frac{u_3}{Z_3}. \quad (18')$$

Und schließlich:

$$u_3 + u_4 = -\frac{u_f - u_r}{N}. \quad (19')$$

Die Beziehung (22) gilt unverändert. Addition von (19') und (22) ergibt:

$$u_3 = \frac{u_r}{N}. \quad (23')$$

Mit (19') - (22) folgt:

$$u_4 = -\frac{u_f}{N}. \quad (24')$$

Also haben die Tore 3 und 4 ihre Rollen vertauscht!

Der Verlauf des Eingangsreflexionsfaktors  $S_{11}$ , vgl. Bild 5, grüne Kurve, kann mit dem Ersatzschaltbild nach Bild 10 modelliert werden. Angenommen wird eine parallel zur Abschlussimpedanz an Tor 2 liegende Induktivität  $L(N)$ , die aus der Primärwicklung von T2 mit  $N$  Windungen resultiert (vgl. Bild 9), eine Querkapazität  $C$  sowie eine Längsinduktivität  $L(1-2)$ .

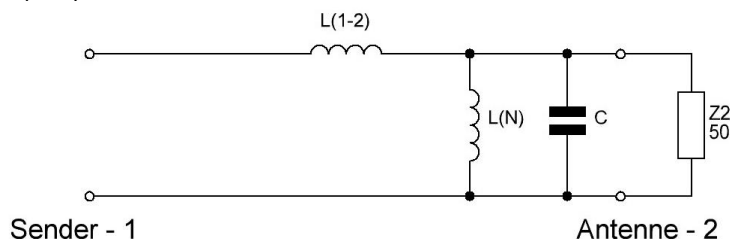


Bild 10: Ersatzschaltbild des Richtkopplers zur Berechnung des Eingangsreflexionsfaktors  $S_{11}$

Für die Berechnung wird  $L(N) = 4,70$  mH gewählt, vgl. Tab. 2, die Größen  $L(1-2)$  und die Querkapazität  $C$  werden variiert, um den gemessenen Verlauf von  $S_{11}$  nach Bild 5

nachzubilden. Bild 11 zeigt das Ergebnis. Der Kurvenverlauf entspricht dem der grünen Messkurve in Bild 5.

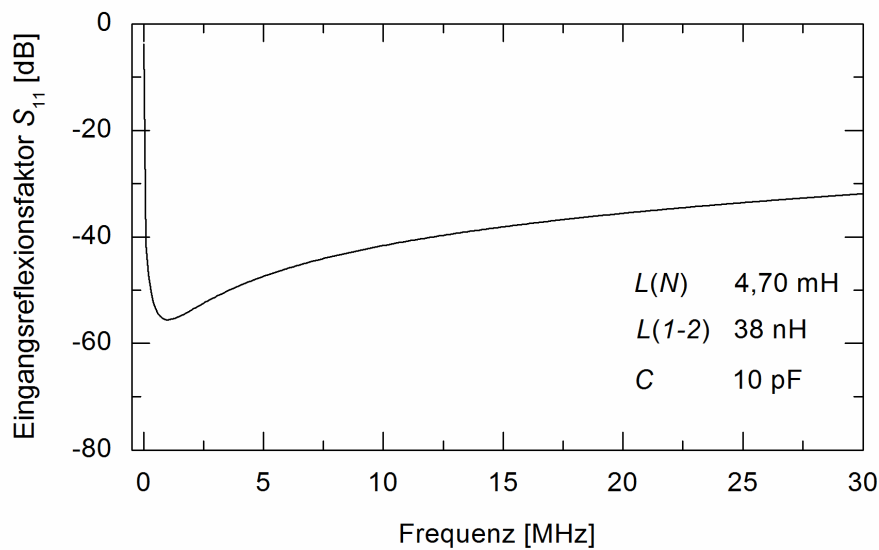


Bild 11: Berechneter Verlauf des Eingangsreflexionsfaktors  $S_{11}$  nach dem Ersatzschaltbild von Bild 11.

Bei 1,8 MHz ergibt die Berechnung eine Eingangsreflexionsdämpfung von 54,3 dB (gemessen, vgl. Tab. 1, 52,05 dB) und bei 30 MHz von 31,9 dB (gemessen 35,32 dB). Das Verhalten der Eingangsreflexionsdämpfung kann also gut mit der einfachen Ersatzschaltung nach Bild 10 beschrieben werden.

## Fazit

Die Kenngrößen des Richtkopplers - wie Koppeldämpfung, Isolationsdämpfung, Richtdämpfung und Einfügedämpfung - können mit dem Netzwerkanalysator gemessen werden. Eine Analyse des Schaltplans des Richtkopplers zeigt die wesentlichen Zusammenhänge auf und liefert die theoretisch zu erwartende Koppeldämpfung, die gut mit dem gemessenen Wert übereinstimmt. Weiterhin wird klar, warum eine Umpolung der Anschlüsse eines Transformators die Rollen des Koppel- und Isolationspfads vertauscht. Der gemessene Verlauf des Eingangsreflexionsfaktors kann im Frequenzbereich bis 30 MHz durch ein einfaches Ersatzschaltbild des Richtkopplers mit einer parasitären Längsinduktivität und einer parasitären Querkapazität beschrieben werden.

19.2.2017, Reinhard, DF1RN

## Bezugsdokumente

- [1] The ARRL Handbook 2007, Chapter 19, S. 19.25, The tandem match - an accurate directional wattmeter
- [2] Uli Hacker, DK2BJ, OVV des G01, Aachen
- [3] US Patent No. 3,426,298, 1969
- [4] <http://www.farnell.com/datasheets/1347494.pdf>, Belden, RG-8X
- [5] R. Noll, Netzwerkanalysator VNWA - Aufbau, Funktionsweise und erste Testmessungen, 5.10.2011, 10 S., [http://www.darc.de/uploads/media/VNWA\\_Netzwerkanalysator\\_df1rn\\_2011\\_10\\_05\\_ed.pdf](http://www.darc.de/uploads/media/VNWA_Netzwerkanalysator_df1rn_2011_10_05_ed.pdf)
- [6] Meinke, Gundlach, Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Band 2: Komponenten, Springer-Verlag, Berlin, 1986, S. L28, Bild 1
- [7] <http://www.dl5swb.de/>, mini Ringkern-Rechner 1.2