Entwicklung eines 2m - LNA's (Rauschzahl ca. 0,35 dB) samt einem Leitungsübertrager mit einer Bandbreite von 500kHz bis 1GHz

von Gunthard Kraus, DG8GB

Einführung

Auf der UKW-Tagung 2012 in Bensheim wurde die Entwicklung eines rauscharmen LNAs für den Frequenzbereich von 1 bis 1,7 GHz gezeigt und der Vortrag erschien anschließend in erweiterter Form in den UKW-Berichten [1]. Wegen der hervorragenden Eigenschaften des Prototyps wurde auch eine Version für das 70 cm – Band untersucht und auf derselben Leiterplatte aufgebaut, bei der ähnlich gute Daten erzielt wurden. Das ist deshalb beruhigend, da der MMIC-Hersteller den Baustein für den Einsatz deutlich oberhalb von 1 GHz vorgesehen hat und darunter seine Eigenschaften etwas dürftig dokumentiert sind. Der Entwicklungsbericht für den 70 cm-Verstärker mit den erzielten Daten wurde ebenfalls in den UKW-Berichten publiziert [2] und daraus ist zu entnehmen, dass die erzielbare Rauschzahl auch bei Reduktion der Frequenz offensichtlich auf einem konstanten Wert von NF = 0,3…0,4 dB bleibt. Das motivierte zur Entwicklung einer Version für das 2m – Band und dabei gehofft, dass solche Werte auch dort zu messen ist. Dafür wurde folgende Wunschvorstellung formuliert:

Rauschzahl: maximal 0,4 dB

Verstärkung (S21) wenigstens ca. 20 dB

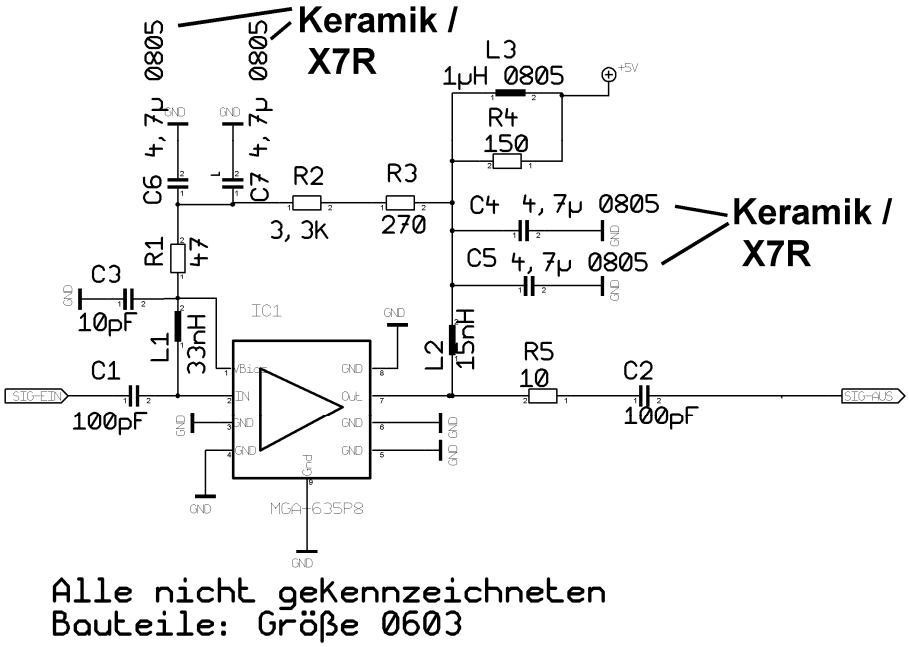
Absolute Stabilität (k größer als 1 bis hinauf zu 10 GHz)

Die Ausgangsreflektion S22 sollte so weit wie möglich verkleinert werden (Traumwert = -20 dB bei 145 MHz)

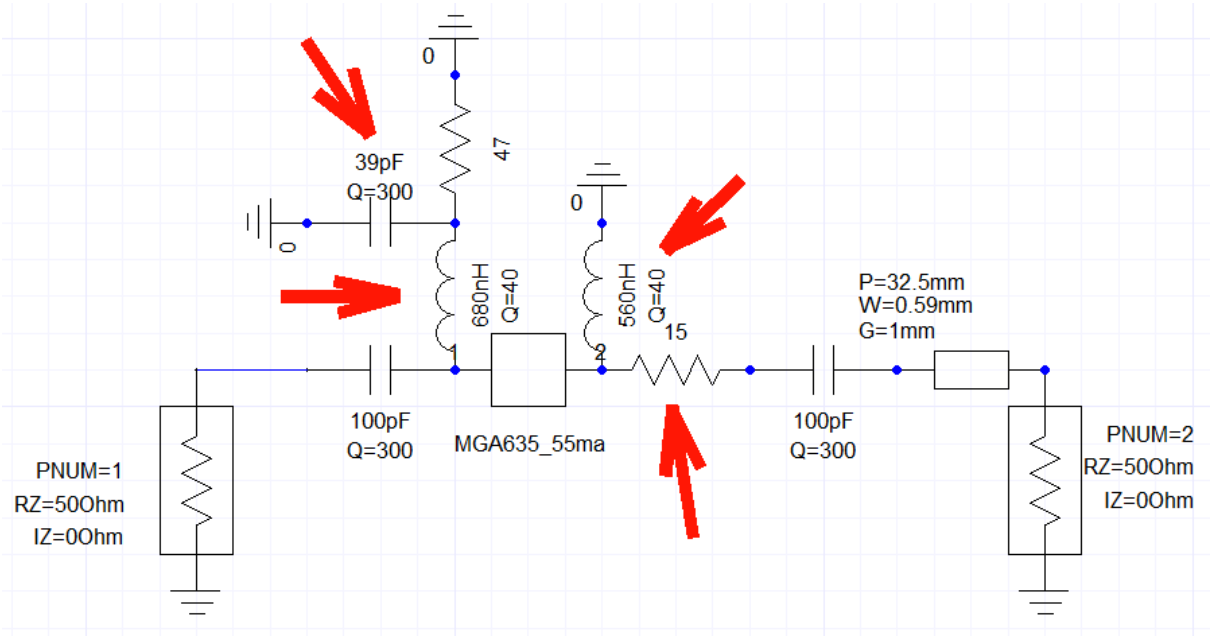
Teil 1 der Schaltungsentwicklung

1. Änderungen bei der Verstärkerschaltung

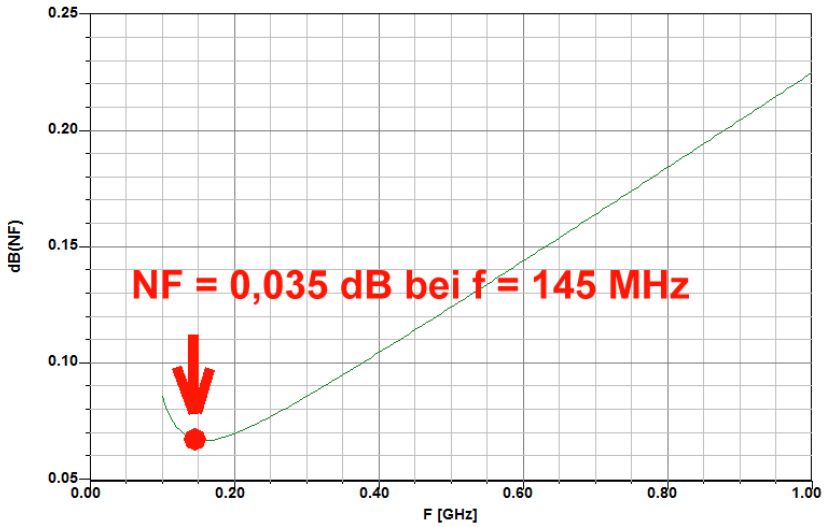
Sie geht vom erwähnten LNA für 1…1,7 GHz aus und verwendet auch dessen Platinen - Layout. Dabei arbeitet im Inneren des MMIC-Gehäuses ein GaAs-pHEMT-Kaskodenverstärker samt „bias"-Schaltung. An Pin 1 wird über einen Vorwiderstand (R_{bias} = R1 + R2 + R3 = 3,6 kΩ) der gewünschte Arbeitspunkt von 55 mA durch den „bias-circuit" eingestellt und die erzeugte Vorspannung über L1 an Pin 2 und damit an das Gate des ersten pHEMT's gelegt. Die andere Induktivität L2 an Pin 7 bildet den Arbeitswiderstand der zweiten Stufe. Das Ganze läuft mit einer Versorgungsspannung von +5 V.

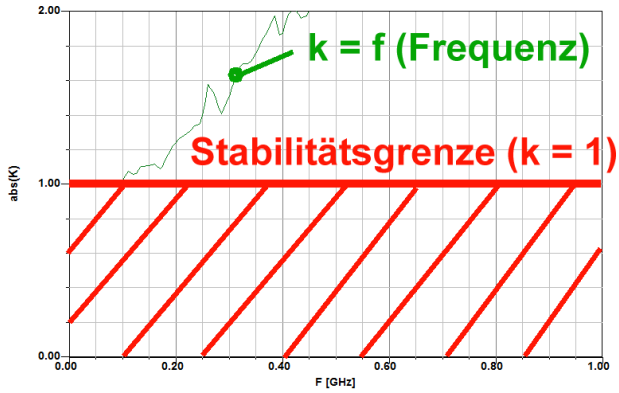


Ein großes Problem der HEMT-Bauteile ist die Stabilität bei tiefen Frequenzen -- also ihre Schwingneigung. Da hilft man sich mit einem einfachen Trick: man sorgt dafür, dass mit abnehmender Frequenz immer mehr der Zusatzwiderstand R1 mit etwa 50 Ω am Eingangspin 2 wirksam ist und so ein Schwingen verhindert wird. Das funktioniert so:
Mit sinkender Frequenz sinkt auch der Blindwiderstand von L1, aber es steigt der Blindwiderstand von C3. Also ist irgendwann allein R1 = 50 Ω am Eingangspin 2 aktiv.



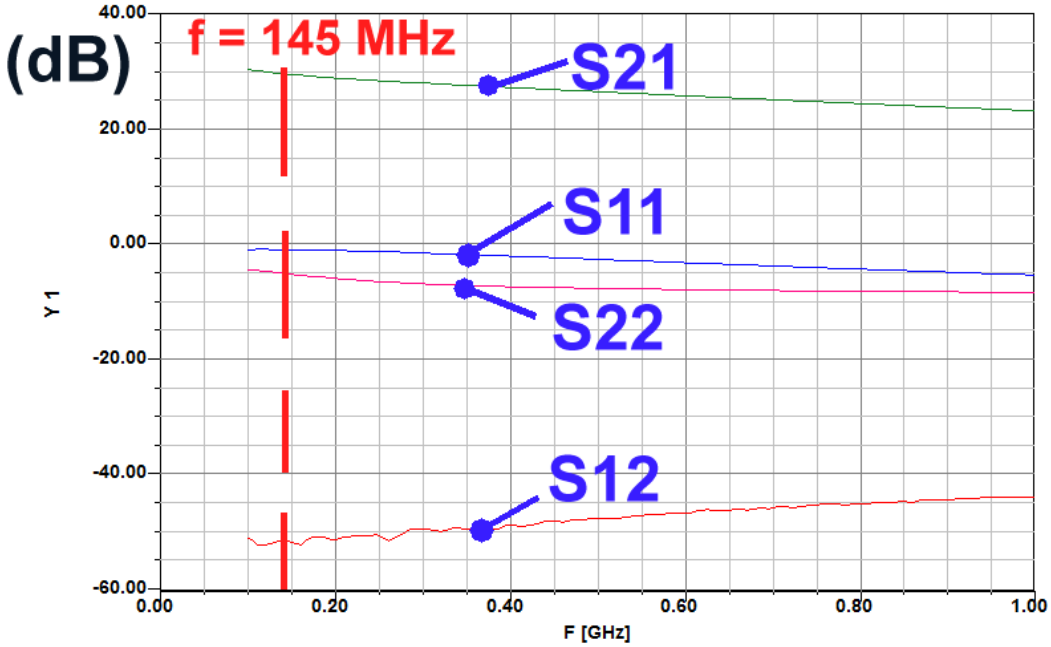
Nun wurde die Schaltung bei der Frequenz von 145 MHz mit dem Ansoft Designer SV „rauschangepasst“ und das **obige Bild zeigt das Endergebnis** (…die erforderlichen Änderungen gegenüber der 1 GHz-Version sind mit roten Pfeilen markiert). Das erfolgte durch **schrittweise Veränderung der Werte für L1 und L2 sowie des Kondensators C3 unter Beachtung der Simulationsergebnisse für die Rauschzahl „NF in dB“ UND dauernder Kontrolle der Stabilität.**
Es wurde versucht, das Rausch-Minimum auf 145 MHz zu legen und dabei die Rauschzahl NF zu optimieren. Die ausreichende Stabilität bis 10 GHz ergab in bekannter Weise ein kleiner Zusatzwiderstand mit 15 Ω in der Ausgangsleitung (…aber nahe beim Output-Pin des MMICs angebracht). Die **Ausgangs - Microstrip-Leitung** (korrekt: „Grounded Coplanar Waveguide“) mit einer Leiterbreite von 0,59 mm, einem „Gap“ von 1 mm auf jeder Seite und einer Länge von 32,5 mm durfte in der Simulation nicht fehlen.
Die damit laut nebenstehendem Bild erzielten Rauscheigenschaften **sind natürlich ein Traum, aber man muss tatsächlich an einem Prototyp prüfen, ob das auch wahr ist -- schließlich sind im S-Parameter-File für diesen Frequenzbereich keine Rauschparameter mehr enthalten und das Simulationsprogramm geht offensichtlich in diesem Fall einfach von einem linearen Absinken der Rauschzahl mit abnehmender Frequenz aus!**





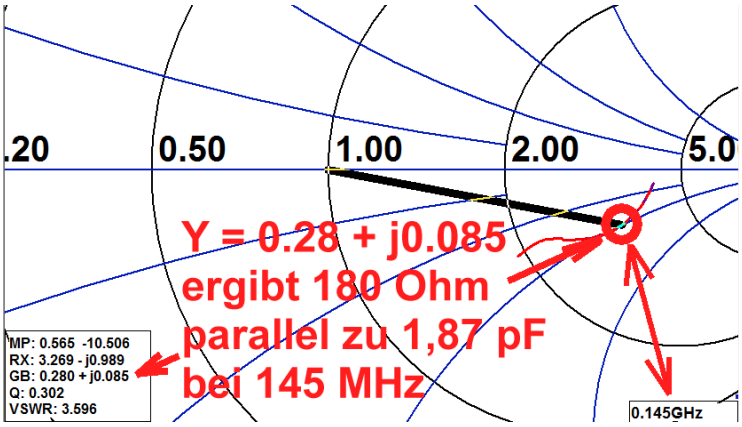
Auch die geforderte Stabilität (= **k größer als 1 bis 10 GHz)** ist kein Thema, wie hier zu sehen ist und dafür sorgt der Widerstand R2 = 15 Ω in der Ausgangsleitung.

Die simulierten S-Parameter für diesen Frequenzbereich geben ebenfalls keinen Anlass zur Sorge:



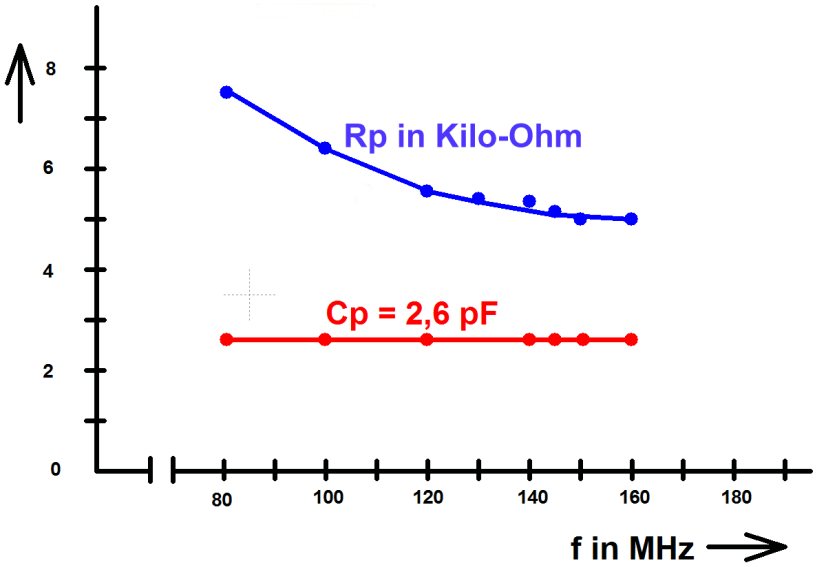
2. Verbesserung der Ausgangsreflektion S22

Am Eingangsteil eines solchen Verstärkers darf man nach erfolgreicher Rauschanpassung nichts mehr ändern, aber der Ausgang lässt sich durchaus optimieren, ohne die Rauscheigenschaften zu verschlechtern. Dazu **simuliert man nochmals die Schaltung ohne die 50 Ω-Leitung am Ausgang**, um direkt an die Verhältnisse am Ausgangspin 7 heranzukommen. Stellt man nun S22 im Smith Chart dar, dann sieht man:



Bei f = 145 MHz ergibt S22 eine Ausgangsimpedanz, die als Parallelschaltung aus R = 180 Ω und C = 1,87 pF anzusehen ist. Wenn man nun dort einen Übertrager mit dem Übersetzungs-Verhältnis ü = 2:1 anbringt, dann reduziert sich der Realteil auf 180 Ω / ü^2 = 45 Ω. Die Kapazität steigt dann natürlich auf C = (1,87 pF) x 4 = 7,5 pF, aber sie kann durch eine zusätzliche Induktivität kompensiert werden. Das Gesamtergebnis wäre eine wesentlich kleinere Ausgangsreflektion.

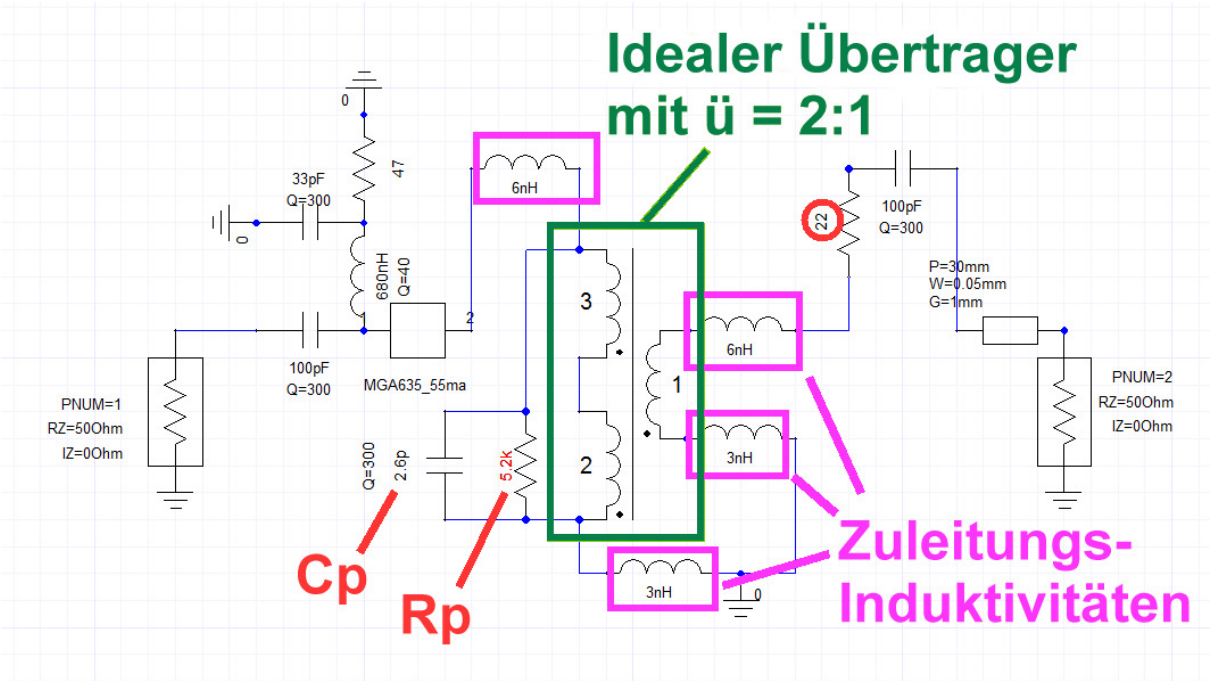
Die Entwicklung dieses Übertragers ist das Thema vom anschließenden Teil 2.

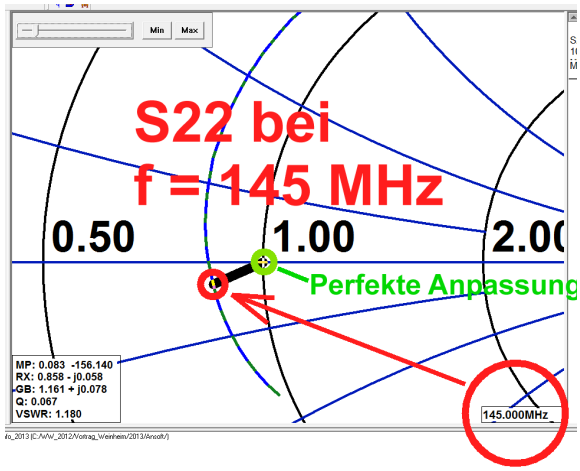


Seine Eingangsimpedanz bei leerlaufendem Ausgang wurde mit dem Boonton RX Meter im Bereich von 80 MHz bis 160 MHz gemessen und ergibt **eine konstante Eingangskapazität von 2,6 pF, der im Bereich von 140…160 MHz ein Verlustwiderstand des Ferritmaterials von 5…5,5 kΩ parallel liegt.**

Deshalb kann diese gemessene Eingangsimpedanz (2,6 pF parallel zu ca. 5,2 kΩ) nun mit einem idealen 2:1 – Übertrager kombiniert und dann in der Simulation eingesetzt werden, da das Übersetzungsverhältnis in einem sehr weiten Frequenzbereich konstant bleibt (Siehe Teil 2).

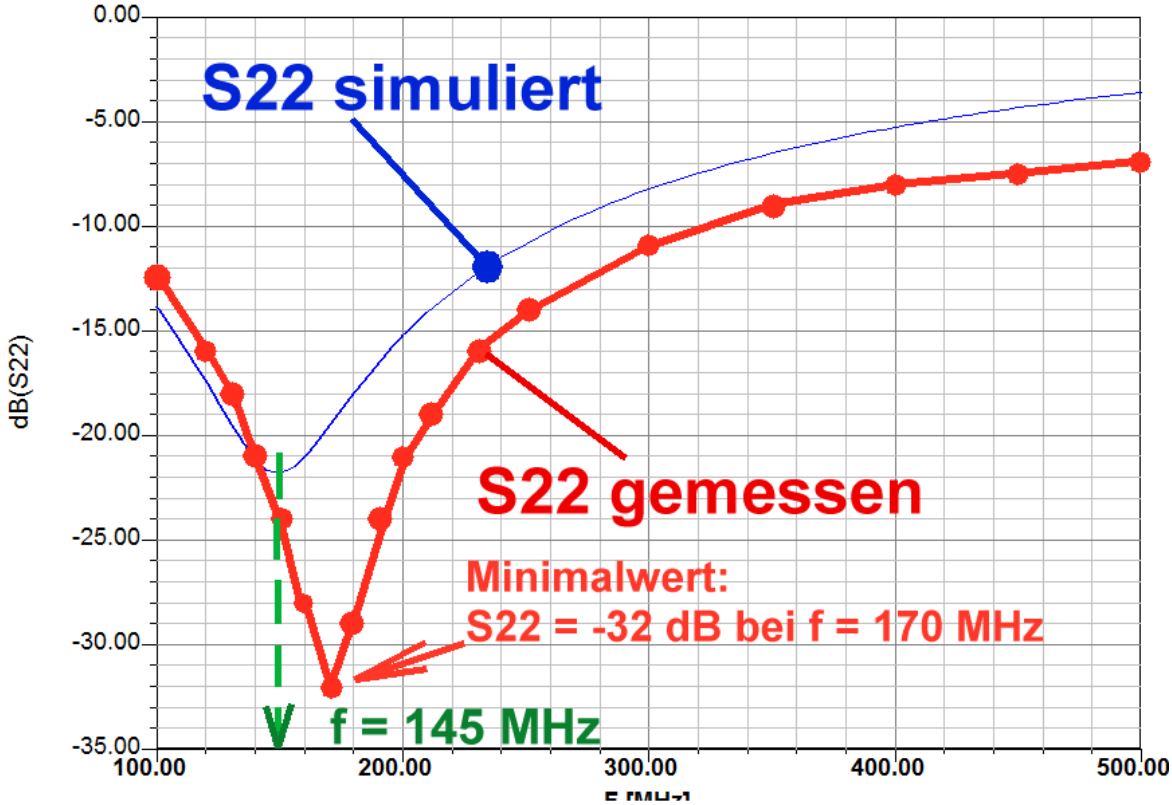
Also wurde nun das Simulationsschaltbild beträchtlich erweitert. Es enthält nicht nur einen **idealen Übertrager**, kombiniert mit dem gemessenen Eingangswiderstand und der Eingangskapazität. Die unvermeidlichen Anschlussdrähte zum Eingang und Ausgang bringen nämlich zusätzliche Reihen-Induktivitäten bei den Zuleitungen ins Spiel. Bei diesen dünnen Drähten muss man mit etwa 1nH pro Millimeter Leitungslänge rechnen und die müssen einbezogen werden -- das ergibt auf der Masseseite je 3 nH und bei den „heißen Anschlüssen“ je 6nH. Außerdem wurde die SMD-Induktivität von 560 nH am Ausgang weggelassen, denn die Stromversorgung des MMIC kann jetzt über die „Trafowicklungen“ erfolgen.
Bei der Fertig-Entwicklung zeigte sich, **dass eine Vergrößerung des „Schwingschutz-Widerstandes“ am MMIC-Ausgang von 15 Ω auf 22 Ω nicht nur die Stabilität beträchtlich erhöht, sondern auch die Ausgangs-Reflektion S22 nochmals verbessert**. Damit ergab sich folgende Gesamtschaltung für die Simulation:

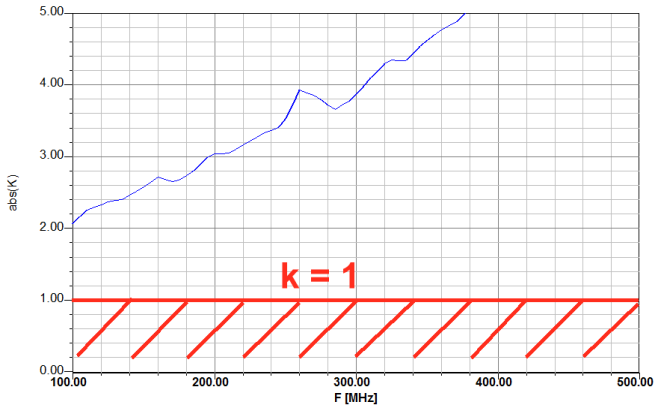




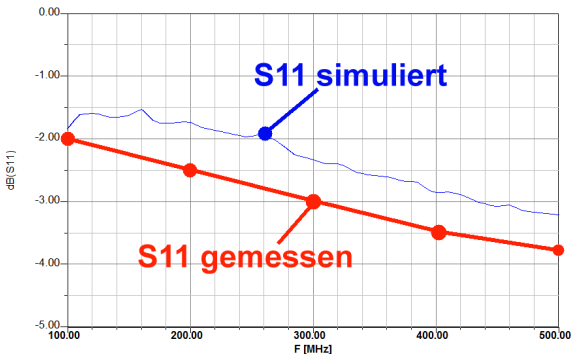
Hier noch der Lohn der Mühe bei der **Ausgangs-Reflektion S22**. Erst im Smith-Diagramm als Simulation….

…und dann als echtes gemessenes Ergebnis an einer aufgebauten Musterplatine:

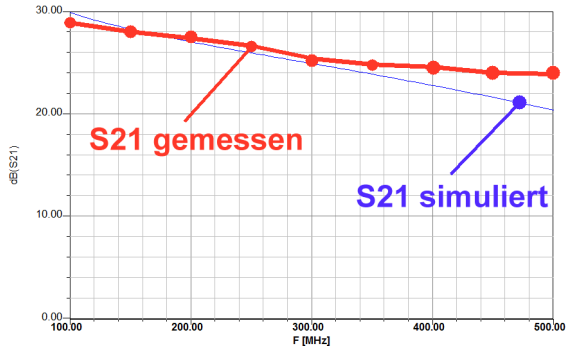




Zur Beruhigung folgt noch der Stabilitätsfaktor „k“, der bis 10 GHz stets oberhalb von k = 1 verläuft.



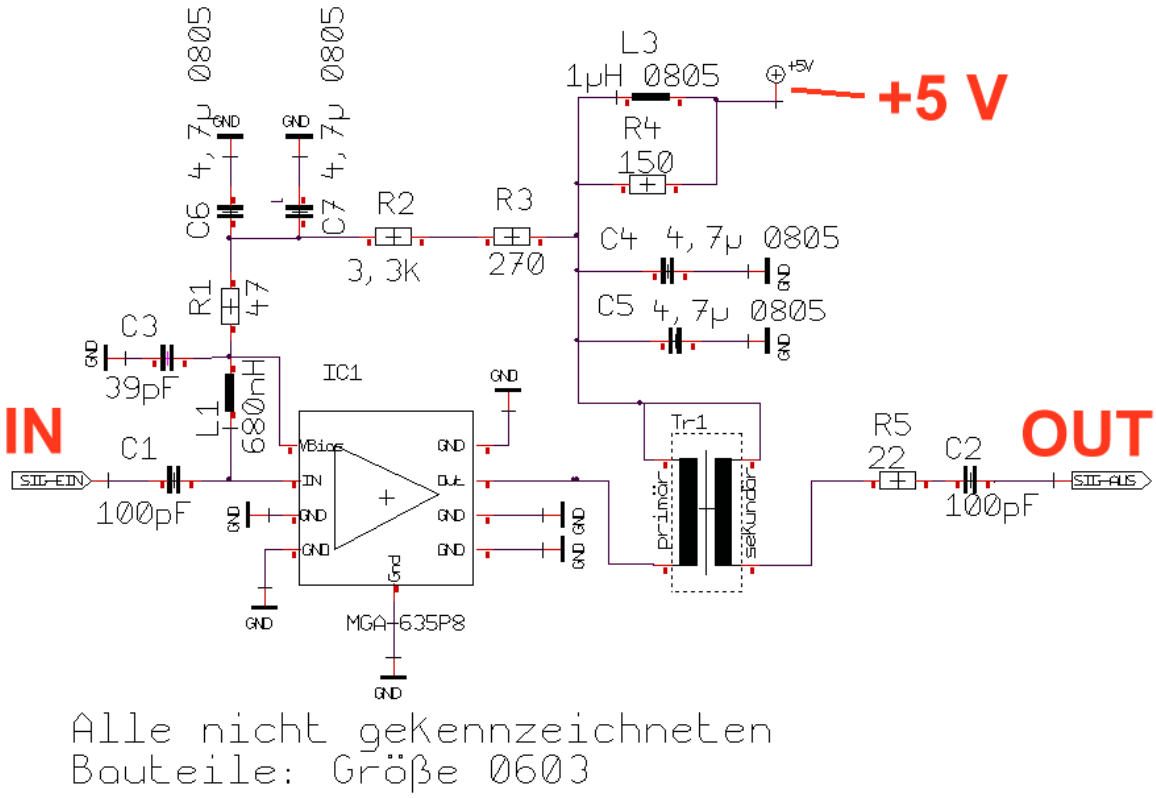
S11 beginnt mit -2 dB bei 100 MHz und sinkt gleichmäßig auf knapp -4 dB bei 500MHz:



Bei S21 wurde ein Wert von +28dB bei f = 145 MHz gemessen. Bei 500 MHz sind es nur noch 24 dB.

Beim Rauschen sieht es ähnlich erfreulich aus: die gemessene Rauschzahl NF startet mit 0.35 dB bei 100 MHz, durchläuft ein Minimum von 0,32 bei 145 MHz und erreicht dann wieder 0,35 dB bei 435 MHz.

Hier folgt noch der komplette Stromlaufplan:

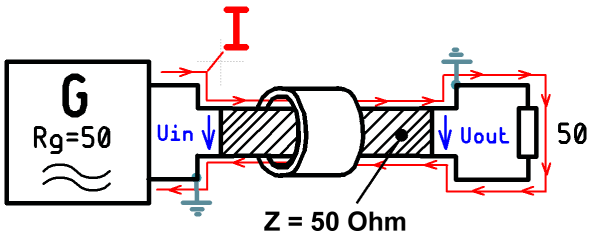


Teil 2: Der Leitungsübertrager

Prinzip

Er besteht aus einer HF-Leitung, die entweder durch einen Ferritkern geführt oder auf ihn aufgewickelt wird. Legt man nun ein HF-Signal an den Eingang und schließt die Leitung am Ende korrekt ab, dann kann man folgenden Effekt beobachten, sobald die damit gebildete „Spule“ genügend Induktivität aufweist:

Die Signalübertragung auf der Leitung merkt nichts vom Ferritkern, da sich die Magnetisierungen von hinein fließendem und zurück kommendem Strom im Kern aufheben. „Gleichtakt-Signale“ werden dagegen umso besser unterdrückt, je höher die Induktivität der Spule und damit ihr induktiver Widerstand ist (….der wird folglich auch die untere Grenzfrequenz bestimmen, da dann immer mehr Strom schon auf der Primärseite über diese Induktivität „nach Masse abfließt“ und am Ausgang fehlt).



Die Folgen kann man sehr gut an diesem Schaltbild nachvollziehen:
Wenn nämlich hin- und zurückfließender Strom (zwangsweise) stets völlig identisch sind, dann kann auf der rechten Seite (also am Ausgang!) die Erdung auch an der oberen Ader der HF-Leitung erfolgen **und die Ausgangsspannung ist plötzlich gegenphasig. Wir haben also einen „Phasenumkehrtrafo“ vor uns!**

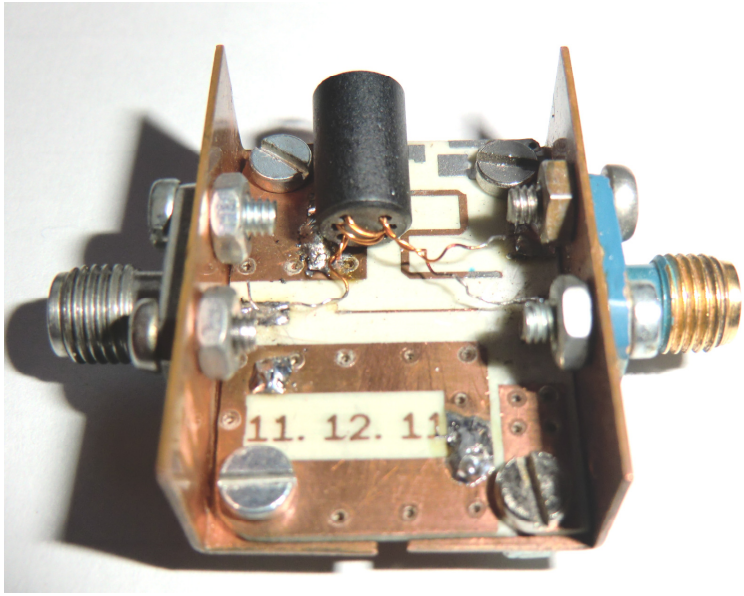
Lässt man dagegen die Erdung auf der rechten Seite ganz weg, dann erhalten wir dort eine „erdfreie Spannung“ und das Ganze kann als Symmetrier-Übertrager verwendet werden.

Erste Entwicklungsstufe: Ein Phasenumkehrtrafo

Dazu wurde ein „**Sechsloch-Ferritkern**“ der Firma Würth für diesen Frequenzbereich (100 MHz – 200 MHz) beschafft, der für Breitband-Drosseln verwendet wird und bei dem folgende Daten bekannt sind:

Bestell-Nummer:	**Würth 742 750 43**
Werkstoff:	**3W1200**
Impedanz laut Datenblatt:	**961 Ω bei 100 MHz**

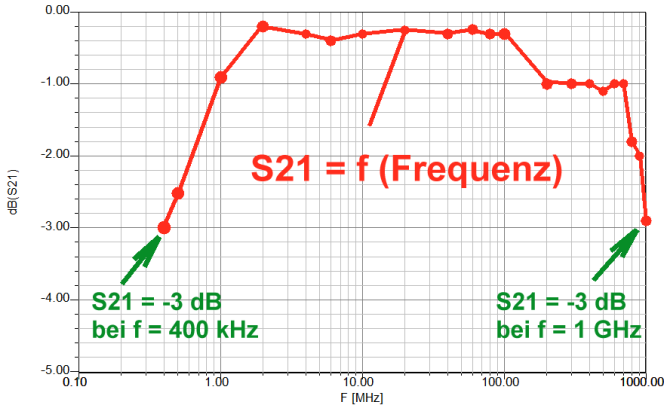
Als HF-Leitung diente Kupfer-Lackdraht mit 0,2 mm Durchmesser, bei dem zwei Adern miteinander verdrillt sind (= „verseilt mit 5 Schlägen pro cm“). Dazu wurden die beiden Drähte, die eine Länge von je 30 cm aufwiesen, zusammen in die Spulen - Wickelmaschine gespannt, die Wickelmaschine gestartet und nach der vorgegebenen „Windungszahl“ abgeschaltet.

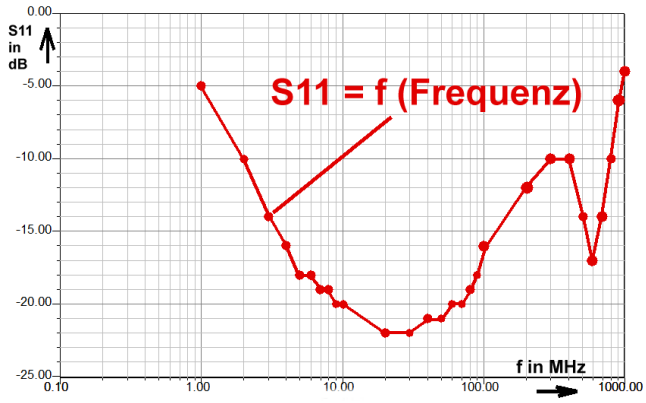


Nach einigem Versuchen und der Kontrolle des Wellenwiderstandes mit **einem Impuls-Reflektometer** zeigte sich, dass 5…7 „Schläge“ pro cm recht genau eine Zweidrahtleitung mit Z = 50 Ω ergeben.
Davon wurden drei Windungen beim Kern aufgebracht und aus einer alten kleinen HF-Leiterplatte eine einfache Messvorrichtung mit zwei SMA-Buchsen zusammengebastelt.

Diese Anordnung ist im nebenstehenden Bild zu sehen und sie wurde an den Network-Analyser angeschlossen, um S11 bzw. S21 zu ermitteln:

Das kam dabei heraus:



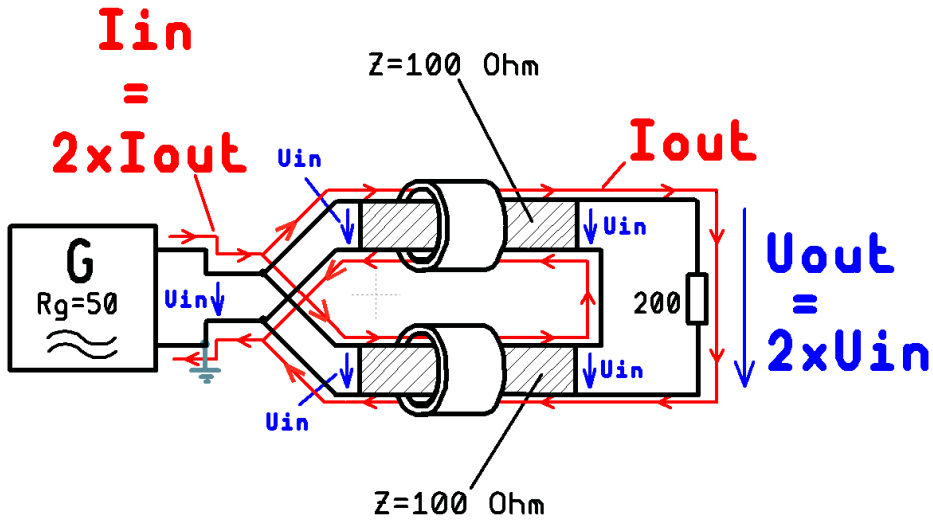


Man beachte im linken Bild die -3 dB – Bandbreite….

Zweite Entwicklungsstufe: der gesuchte (2:1) - Übertrager

Dazu braucht man zwei solcher Sechsloch-Ferritkerne, die aber nun mit 100 Ω – Leitungen bewickelt werden. Auf einer Seite werden anschließend die beiden Leitungen parallel -, auf der anderen Seite dagegen in Reihe geschaltet. Dann sieht man:

Auf der rechten Seite des Bildes mit der Reihenschaltung erhält man **die doppelte Spannung, aber nur den halben Strom** gegenüber der linken Eingangsseite. Das ergibt rechts einen **vierfachen Widerstand für korrekten Abschluss und** man kann es so formulieren:



Der Abschluss-widerstand von 200 Ω wird auf 50 Ω herunter-transfor-miert und so korrekt an den Generator-widerstand angepasst.

Dabei ergeben sich vier interessante Möglichkeiten der Erdung auf der rechten Seite:

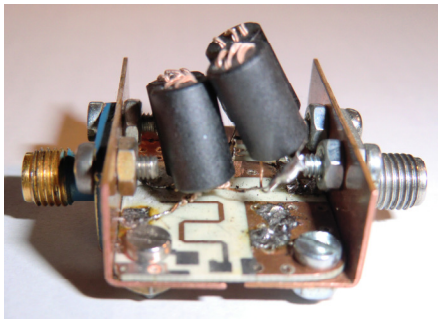
Wird auf der Sekundärseite überhaupt nicht geerdet, dann entsteht dort eine doppelt so große, aber erdfreie Spannung.

Wird dort in der **Mitte** (an der Verbindungsstelle der beiden HF-Leitungen geerdet, dann erhält man ein „symmetrisches System“ **mit zwei gegenphasigen, aber gleich großen Ausgangsspannungen** (jeweils mit der Amplitude U_{inf}).

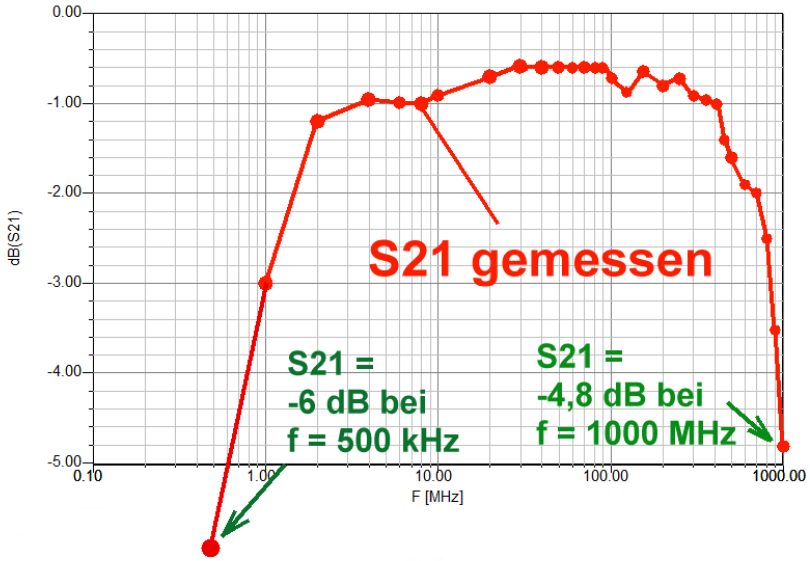
Wird am **oberen Ende geerdet**, dann ist die Ausgangsspannung **doppelt so hoch wie die Eingangsspannung, aber gegenphasig**.

Wird am **unteren Ende geerdet**, dann bekommt man eine **gleichphasige Ausgangsspannung -- ebenfalls mit der doppelten Amplitude des Eingangssignals.**

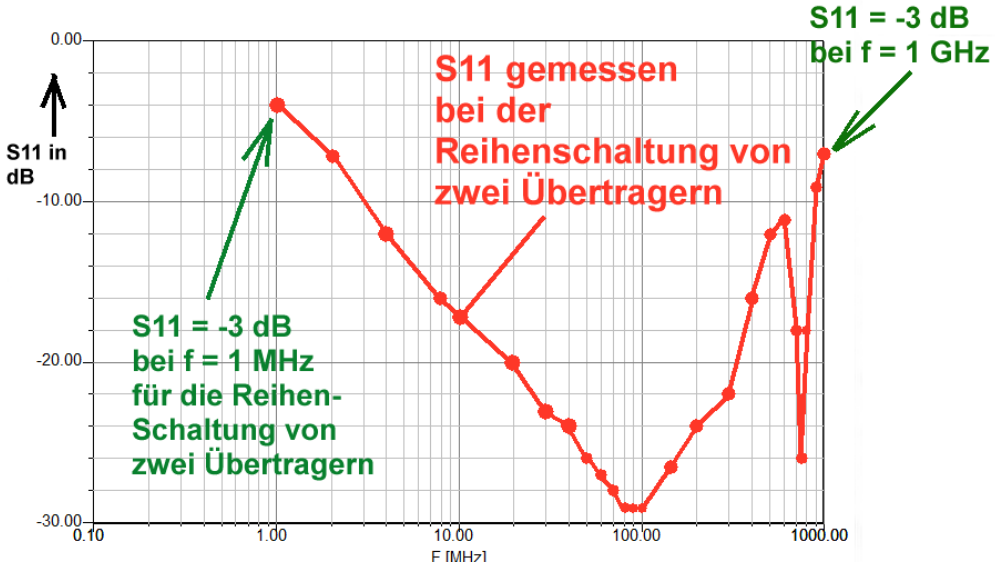
Das größte Problem bei diesem Übertrager ist die Beschaffung einer hochwertigen UND gleichzeitig sehr dünnen 100 Ω - HF-Leitung. Im Internet gibt es da nichts, denn was es auf dem Markt gibt (und das gibt es!), das verschwindet sofort in den Kanälen der militärischen Entwicklung und ist geheim. Also bleibt nur „Selbermachen“ und das kostete sowohl Zeit wie auch Schweiß und Tränen bei der Entwicklung. Man benötigt nämlich, um den Wellenwiderstand zu erhöhen, nun eine dickere Drahtisolation, um den Abstand zwischen den beiden verdrillten Drähten zu vergrößern und damit die Kapazität zu verkleinern. Das Endergebnis der Versuche war die Verwendung von HF-Litze mit den Daten „10 x 0,05 mm“, die bei einer Verdrillung mit nur 4 Schlägen pro Zentimeter recht genau den gewünschten Wert von Z = 100 Ω ergab. Damit wurden zwei Übertrager angefertigt und folgendermaßen zusammengeschaltet:



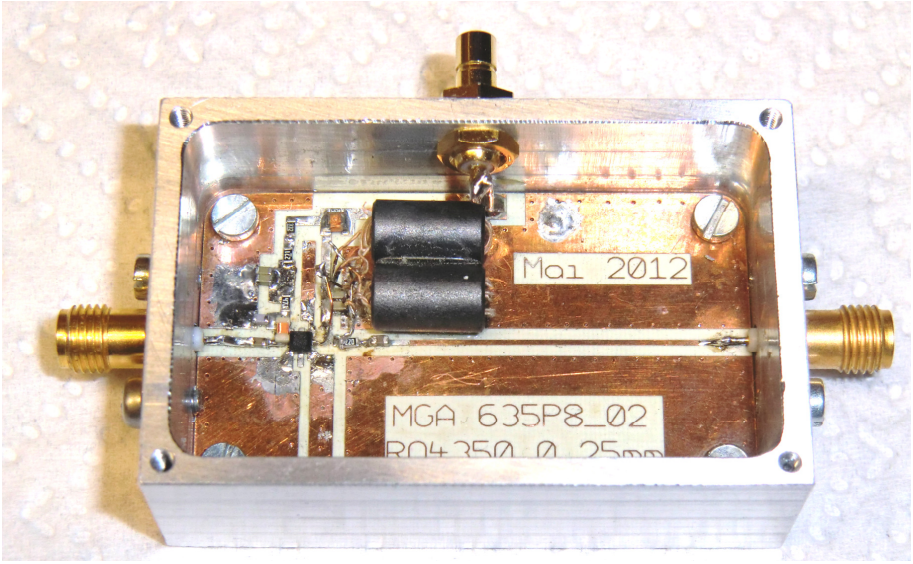
Der erste Übertrager transformiert von 50 Ω auf 200 Ω und an seinen Ausgang wird der zweite Übertrager „spiegelbildlich“ -- also mit seiner hochohmigen Seite -- angeschlossen. So kommt man wieder zurück auf 50 Ω und kann mit dem Network-Analyser die Eigenschaften dieses Gebildes ermitteln:



Man bedenke, dass hier zwei Trafos in Serie geschaltet sind und einer davon nur die Hälfte der Dämpfung aufweist. Dafür ist das Ergebnis von S21 wirklich erfreulich….



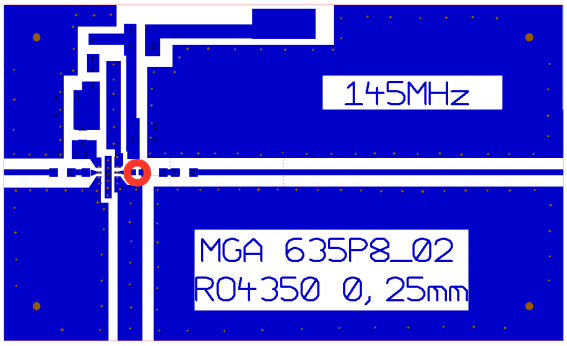
…und die Eingangs-Reflektion S11 ebenfalls.



Zum Abschluss noch ein Bild des fertigen Bausteins. Darin ist der Übertrager mit Epoxidharz (= UHU plus) auf die Leiterplatte geklebt. Aber die Verdrahtung -- die ist schon eine Viecherei (oder eine Herausforderung, je nach Sicht der Dinge).

Dann gibt es noch einen wichtigen Tipp: Es musste die Ausgangs-Leiterbahn für die Änderung an einer Stelle unterbrochen werden und wenn man das mit einem Skalpell macht, reißt das Biest sofort ab (…weil offensichtlich die Kupferschicht nicht so fest auf dem RO4350-Material haftet). **Das geht nur mit einem „Dremel“ (= kleine Hand-Bohrmaschine) und einer dünnen, kleinen Diamant-Trennscheibe gut.**

Dasselbe gilt übrigens für das Bohren von Löchern: **NUR mit Hartmetallbohrern und NUR mit allerhöchster Drehzahl kriegt man das auch bei den vier großen Befestigungsschrauben in diesem Material sauber hin**, ohne dass der Bohrer einhakt und großen Schaden an der Platine anrichtet. Aber erst durch Schaden wird man klug…



Dies ist das Layout der Platine mit den Abmessungen von 30 mm x 50 mm, wenn sie speziell für diesen Baustein neu anfertigt würde. Ich habe allerdings einfach (wie erwähnt) die Grundplatine des 1 GHz-Verstärkers an der markierten Stelle durch Unterbrechung der Ausgangs-Leiterbahn passend gemacht.

Das wär’s, und es war sowohl interessant wie auch anstrengend. Ehrlich!

Zum Abschluss noch eine Sache:
Ich habe eine kleine Serie der Grundplatine in vergoldeter Ausführung für die 1….1,7 GHz –Version anfertigen und anschließend nur den MMIC gleich professionell auflöten lassen. Je nach vorgesehenem Frequenzbereich nimmt man dann die erforderlichen Änderungen vor. Wer sich die Bestückung und die Arbeit antun will, kann eine solche Leiterplatte mit MMIC bei mir (mail@gunthard-kraus.de) käuflich erwerben. Ebenso kann man miteinander bei Bedarf über einen fertig gewickelten und aufgebauten Leitungs-Übertrager für diese 2 m – Verstärkerversion reden.

Literatur:

[1] Gunthard Kraus, DG8GB: „Entwicklung einer Vorstufe für 1 bis 1,7 GHz mit einer Rauschzahl von 0,4 dB“. UKW-Berichte, Heft 4 / 2012, Seite 213 bis 227

[2] Gunthard Kraus, DG8GB: „Ein Low Noise Amplifier für das 70cm-Band mit einer Verstärkung von 25 dB und einer Rauschzahl von ca. 0,3 dB“. UKW-Berichte, Heft 2 / 2013, Seite 75