

Untersuchungen an Rauschquellen

*Wolf-Henning Rech, DF9IC, Eisinger Str. 36/2, 75245 Neulingen,
mailto:whrech@web.de*

1 Rauschzahlmessung an Verstärkern mit Hilfe einer Rauschquelle

Das Grundkonzept der Rauschzahlmessung an Verstärkern mittels eines Hot-/Cold-Normals, d. h. zweier Abschlüsse mit gleicher Impedanz, aber unterschiedlicher Rauschtemperatur, ist seit langem bekannt. Verwendet man dafür einen einzigen Abschluß, dessen Rauschtemperatur man durch Ankopplung eines Halbleiter- oder Röhrenbauelements schnell spannungssteuert verändern kann, läßt sich die Messung auch automatisieren. So funktionieren die bekannten automatischen Rauschmeßplätze.

Deren Meßgenauigkeit ist mit den Eigenschaften der verwendeten umschaltbaren Rauschquelle eng verknüpft. Das Meßgerät mißt die relative Ausgangsrauschleistung des zu untersuchenden Zweitors (Verstärker, Mischer, Konverter) in beiden Zuständen der Rauschquelle möglichst genau und bildet daraus das Leistungsverhältnis:

$$Y = \frac{P_{ON}}{P_{OFF}} \quad \begin{array}{l} P_{ON} : \text{Ausgangsrauschleistung bei eingeschalteter Quelle,} \\ P_{OFF} : \text{Ausgangsrauschleistung bei ausgeschalteter Quelle.} \end{array} \quad (1)$$

Die Rauschleistungen ergeben sich aus Bandbreite und Verstärkung sowie den Rauschtemperaturen des Verstärkers und den beiden Rauschtemperaturen der Rauschquelle im ein- und ausgeschalteten Zustand:

$$\begin{aligned} P_{ON} &= G_{ON} \cdot k_B \cdot (T_N + T_{ON}) \cdot B \\ P_{OFF} &= G_{OFF} \cdot k_B \cdot (T_N + T_{OFF}) \cdot B \end{aligned} \quad (2)$$

T_N : Rauschtemperatur des Verstärkers,
 T_{ON} : Rauschtemperatur der eingeschalteten Rauschquelle,
 T_{OFF} : Rauschtemperatur der ausgeschalteten Rauschquelle.

Damit ergibt sich der Y -Faktor zu:

$$Y = \frac{G_{ON}}{G_{OFF}} \cdot \frac{T_N + T_{ON}}{T_N + T_{OFF}}. \quad (3)$$

Mit den Konventionen

$$T_{OFF} = T_0 = 290 \text{ K} \quad T_{ON} = ENR \cdot T_0 \quad T_N = F \cdot T_0, \quad (4)$$

d. h. der Einführung der Verstärkerstandardrauschzahl F und des Überschußrauschfaktors ENR (Excess noise ratio) sowie Wahl der Kalttemperatur der Rauschquelle zu 290K läßt sich Gl. (3) umformen in

$$Y = \frac{G_{ON}}{G_{OFF}} \cdot \frac{F + ENR}{F + 1} \quad (5)$$

Diese Gleichung erlaubt es nun dem Rauschzahlmeßgerät, durch Bestimmung des Y -Faktors bei bekannter ENR der Rauschquelle und Annahme von $G_{ON} = G_{OFF}$ die Rauschzahl zu berechnen¹ und anzuzeigen:

$$F = \frac{ENR - 1}{Y \cdot \frac{G_{OFF}}{G_{ON}} - 1} \quad (6)$$

Mögliche Meßfehler können entstehen:

- wenn der Faktor Y falsch bestimmt wird, sei es durch falsche Leistungsmessung, überlagerte Störsignale oder zu kurze Meßzeit bei schmalbandigen Meßobjekten;
- wenn die Voraussetzung $T_{OFF} = T_0$ verletzt ist;
- wenn die ENR der Rauschquelle nicht stimmt;
- wenn die Verstärkung des Meßobjekts bei ein- und ausgeschalteter Rauschquelle nicht gleich bleibt ($G_{ON} \neq G_{OFF}$).

Die letzte Fehlerursache tritt dann in Erscheinung, wenn die Rauschquelle beim Umschalten die Impedanz verändert und das Meßobjekt seine Verstärkung bei kleinen Änderungen der Quellenimpedanz stark ändert. Sie wurde „entdeckt“ mit dem Erscheinen der ersten GaAs-FETs und deren Verwendung in Verstärkern für Frequenzen <1 GHz, wo damit aufgebaute Verstärker sehr niedrige Rauschzahlen und gleichzeitig hochreflektierende Eingänge aufwiesen, was zunächst zu abeteuerlichen Interpretationen der fehlerbehafteten Meßergebnisse geführt hat.

Daraus lassen sich die Anforderungen an eine für Rauschzahlmessungen geeignete Rauschquelle formulieren:

- ausreichend hohe und möglichst schwach frequenzabhängig sowie stabile ENR ; der genaue Wert muß individuell in einem Kalibriervorgang ermittelt werden;
- möglichst geringe Änderung der Impedanz zwischen Ein- und Aus-Zustand;
- wenig Glitches beim Umschalten, möglichst DC-Trennung;
- Kompatibilität zu Rauschmeßplätzen, d. h. Versorgung mit +28 V bei maximal 50 mA.

Die beiden ersten Forderungen sind gegeneinander aufrechenbar; besitzt die eigentliche Rauschquelle eine ausreichend hohe ENR , so kann sie durch ein Dämpfungsglied so ergänzt werden, daß die ENR , aber auch die Änderungen der Impedanz verringert werden. Insofern liegt es nahe, für den Impedanzfehler einer Rauschquelle ein Gütekriterium zu definieren:

$$Q_{NS} = \frac{\sqrt{ENR}}{|\Gamma_{ON} - \Gamma_{OFF}|} = \frac{\sqrt{ENR}}{|\Delta\Gamma|} \quad (7)$$

1. Es ist zu beachten, daß alle Größen in den Gleichungen lineare Größen sind; um daraus die gebräuchlichen Pegelangaben in dB zu ermitteln, muß davon noch 10 lg () gebildet werden.

Γ_{ON} und Γ_{OFF} bedeuten der komplexe Reflexionsfaktor der Rauschquelle in den beiden Zuständen.

Beispiel: ein zusätzlich hinter der Rauschquelle eingefügtes 20-dB-Dämpfungsglied reduziert die Betragsdifferenz $|\Delta\Gamma|$ um den Faktor 10, gleichzeitig die *ENR* um den Faktor 100, so daß das Gütekriterium unverändert bleibt.

Ein größerer Wert von Q_{NS} bedeutet also, daß dieser Typ von Rauschquelle - ggf. ergänzt durch passende Dämpfungsglieder - einen geringeren Meßfehler durch Impedanzänderungen bewirkt und dadurch bei sonst gleichen Eigenschaften besser für die Messung sehr rausch-arter, am Eingang stark fehlangepaßter Verstärker geeignet ist.

2 Meßtechnik zur Untersuchung der Rauschquellen

Die Messung der komplexen Impedanz ist mit Hilfe eines VNA relativ einfach möglich. Wegen der kleinen Änderungen ist auf ausreichende Stabilität zu achten, und die Testportleistung sollte nicht zu hoch gewählt werden, um eventuelle Nichtlinearitäten zu vermeiden. Es ist nicht so wichtig, wie genau der nominelle Wert (meist 50 Ohm reell) der Rauschquelle absolut stimmt, sondern entscheidend ist eine möglichst kleine Änderung des Reflexionsfaktors beim Umschalten.

Eine auch nur ungefähre Messung der *ENR* ist hingegen einigermaßen aufwendig. Da im Zuge der Untersuchungen auch Eigenbau-Rauschquellen im Frequenzgang optimiert werden sollten, wurde ein Meßaufbau realisiert, der aus einem Spektrumanalysator (R&S FSP-30) zur Leistungsmessung und einer vorgeschalteten Breitbandverstärkerkette besteht. Zum Einsatz kommt ein insgesamt sechsstufiger Verstärker mit MMICs des Typ GALi-19, realisiert in zwei Baugruppen in getrennten Gehäusen, um die Schwingneigung in Grenzen zu halten. Die Verstärkung bei niedrigen Frequenzen beträgt etwa 60 dB und erreicht bei 8 GHz noch mehr als 40 dB.

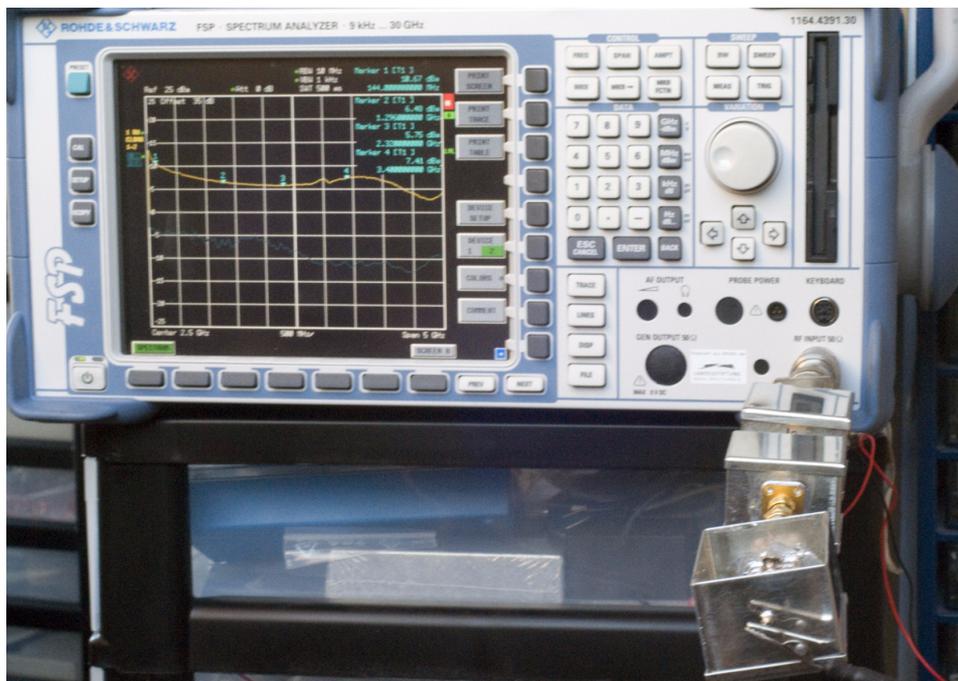


Bild 1 Testaufbau mit Rauschquelle(rechts vorne, zwei Breitbandverstärkern und Spektrumanalysator

Absolute Leistungsmessungen wären wegen des starken Frequenzgangs des Verstärkers, ergänzt um den Frequenzgang des Spektrumanalysators, kaum möglich. Daher wird wie bei einer Rauschzahlmessung der Y -Faktor als Verhältnis der Leistungen im Ein- und Auszustand der Rauschquelle gemessen; wäre die Rauschzahl des Meßsystems frequenzunabhängig, so könnte mit dem festen Wert F daraus mit Gl. (5) direkt ENR bestimmt werden. Das ist zwar nicht möglich, aber da der Y -Faktor im wesentlichen der ENR folgt, sind wenigstens größere frequenzabhängige Änderungen von ENR erkennbar, und verschiedene Rauschquellen können verglichen werden.

Das Verfahren erreicht dort seine Grenze, wo die Rauschzahl des Meßsystems stark ansteigt, das ist hier bei ca. 10GHz der Fall. Es ist nötig, die Versuchsaufbauten von Rauschquellen in einem Abschirmgehäuse zu betreiben, um Einstrahlungen von Rundfunk- und Mobilfunksendern zu vermeiden.

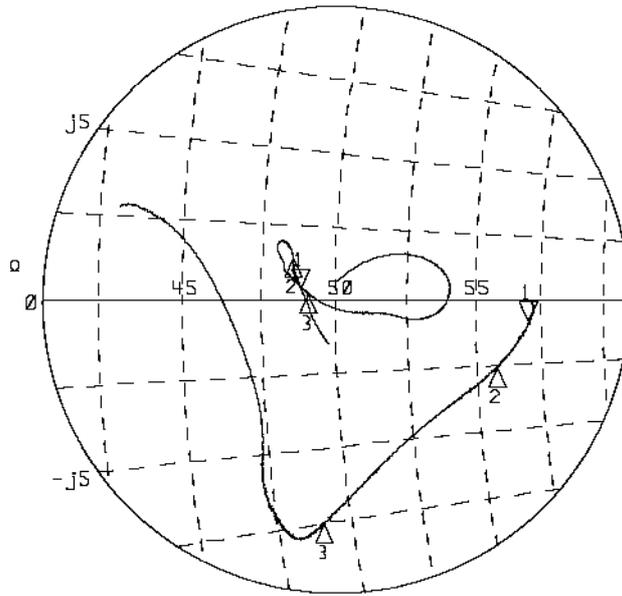
3 Messungen an professionellen Rauschquellen

Zur Untersuchung standen zur Verfügung:

- HP346B, 10MHz - 18GHz, 5 dB ENR, für impedanzkritische Verstärker geeignet;
- Eaton 7618E, 10MHz - 18GHz, 15 db ENR;
- MSC65185, genaue Daten unbekannt, gemessen mit externem 10-dB-Dämpfungsglied.



Bild 2 Oben: HP346B; Mitte: Eaton 7618E; unten: MSC 65185.



1: Mkr (MHz)	Ohm	Ohm	2: Mkr (MHz)	Ohm	Ohm
1> 144.000	48.82	401.2m	1> 144.000	57.03	-800.4m
2: 432.000	48.53	1.416	2: 432.000	55.74	-2.549
3: 1296.000	49.06	213.8m	3: 1296.000	49.02	-7.474



Ref 25 dBm *Att 0 dB *RBW 10 MHz Marker 1 [T1] 11.70 dBm
 SWT 1 s 1.296000000 GHz

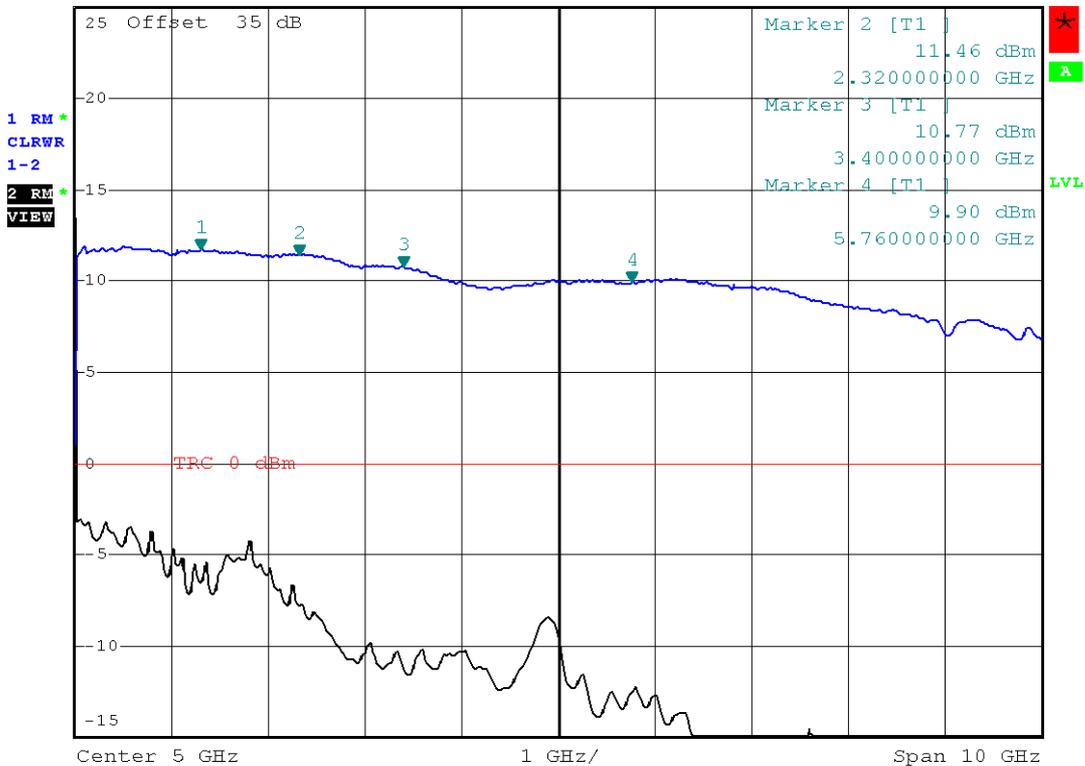
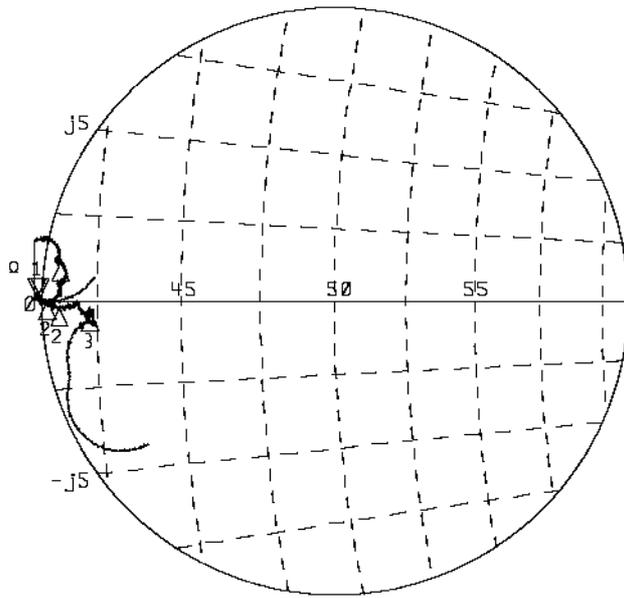


Bild 4 Eaton 7618E; oben: Impedanz von 0,01-3GHz; unten: Y-Faktor von 0-10GHz.



1: Mkr (MHz)	Ohm	Ohm	2: Mkr (MHz)	Ohm	Ohm
1 > 144.000	40.85	129.5m	1 > 144.000	40.80	143.1m
2: 432.000	41.40	-162.5m	2: 432.000	41.09	47.56m
3: 1296.000	42.31	-313.3m	3: 1296.000	41.43	1.128



Ref 25 dBm *Att 0 dB *RBW 10 MHz Marker 1 [T1] *VBW 1 kHz 10.72 dBm
 SWT 1 s 1.296000000 GHz

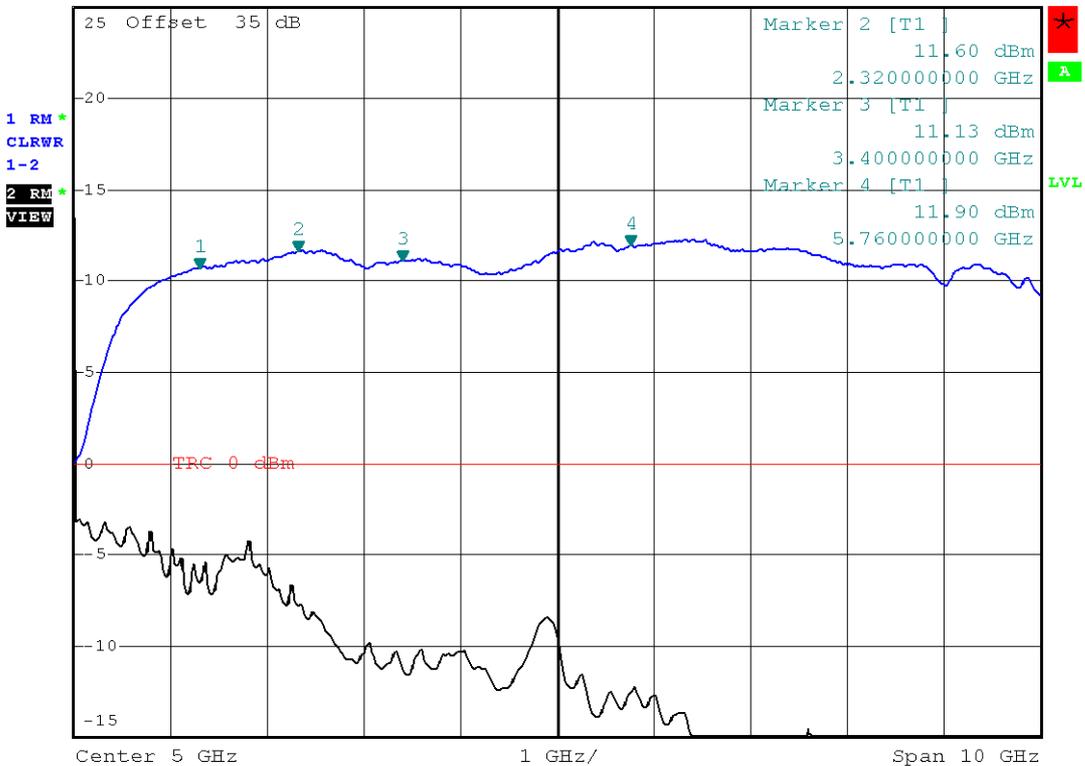


Bild 5 MSC65185 + 10dB; oben: Impedanz von 0,01-3GHz; unten: Y-Faktor von 0-10GHz.

In den Meßergebnissen ist jeweils die komplexe Impedanz als Ortskurve für den Frequenzbereich 10MHz bis 3GHz mit Markern bei 144, 432 und 1296MHz dargestellt; in der Tabelle bezieht sich die linke Spalte der Impedanzen auf den Zustand „EIN“, die rechte Spalte auf „AUS“.

Im unteren Diagramm ist der gemessene Y -Faktor als obere Kurve (glatter Verlauf) dargestellt, dazu paßt auch die Amplitudenskala, 0dBm in der Anzeige meint 0dB, also $Y=1$. Die untere Kurve stellt die absolute Rauschleistung bei ausgeschalteter Quelle dar und kann leider nicht ausgeblendet werden. Der Frequenzbereich reicht bis 10GHz.

Die MSC-Rauschquelle ist erkennbar nur für höhere Frequenzen optimiert und daher auch im niederfrequenten Bereich völlig fehlangepaßt.

Die beiden anderen Rauschquellen unterscheiden sich im wesentlichen im Dämpfungsglied, das bei der HP346B eine um 10dB höhere Dämpfung besitzt mit der Folge der niedrigeren ENR und konstanteren Impedanz. Der bei beiden Messungen zu hohen Frequenzen hin abfallende Y -Faktor resultiert aus der dort ansteigenden Rauschzahl des Meßsystems. Oberhalb von 10GHz fällt die Verstärkung des Breitbandverstärkers so rasch ab, daß dort keine sinnvollen Messungen mehr möglich sind.

4 Eigenbau-Rauschquellen

4.1 Voruntersuchungen an Zenerdioden

An sich ist der Eigenbau einer Rauschquelle nicht schwierig - ein p-n-Übergang im Durchbruchbetrieb genügt zur Rauscherzeugung. Insofern bieten sich gewöhnliche Zenerdioden als Bauteil an. Um geeignete Typen und Arbeitspunkte herauszufinden, wurde die Diode in eine einfache Testschaltung eingesetzt, in der sie direkt auf ein 20-dB-Dämpfungsglied in 50-Ohm-SMA-Ausführung arbeitet, und wieder der Y -Faktor gemessen.

Der Vergleich verschiedener Zenerdioden zeigt, daß solche mit Durchbruchsspannungen unter 4V (reiner Zenereffekt) kaum rauschen. Erst mit Einsetzen des Lawinendurchbruchs bei ca. 5V steigt die Rauschleistung an, günstig sind Durchbruchsspannungen um 10-15V (Bild 6). Der niedrigste Innenwiderstand findet sich um 8V Durchbruchsspannung, die Sperrschichtkapazität fällt mit größerer Durchbruchsspannung und damit breiterer Raumladungszone immer weiter (Bild 7).

Aber auch 12-V-Zenerdiode ist nicht gleich 12-V-Zenerdiode. Bild 8 zeigt die Ergebnisse mit verschiedenen Varianten von 12-V-Zenerdioden beim gleichen Strom von 6mA: eine bedrahtete ZD12 (1,3 W), eine namenlose MELF-Diode aus dem lokalen Elektronikladen, eine BZX84 (SOT-23) von Reichelt Elektronik und eine BZV55 (MELF) vom gleichen Versender. Letztere hat sich als am besten geeignet herausgestellt. Offenbar haben unterschiedliche Typen unterschiedliche Sperrschichtkapazität, und die begrenzt zusammen mit dem differentiellen Innenwiderstand die Bandbreite. Die leichte Resonanz dürfte auf die Serieninduktivität des Gehäuses und des Aufbaus zurückzuführen sein

Darüber hinaus beeinflußt der Zenerstrom beide Parameter - kleine Ströme ergeben höhere ENR mit sehr kleiner Bandbreite, große Ströme niedrige ENR mit größerer Bandbreite (Bild 10). Interessant erscheinen die Arbeitspunkte um 2mA mit flachem Verlauf der ENR bis 1,3GHz und um 6mA mit einer nutzbaren Bandbreite bis 2,5GHz. Mit höheren Strömen wächst die Bandbreite zwar weiter - Bild 10 zeigt den Y -Faktor bis 10GHz bei 15mA Strom

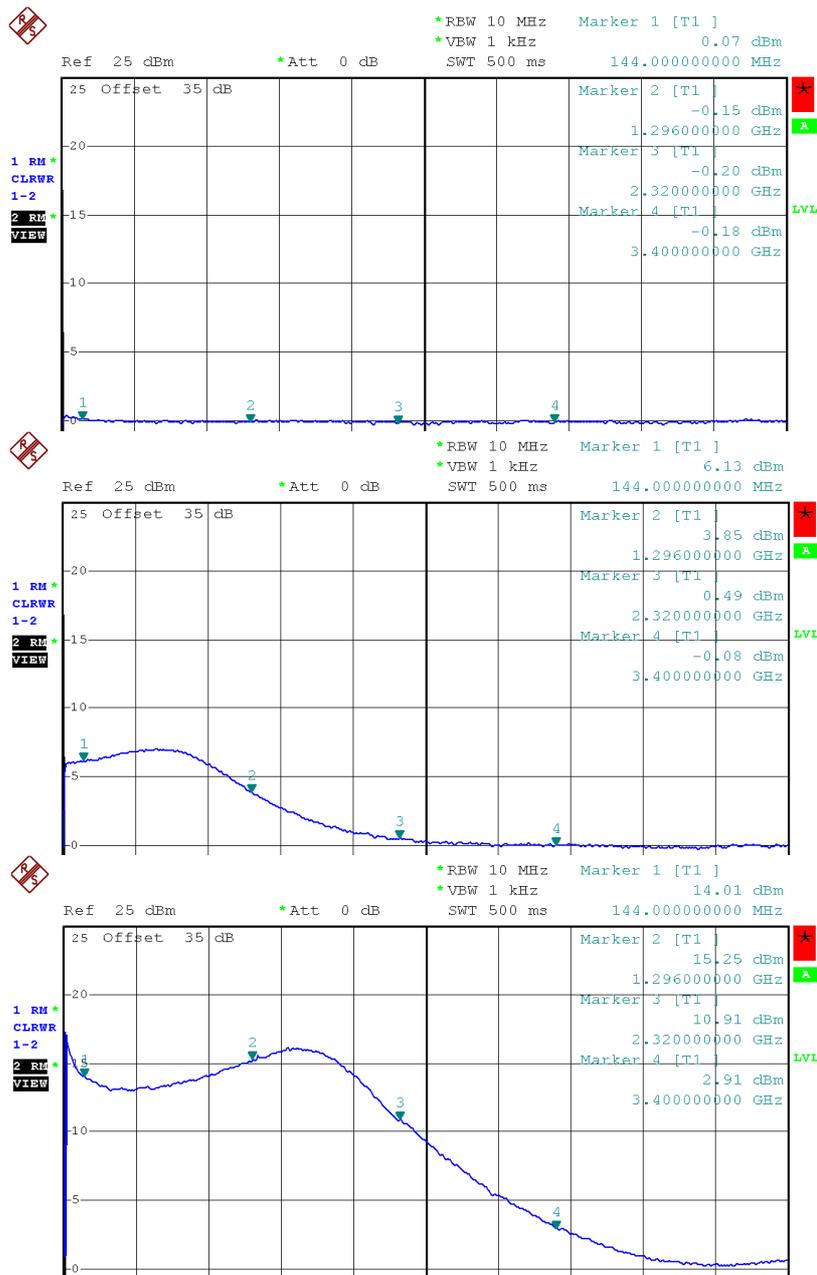


Bild 6 Zenerdioden bei 6mA Strom mit 20dB Dämpfung: Y-Faktor von 0-5GHz; oben: 3,9-V-MELF; Mitte: 5,1-V-MELF; unten: 12-V-MELF.

- allerdings verursachen die höheren Ströme zunehmend Temperaturänderungen, die der Reproduzierbarkeit der erzeugten Rauschleistung abträglich sind

Der Innenwiderstand der Zenerdiode ist relativ klein im Vergleich zu 50 Ohm, jedenfalls bei niedrigen Frequenzen. Deshalb ist es vorteilhaft, das nachfolgende Dämpfungsglied auch so auszulegen, daß das diodenseitige Tor für einen niedrigen Abschlußwiderstand ausgelegt ist - damit erreicht man einen höheren Wert des Gütekriteriums Q_{NS} als mit einem normalen 50-Ohm-Dämpfungsglied, also bei gleicher ENR am Ausgang eine geringere Abhängigkeit der Impedanz beim Ein-/Ausschalten. Allerdings ist es schwieriger, die erforderlichen niedrigen Widerstandswerte breitbandig (ausreichend induktivitätsarm) zu realisieren, und auch der niederfrequente Rauschanstieg fällt wegen des dort sinkenden Quelleninnenwiderstands etwas stärker aus.

BZV55-B or C XXX	WORKING VOLTAGE V_Z (V) at $I_{Ztest} = 5$ mA			DIFFERENTIAL RESISTANCE r_{dif} (Ω)				TEMP. COEFF. S_Z (mV/K) at $I_{Ztest} = 5$ mA (see Figs 5 and 6)			DIODE CAP. C_d (pF) at $f = 1$ MHz; $V_R = 0$ V	NON-REPETITIVE PEAK REVERSE CURRENT I_{ZSM} (A) at $t_p = 100$ μ s; $T_{amb} = 25$ $^{\circ}$ C	
	Tol. $\pm 2\%$ (B)		Tol. approx. $\pm 5\%$ (C)		at $I_{Ztest} = 1$ mA		at $I_{Ztest} = 5$ mA		MIN.	TYP.			MAX.
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	TYP.	MAX.	TYP.	MAX.					
2V4	2.35	2.45	2.2	2.6	275	600	70	100	-3.5	-1.6	0	450	6.0
2V7	2.65	2.75	2.5	2.9	300	600	75	100	-3.5	-2.0	0	450	6.0
3V0	2.94	3.06	2.8	3.2	325	600	80	95	-3.5	-2.1	0	450	6.0
3V3	3.23	3.37	3.1	3.5	350	600	85	95	-3.5	-2.4	0	450	6.0
3V6	3.53	3.67	3.4	3.8	375	600	85	90	-3.5	-2.4	0	450	6.0
3V9	3.82	3.98	3.7	4.1	400	600	85	90	-3.5	-2.5	0	450	6.0
4V3	4.21	4.39	4.0	4.6	410	600	80	90	-3.5	-2.5	0	450	6.0
4V7	4.61	4.79	4.4	5.0	425	500	50	80	-3.5	-1.4	0.2	300	6.0
5V1	5.00	5.20	4.8	5.4	400	480	40	60	-2.7	-0.8	1.2	300	6.0
5V6	5.49	5.71	5.2	6.0	80	400	15	40	-2.0	1.2	2.5	300	6.0
6V2	6.08	6.32	5.8	6.6	40	150	6	10	0.4	2.3	3.7	200	6.0
6V8	6.66	6.94	6.4	7.2	30	80	6	15	1.2	3.0	4.5	200	6.0
7V5	7.35	7.65	7.0	7.9	30	80	6	15	2.5	4.0	5.3	150	4.0
8V2	8.04	8.36	7.7	8.7	40	80	6	15	3.2	4.6	6.2	150	4.0
9V1	8.92	9.28	8.5	9.6	40	100	6	15	3.8	5.5	7.0	150	3.0
10	9.80	10.20	9.4	10.6	50	150	8	20	4.5	6.4	8.0	90	3.0
11	10.80	11.20	10.4	11.6	50	150	10	20	5.4	7.4	9.0	85	2.5
12	11.80	12.20	11.4	12.7	50	150	10	25	6.0	8.4	10.0	85	2.5
13	12.70	13.30	12.4	14.1	50	170	10	30	7.0	9.4	11.0	80	2.5
15	14.70	15.30	13.8	15.6	50	200	10	30	9.2	11.4	13.0	75	2.0
16	15.70	16.30	15.3	17.1	50	200	10	40	10.4	12.4	14.0	75	1.5
18	17.60	18.40	16.8	19.1	50	225	10	45	12.4	14.4	16.0	70	1.5
20	19.60	20.40	18.8	21.2	60	225	15	55	14.4	16.4	18.0	60	1.5
22	21.60	22.40	20.8	23.3	60	250	20	55	16.4	18.4	20.0	60	1.25
24	23.50	24.50	22.8	25.6	60	250	25	70	18.4	20.4	22.0	55	1.25

Bild 7 Datenblattauszug BZV55

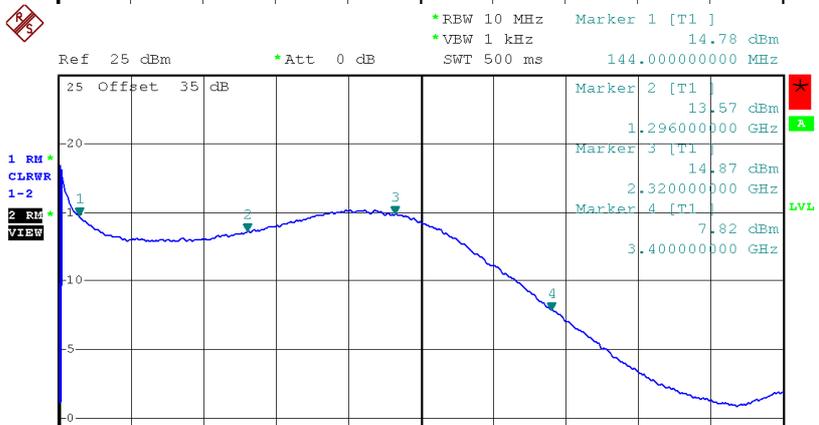
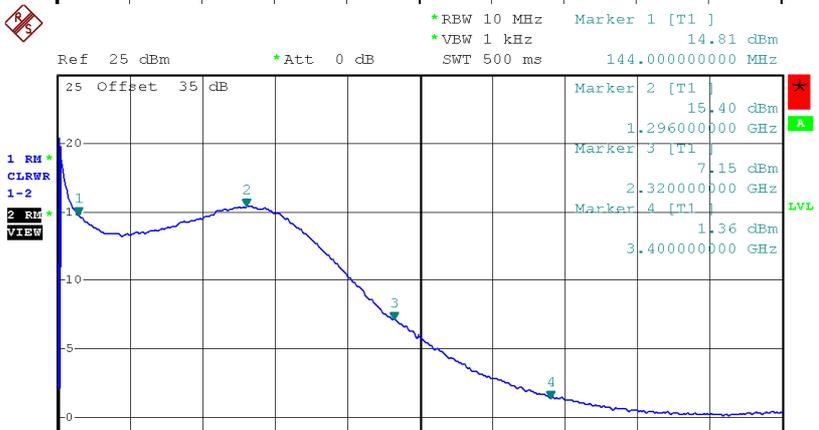
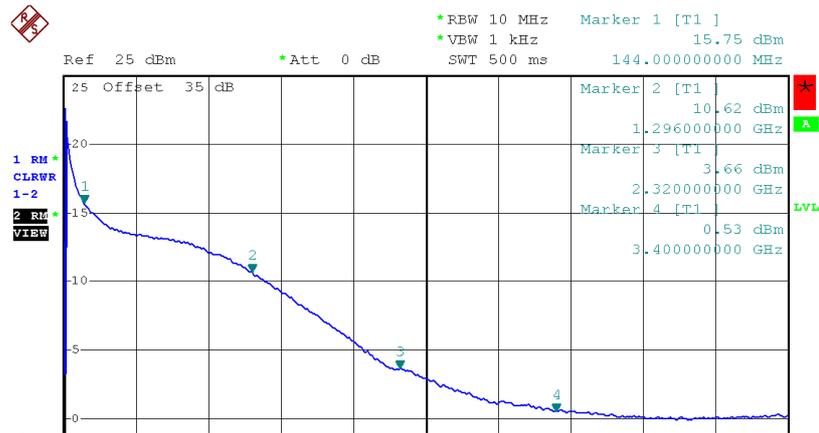


Bild 8 12-V-Zenerdioden bei 6 mA Strom mit 20 dB Dämpfung: Y-Faktor von 0-5 GHz;
 oben: ZD12 bedrahtet; Mitte oben: MELF unbekannt; Mitte unten: BZX84; unten: BZV55.

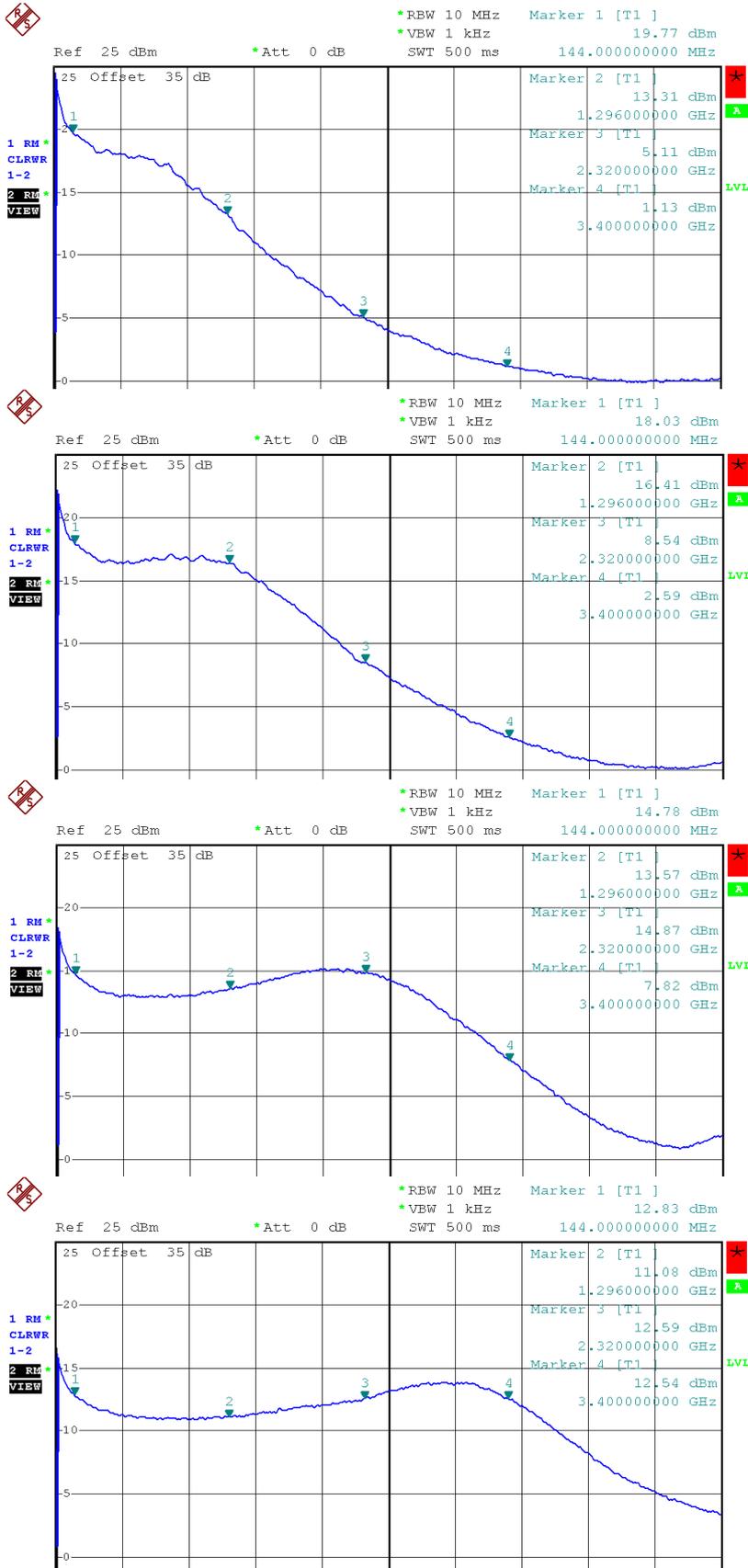


Bild 9 BZV55 12V mit 20dB Dämpfung: Y-Faktor von 0-5GHz;
 oben: 1mA; Mitte oben: 2mA; Mitte unten: 6mA; unten: 10mA..

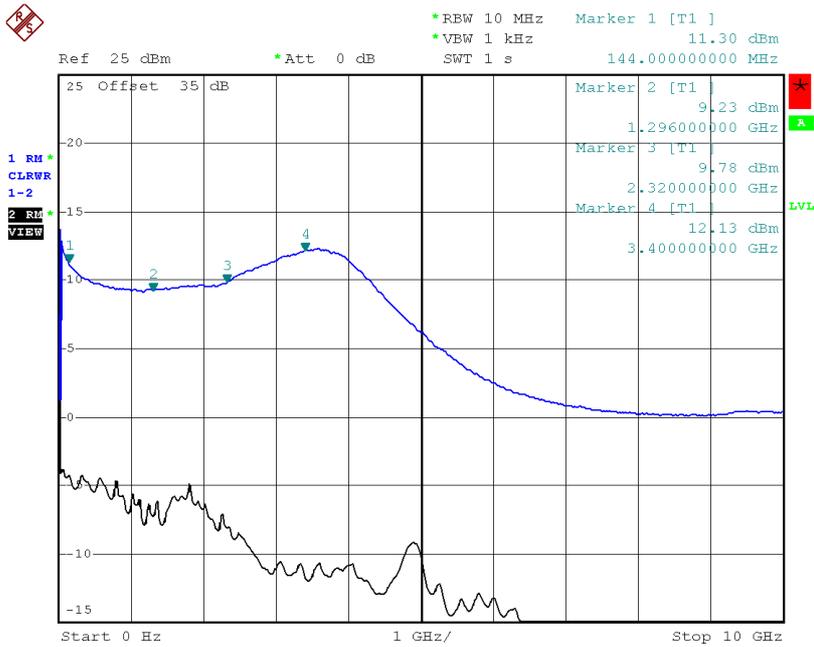


Bild 10 BZV55 12V bei 15mA Strom mit 20dB Dämpfung: Y-Faktor von 0-10GHz;

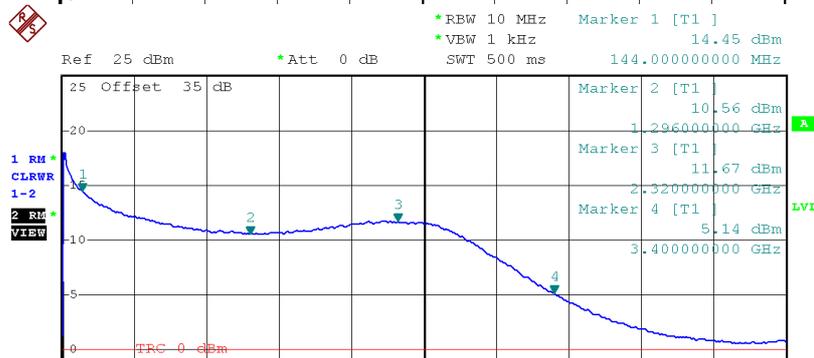
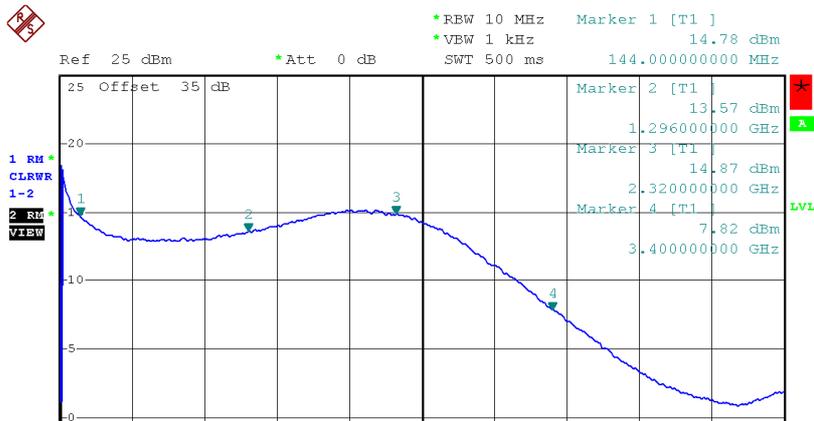


Bild 11 BZV55 12V bei 6mA: Y-Faktor von 0-5GHz;
 oben: in 20-dB Dämpfungsglied;
 unten: in 20-dB-Dämpfungsglied mit zusätzlichem 47-Ohm-Shunt

4.2 Rauschquelle mit Zenerdiode bis 2,5 GHz

Betrieibt man die 12-V-BZV55-Zenerdiode mit Strömen im Bereich um 6 mA, so ergibt sich ein relativ ebenes Rauschspektrum von etwa 100 MHz bis 2,5 GHz. Bei niedrigeren Frequenzen steigt das Rauschen an, so daß hier eine Frequenzgangkorrektur erforderlich ist. Dazu wird die Masseseite der Zenerdiode durch zwei 47-pF-Kondensatoren für hohe Frequenzen und mit einem Serienwiderstand von 22 Ohm für niedrige Frequenzen an die Masse geschaltet.

Die Diode arbeitet auf einen niedrigen Lastwiderstand von 23,5 Ohm, das nachfolgende Dämpfungsglied hat etwa 25 dB Einfügungsdämpfung. Der Diodenstrom wird aus der 28-V-Ansteuerspannung über eine Stromquelle aus 3,9-V-Zenerdiode und pnp-Transistor eingepreßt; die Zenerdiode ist so ausgewählt, daß sie den Temperaturkoeffizienten der B-E-Spannung des Transistors näherungsweise kompensiert.

Das erreichte Ergebnis zeigt Bild 13: die ENR liegt im Bereich um 15 dB, gleichzeitig beträgt die Reflexionsfaktoränderung $|\Delta\Gamma|$ nur 0,0033 (bei 144 MHz) bis 0,0019 (bei 1296 MHz). Das ist ein deutlich besseres Verhalten als das einer professionellen 18-GHz-Rauschquelle, ist aber natürlich durch die geringere Bandbreite erkauft. Wenn 5 dB ENR ausreichen, kann mit einem zusätzlichen externen 10-dB-Dämpfungsglied $|\Delta\Gamma|$ sogar bis auf $<0,00035$ reduziert werden.

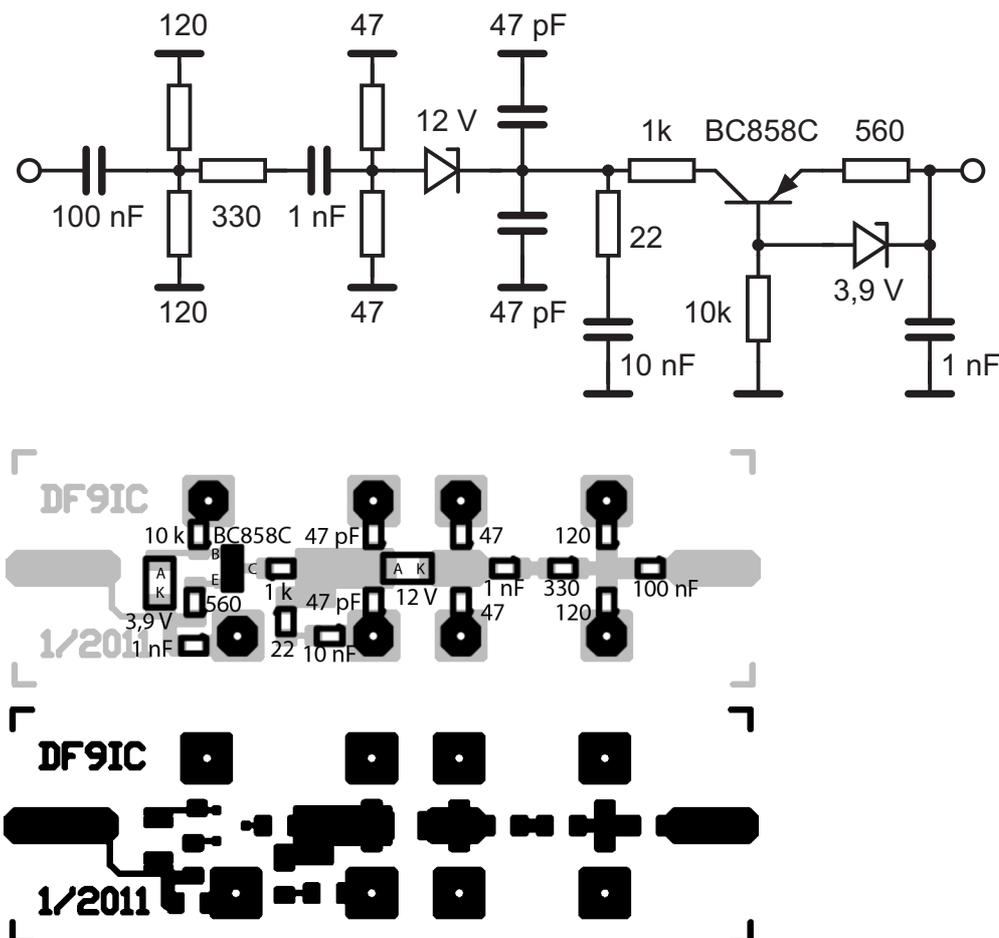
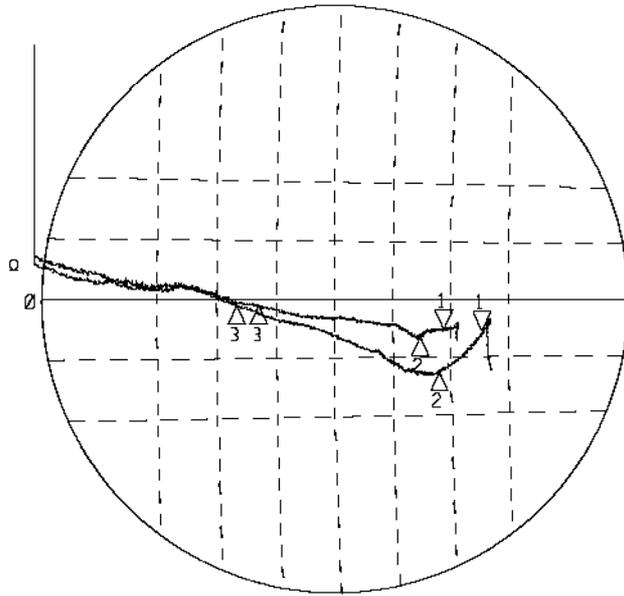


Bild 12 Eigenbau-Quelle mit Zenerdiode; Schaltbild, Bestückung und Leiterplattenlayout (M2:1)



1: Mkr (MHz)	Ohm	Ohm	2: Mkr (MHz)	Ohm	Ohm
1 > 144.000	50.93	-251.2m	1 > 144.000	51.27	-272.9m
2: 432.000	50.74	-317.6m	2: 432.000	50.89	-619.2m
3: 1296.000	49.36	-51.11m	3: 1296.000	49.17	-47.05m



*RBW 10 MHz Marker 1 [T1] 10.97 dBm
 *VBW 1 kHz
 Ref 25 dBm *Att 0 dB SWT 500 ms 144.000000000 MHz

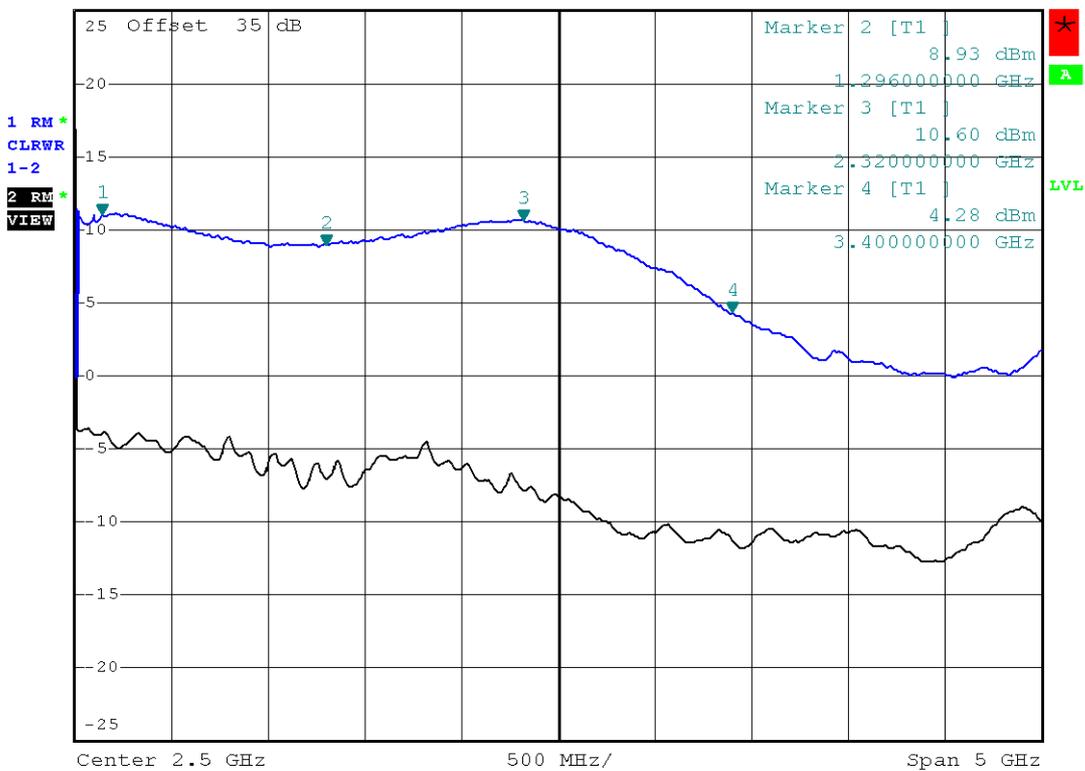


Bild 13 Zenerdiodenquelle; oben: Impedanz von 0,02-3GHz; unten: Y-Faktor von 0-5GHz.

4.3 Rauschquelle mit BFG93a bis 6 GHz

Eine Alternative zu den Zenerdioden stellt die im Durchbruch betriebene B-E-Strecke eines Bipolartransistors dar. Die relativ niedrige Durchbruchsspannung liefert allerdings weniger Rauschen, dafür wirkt sich die geringe Kapazität positiv auf die Bandbreite aus.

Die Schaltung besteht aus dem BFG93a in Shuntkonfiguration, einem internen (zusätzlichen) 100-Ohm-Lastwiderstand und einem externen 10-dB-SMA-Dämpfungsglied (Bild 14). Er wird bei einem Strom von ca. 4 mA betrieben.

Die so erreichbare *ENR* des Halbleiters liegt um mehr als 10 dB niedriger als bei der Zenerdiodenquelle, was durch die schwächere nachgeschaltete Dämpfung zwar kompensiert wird, aber zu vergleichsweise großen Impedanzänderungen beim Umschalten führt (Bild 15). Es ergibt sich ein Verhalten ähnlich einer professionellen 15-dB-ENR-Rauschquelle wie der Eaton 7618E, mit $|\Delta\Gamma| = 0,07$ (relativ frequenzunabhängig) und einer allerdings zu höheren Frequenzen etwas stärker abfallenden ENR. Nichtsdestoweniger ist die Rauschquelle bis 6 GHz gut nutzbar.

Angesichts der größeren Bandbreite wurde auf Maßnahmen zur Frequenzgangkompensation bewußt verzichtet, um durch die dafür verwendeten Bauelemente die obere Grenzfrequenz nicht zu reduzieren. Dadurch steigt die *ENR* zu niedrigen Frequenzen hin an. Ebenso wurde ein fertiges SMA-Dämpfungsglied eingesetzt, wie es häufig im Surplus relativ preiswert beschaffbar ist und das besser als leiterplattenintegrierte Dämpfungsglieder auch einen niedrigen Absolutwert des Reflexionsfaktors ermöglicht.

Empfehlenswert ist die Verwendung eines 20-dB-Dämpfungsglieds, dann wird zwar nur noch eine *ENR* = 3...5 dB erreicht, aber mit deutlich konstanterer Impedanz $|\Delta\Gamma| < 0,0025$, wenn auch nicht ganz auf dem Level der HP346B.

Diese Rauschquelle eignet sich gut zum Einsatz im Bereich 1-6 GHz. Für den Bereich bis 2,5 GHz sollte besser auf die vorige Version zurückgegriffen werden.

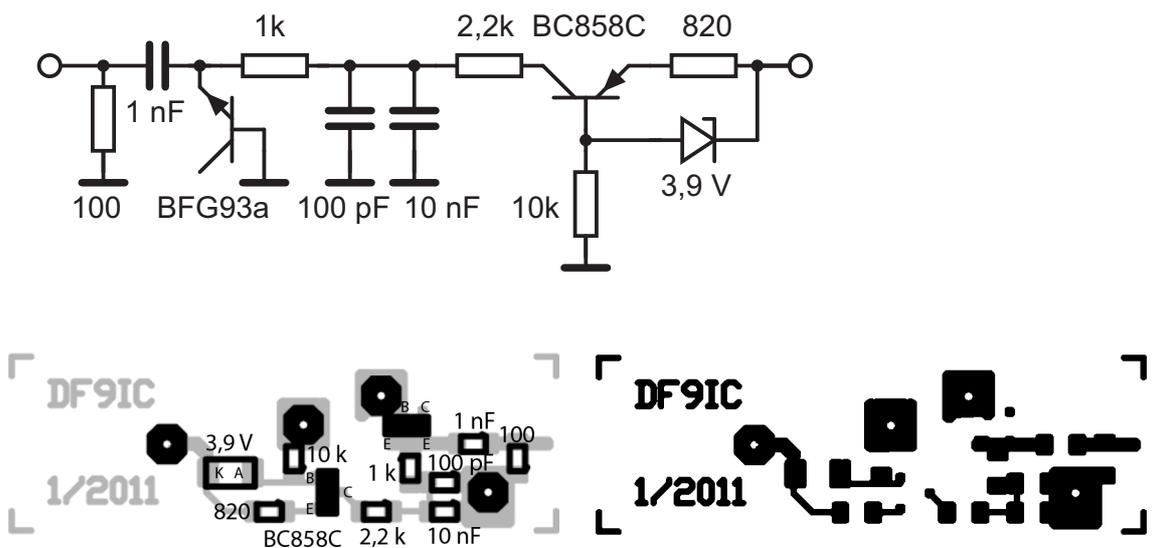


Bild 14 Eigenbau-Quelle mit BFG93a; Schaltbild, Bestückung und Leiterplattenlayout (M2:1)

5 Hinweise zum Aufbau

Für die Rauschquellen ist jeweils eine Leiterplatte vorgesehen, für die Zenerdiode in FR4 mit 1,5 mm Dicke, für den BFG93a mit 0,8 mm Dicke. Die Layouts stehen bei [2] in elektronischer Form bereit.

Diese Leiterplatte muß in ein Gehäuse eingebaut werden, das möglichst klein ist, um Gehäuse-Resonanzen zu vermeiden; aus gleichem Grund sollte die Spannungszuführung, die über einen Durchführungskondensator geleitet wird, im Gehäuse möglichst über einen bedrahteten Widerstand in der Größenordnung von 100 Ohm zur Platine verbunden werden, um Resonanzen dieser Zuleitung zu bedämpfen - sonst zeigt die ENR im Bereich solcher Resonanzen u. U. starke Einbrüche.

Weiterhin muß das Gehäuse mechanisch stabil sein, um die Resteinflüsse auch bei Belastung stabil zu halten, und eine hohe Wärmekapazität aufweisen. Ein gefrästes Aluminiumgehäuse ist gut geeignet, u. U. kann auch mit coaxialen Bauteileboxen („Sucobox“) gearbeitet werden.

Bild 16 zeigt die fertige Leiterplatte der Zenerdiodenrauschquelle und ein mögliches Gehäuse dafür; Bild 17 das gleiche für die BFG93a-Rauschquelle.



Bild 16 Eigenbau-Quelle mit Zenerdiode; Leiterplatte und möglicher Gehäuseeinbau

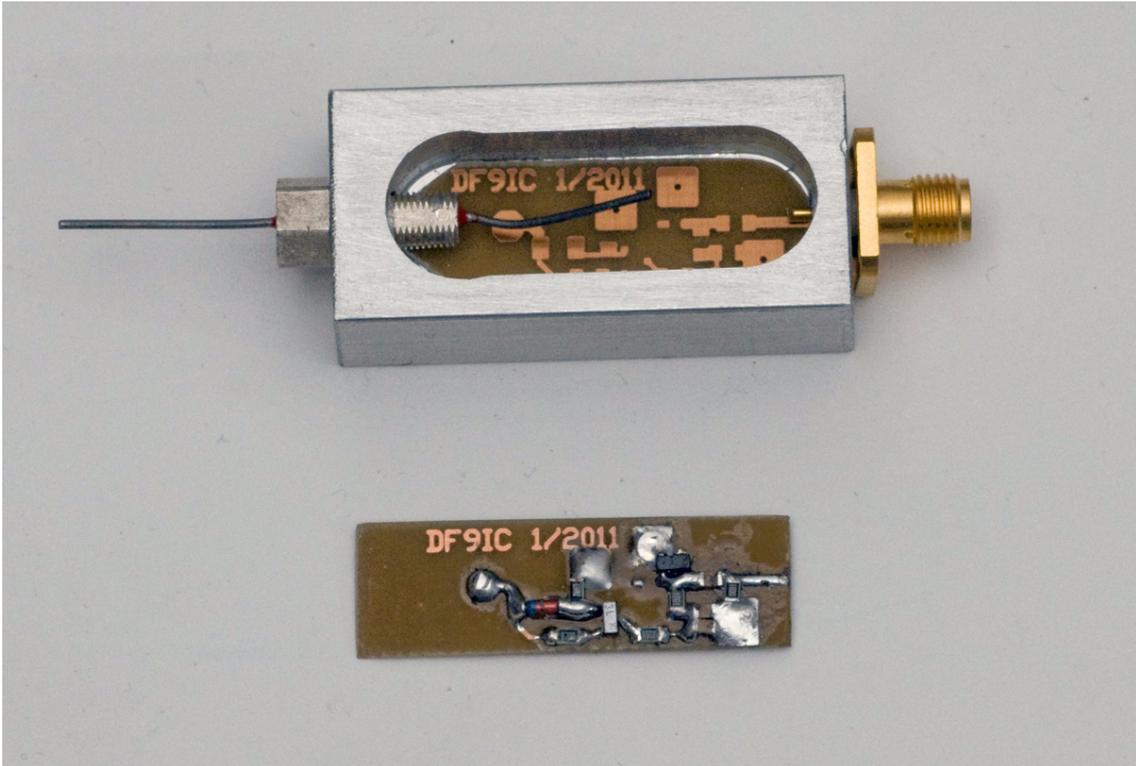


Bild 17 Eigenbau-Quelle mit BGG93a; Leiterplatte und möglicher Gehäuseeinbau

Schließlich muß die *ENR* im Vergleich mit einer kalibrierten Quelle bei den Frequenzen des Interesses kalibriert werden, um absolute Messungen durchführen zu können.

6 Zusammenfassung

An verschiedenen Rauschquellen wurden die *ENR* im Frequenzbereich bis 10GHz und der Unterschied im Reflexionsfaktor „Ein“/„Aus“ bis 1,3GHz bestimmt. Bei Frequenzen <2,5GHz erlauben Eigenbau-Rauschquellen mit Zenerdioden sogar geringere Verstärkungsfehler als hochwertige professionelle Rauschquellen. Bis 6GHz sind Rauschquellen im Eigenbau aus billigen Allerweltshalbleitern realisierbar, die den professionellen Typen kaum nachstehen.

7 Referenzen

[1] Application Note 57-1: Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements. Agilent Technologies, Inc. 2010.

[2] <http://www.df9ic.de>