



Gunthard Kraus, DG 8 GB

Ein rauscharmer Vorverstärker für das 70-cm-Band mit einer Verstärkung von 25 dB und einer Rauschzahl von ca. 0,3 dB

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. Darin wurde der augenblickliche Entwicklungsstand der rauscharmen MMICs dokumentiert. An einem Musterverstärker wurde das Vorgehen für einen erfolgreichen Entwurf demonstriert. Messungen bestätigten die guten Simulationsergebnisse und so konnte auch geprüft werden, wie sich die Schaltung bei tieferen Frequenzen verhält.

1. Überblick

Aus dem erwähnten Artikel über den 1 bis 1,7 GHz-Verstärker [1] sollen nochmals kurz die Eigenschaften moderner MMICs zitiert werden. Hier die Vorteile:

Eingang und Ausgang bereits für den 50 Ω -Betrieb angepasst;

die Rauschzahlen liegen nun unter 0,5 dB - auch bei Frequenzen unterhalb von 500 MHz;

mehr als 20 dB Verstärkung bis 2 GHz; minimale äußere Beschaltung.

Dabei kämpft man mit folgenden Nachteilen:

Die Abmessungen sind nun winzig klein und nur noch Pads (= winzige Lötflächen) anstelle von Anschluss-Beinchen vorhanden. Dazu ist der gemeinsame Masse-Anschluss ein kleiner Lötflleck in der Mitte der Gehäuse-Unterseite.

Der Layout-Entwurf erfordert sehr hohe Aufmerksamkeit (= Leiterbahnen und Anschluss pads am IC typisch 0,25 mm, maximal 0,5 mm Breite). Dazu muss bei der äußeren Beschaltung mit SMD-Bauteilen der Größe 0603 (= 1,25 mm x 0,75 mm) oder kleiner gearbeitet werden.

Die Grenzfrequenzen der Bausteine liegen in der Zwischenzeit so hoch, dass die Stabilitätskontrolle selbst beim Be-

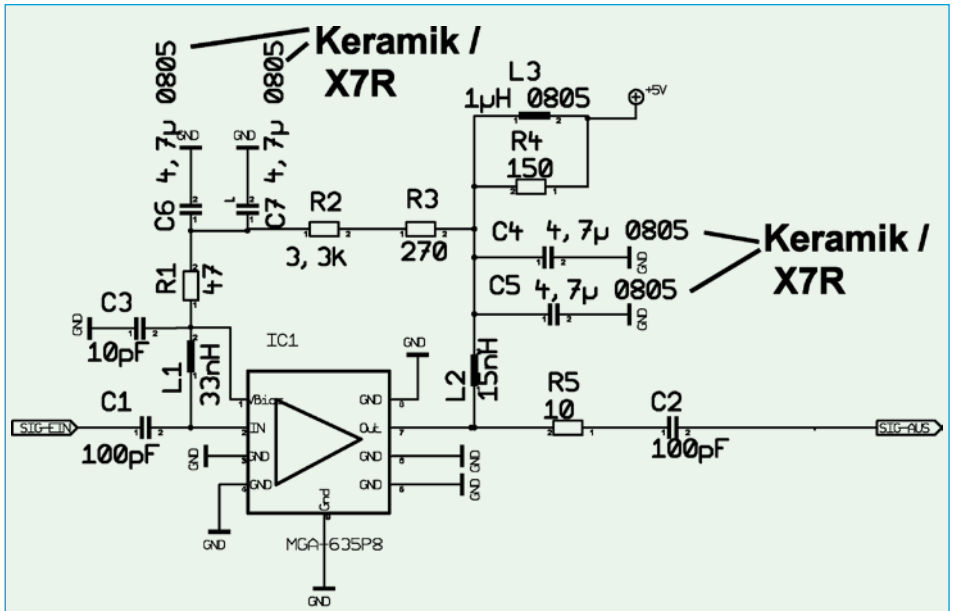


Bild 1: So sah der Stromlaufplan des Vorgängers (1 bis 1,7 GHz-Verstärker) aus

trieb unter 1 GHz unbedingt bis 10 GHz vorgenommen und entsprechende Vorsorge getroffen werden muss.

Die Arbeitspunkte müssen wegen der z.T. hohen Ströme (= oft über 50 mA pro Stufe) sehr sorgfältig stabilisiert und die Betriebsspannungen noch sorgfältiger und extrem breitbandig gesiebt werden

Die Dicke der Leiterplatten wurde wegen dieses erweiterten Frequenzbereichs bei allen bekannten Applikationen auf 0,25 mm reduziert, um die Entstehung unerwünschter Modi bei den Signalen auf den Streifenleitungen zu verhindern. Damit ist auch die Zeit der „Vias“ (Durchkontaktierungen) mit versilberten Hohlkugeln vorbei - jetzt muss man die Platine bei einem Profi in Auftrag geben.

Die in [1] beschriebene LNA-Entwicklung

war sehr erfolgreich, deshalb wurde ein Schritt nach unten getan und die Möglichkeiten für die Verwendung im 70-cm-Band geprüft. Dies ist deshalb schwieriger, weil der Hersteller bei diesem MMIC eigentlich nur einen Einsatzbereich oberhalb von 1 GHz im Auge hatte und daher die Dokumentation der Eigenschaften für tiefe Frequenzen (z.B. Rauschparameter) für den verwendeten MGA635-P8 sehr dürftig ist. Also wurde eine Anforderungsliste formuliert und anschließend geprüft, wie weit sie sich umsetzen lässt:

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 438 MHz).

2. Die Schaltungs-entwicklung

Sie geht vom LNA für 1 bis 1,7 GHz aus (**Bild 1**) 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 ($R_{bias} = R1 + R2 + R3 = 3,6 \text{ k}\Omega$) 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 pHEMTs gelegt. Die andere Induktivität $L2$ an Pin 7 bildet den Arbeitswiderstand der zweiten Stufe.

Ein großes Problem der HEMT-Bauteile ist die Stabilität bei tiefen Frequenzen - also

ihre Schwingneigung. Hier behilft man sich mit einem einfachen Trick: man sorgt dafür, dass mit abnehmender Frequenz immer mehr der Zusatzwiderstand $R1$ mit etwa 50Ω am Eingangspin 2 wirksam 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 $R1 = 50 \Omega$ am Eingangspin 2 aktiv.

Nun wurde die Schaltung bei der Frequenz von 438 MHz „rauschangepasst“ und dazu der ANSOFT Designer SV eingesetzt. 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.

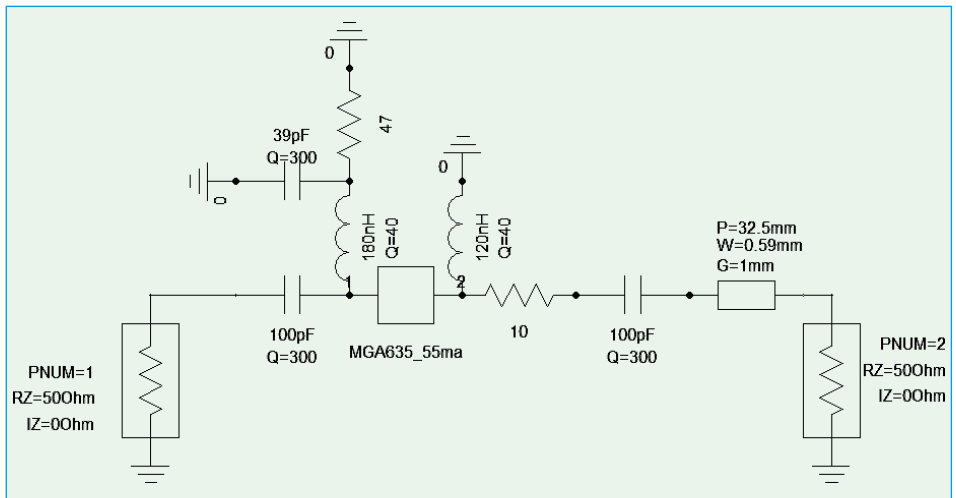


Bild 2: Das Simulationsschaltbild für den ANSOFT Designer SV bietet nach der Optimierung von Rauschzahl und Stabilität keine großen Rätsel

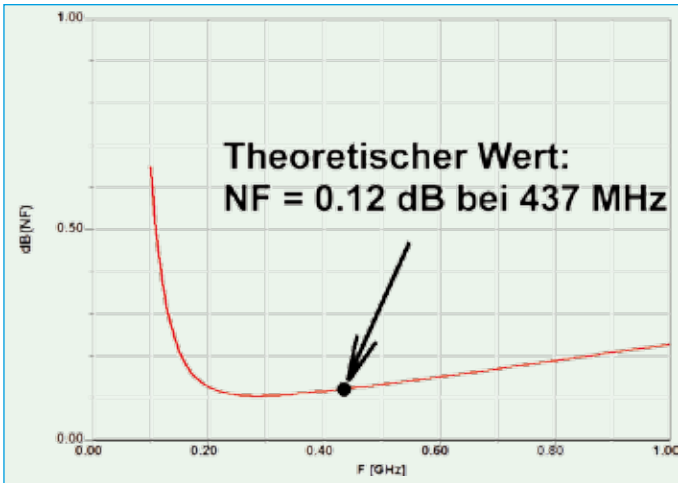


Bild 3:
*Diese Rauschwerte
wären ein Traum -
aber da ist Misstrauen
angebracht*

Es wurde versucht, das Rausch-Minimum auf 438 MHz zu legen und dabei die Rauschzahl NF zu optimieren. Der erzielte Minimalwert ist deutlich kleiner als 0,4 dB (Simulationsergebnis: $NF = 0,12$ dB) und wurde mit $L1 = 180$ nH / $L2 = 120$ nH sowie einem Wert von 39 pF für den Kondensator C3 erzielt. Die ausreichende Stabilität bis 10 GHz ergab in bekannter Weise ein kleiner Zusatzwiderstand mit 10Ω in der Ausgangsleitung (...aber in der Nähe des Ausgangs-Pins des MMICs angebracht). Die Ausgangs-Mikrostreifenleitung (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. Das ergab ein endgültiges Simulationsschaltbild nach **Bild 2** und damit wurden die Rauschdaten gemäß **Bild 3** als letztes Simulationsergebnis erreicht. Das ist 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 Rauschdaten 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 Problem, wie in **Bild 4** zu sehen ist und die simulierten S-Parameter für diesen Frequenzbereich geben ebenfalls keinen Anlass zur Sorge (**Bild 5**).

Für die Platine war keine zusätzliche Entwicklungsarbeit nötig, denn sie konnte vollständig von der erwähnten Version für 1,7 GHz übernommen werden. Es handelt sich beim Werkstoff um die „flammschützende Version“ des bekannten und bewährten ROGERS-Materials RO4003, die den Namen „RO4350B“ trägt und beim Platinenhersteller [2] in der gewünschten Dicke von 10 mil = 0,254 mm

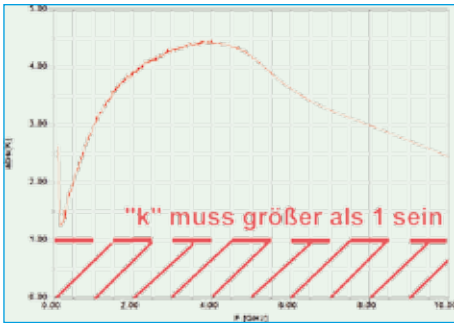


Bild 4: Keinerlei Stabilitätsprobleme bis 10 GHz!

..zig passende Aluminiumgehäuse fräsen lassen...), die Unterseite bildet wie immer die durchgehende Massefläche. Ein- und Ausgang sind mit SMA-Buchsen versehen und die Stromversorgung von +5 V übernimmt wie immer eine SMB-Buchse.

Der zentrale Masse-Anschluss an der Gehäuse-Unterseite des MMICs erfordert allerdings eine eigene, nur 0,6 mm breite Masse-Insel mit 6 Durchkontaktierungen. Alle übrigen Masse-Flächen auf der Leiterplatte sind sorgfältig voneinander getrennt und jeweils mit genügend Durchkontaktierungen versehen. Aber eigentlich ist das ein alter Hut, denn es handelt sich dabei schlicht und einfach um die auch bei tiefen Frequenzen empfohlene „Sternpunkt-Erdung“ zur Vermeidung einer Schwingneigung. Übrigens: alle Durchkontaktierungen weisen einen Durchmesser von lediglich 0,3 mm auf.

vorrätig ist. Um einen professionellen Platinenhersteller kommt man bei solch dünnen Leiterplatten mit ihren unzähligen Durchkontaktierungen einfach nicht mehr herum, jedoch lief das mit [2] sehr kooperativ ab und ist daher empfehlenswert.

Die Platinengröße ist wie immer 30 mm x 50 mm (...denn dafür hat man sich mal

Mehr zur Platine folgt in Kapitel 3.

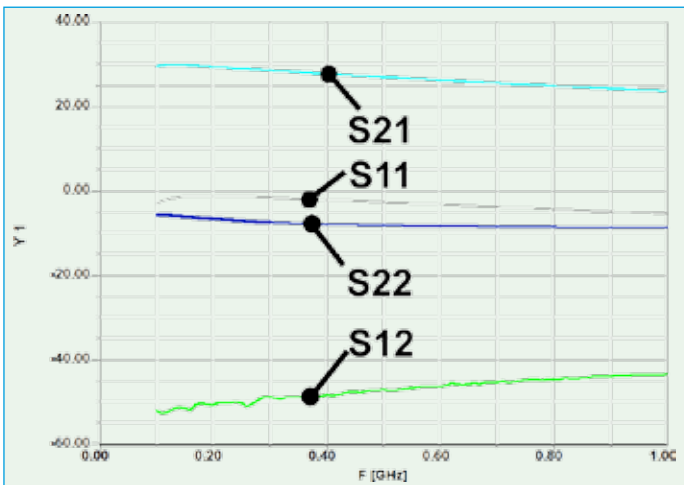


Bild 5:
Mit diesen simulierten S-Parametern im Bereich bis 1 GHz kann man zufrieden sein

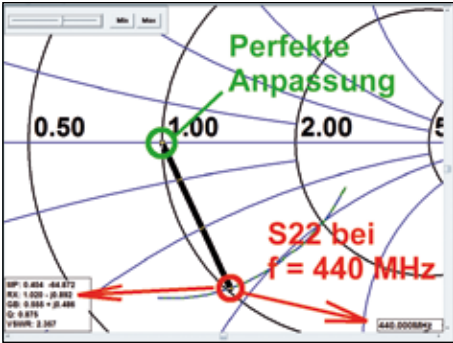


Bild 6: Der Verlauf von S22 bei der gewünschten Arbeitsfrequenz verlangt geradezu nach einer Korrektur (siehe Text)

S22 im Smith-Diagramm anzeigen lassen (**Bild 6**). Dort sieht man etwas sehr Erfreuliches:

Die 32,5 mm lange 50 Ω-Leitung am Ausgang dreht die Phase von S22 gerade so geschickt und soweit, dass der S22-Punkt für 440 MHz fast genau auf dem Reaktanzkreis liegt, der durch den Diagramm-Mittelpunkt läuft. Das bedeutet, dass man durch eine kleine Zusatzinduktivität zwischen dem Leitungsende und der Ausgangs-SMA-Buchse den vorhandenen kapazitiven Blindanteil von S22 kompensieren kann und dadurch dem Diagramm-Mittelpunkt (= perfekte Anpassung) recht nahe kommt.

3. Verbesserung der Ausgangsreflektion S22

Dazu muss man zuerst eine neue ANSOFT-Simulation für den Frequenzbereich von 200 bis 600 MHz starten und sich als Ergebnis den S-Parameter

Hier ist eine kleine Zwischenrechnung erforderlich:

Der ANSOFT-Designer SV gibt laut Bild 6 für den Punkt „f = 440 MHz“ eine normierte Impedanz von $Z = 1,101 - j0,892$ aus.

Das ergibt einen Betrag des kapazitiven Blindwiderstandes von

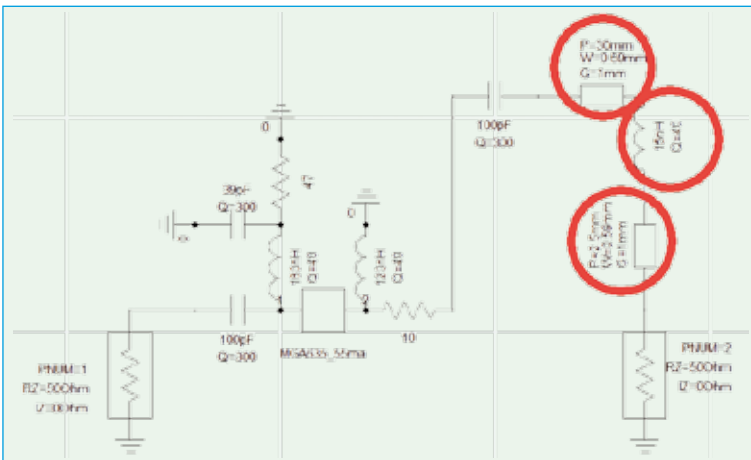


Bild 7: Und mit diesen bescheidenen Änderungen...

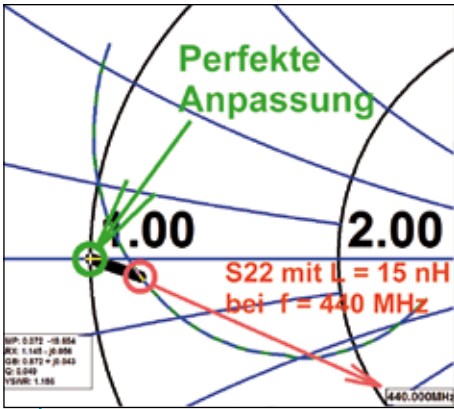


Bild 8: ...landet man fast beim idealen Anpassungspunkt

$$X_c = (50 \Omega) \times (0,892) = 44,6 \Omega.$$

Der erforderliche induktive Blindwiderstand gehört zu einer Induktivität von

$$L = \frac{44,6 \Omega}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{44,6 \Omega}{2 \cdot \pi \cdot 440 \text{ MHz}} = 16,1 \text{ nH}.$$

Da es so etwas nicht „von der Stange“ zu kaufen gibt, wurde der nächstliegende Normwert von 15 nH gewählt und das Simulationsschaltbild entsprechend korrigiert (**Bild 7**). Darin ist die Trennstelle zum Einfügen der SMD-Induktivität möglichst nahe an die Ausgangs-SMA-Buchse gelegt. So erhält man erst eine jetzt 30 mm lange 50 Ω-Coplanar-Leitung vom MMIC-Ausgang bis zur Spule mit 15 nH, gefolgt von einem restlichen kurzen Leitungsstück mit 2,5 mm Länge bis zur SMA-Ausgangsbuchse. Es lohnt sich, das Ergebnis zuerst wieder im Smith-Diagramm zu analysieren (**Bild 8**) und man sieht, dass man nicht weit vom Diagramm-Mittelpunkt für perfekte Anpassung gelandet ist.

Allerdings sollte man nicht versäumen, das Ergebnis für S22 auch im kartesischen Diagramm zusammen mit S21 darstellen zu lassen (**Bild 9**). Der Vergleich mit Bild

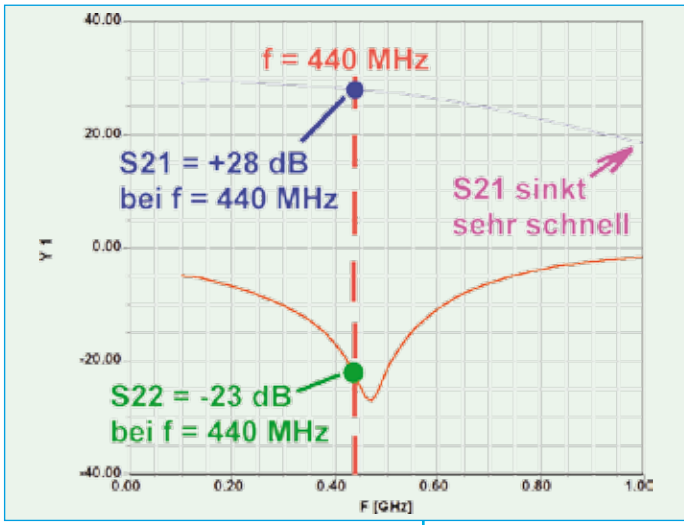


Bild 9: Solche schönen Simulationsergebnisse tun richtig gut

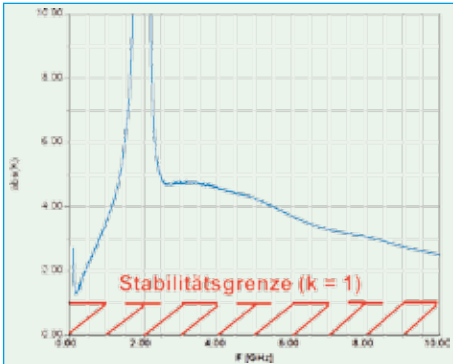


Bild 10: Auch die Stabilität der geänderten Schaltung zeigt einen erfreulichen Verlauf

Aber S21 wird nun durch die eingefügte Induktivität in der Ausgangsleitung deutlich schneller mit steigender Frequenz abnehmen, da deren Blindwiderstand dann ebenfalls zunimmt. Man sollte deshalb sehr genau den Stabilitätsfaktor „k“ bis 10 GHz nachprüfen, damit man keine bösen Überraschungen erlebt, jedoch wirkt **Bild 10** sehr beruhigend.

4. Messung der S-Parameter am Prototyp

Man fängt mit dem Stromlaufplan an (**Bild 11**), wobei die Änderungen gegenüber der Ausgangslage (= Bild 1) zwar minimal, aber äußerst wirkungsvoll

5 ist da sehr interessant, denn die verbesserte Anpassung hat man geschafft.

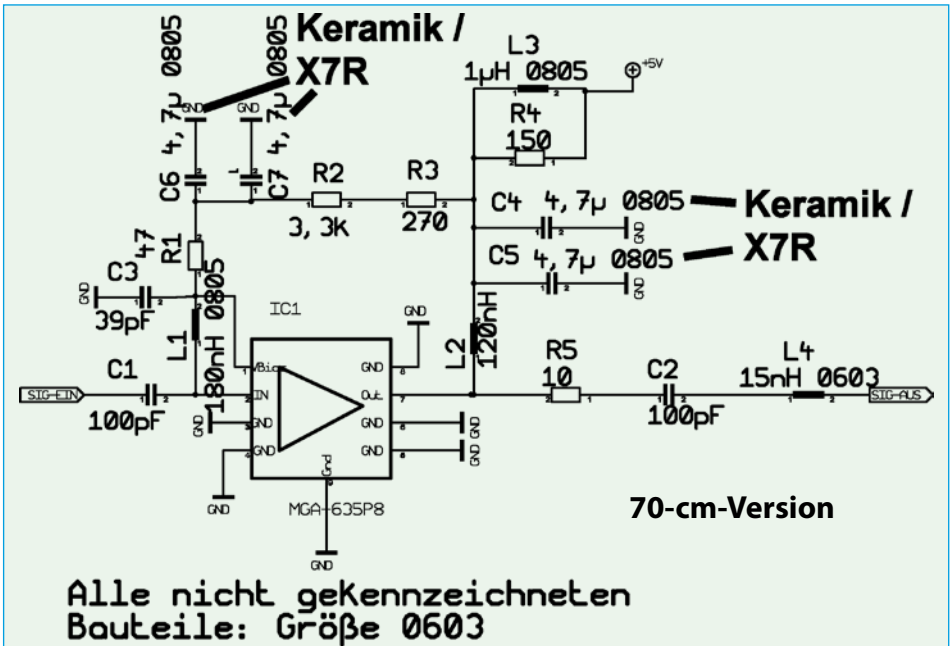


Bild 11: Nur wer ganz genau hinsieht, erkennt die wenigen Schaltungsänderungen gegenüber der 1,7 GHz-Version

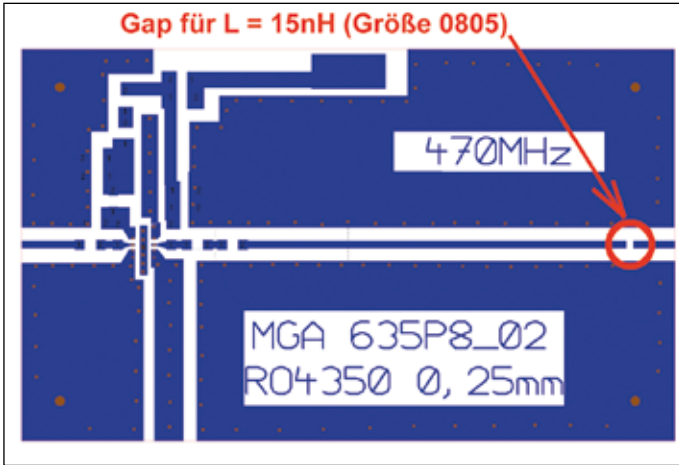


Bild 12:
 Das ist die einzige Änderung an der bisherigen Leiterplatte: ein kleiner Luftspalt (= „Gap“) für die nötige Zusatz-Induktivität

sind. Dann folgt die fast identische Platine, bei der jedoch die Ausgangsleitung nach einer Strecke von 30 mm unterbrochen und die Zusatzinduktivität mit 15 nH eingefügt wird. Im geänderten Layout ist das kein Problem (**Bild 12**), aber bei der verwendeten Musterplatine schon.

Sie stammt nämlich noch aus der ersten Serie der 1,7 GHz-Version und da fehlte dieser „Gap“. Man versucht deshalb, an dieser Stelle mit einem Skalpell ein kleines Stück des Mittelleiters herauszuschneiden - und kann nur eine Warnung aussprechen:

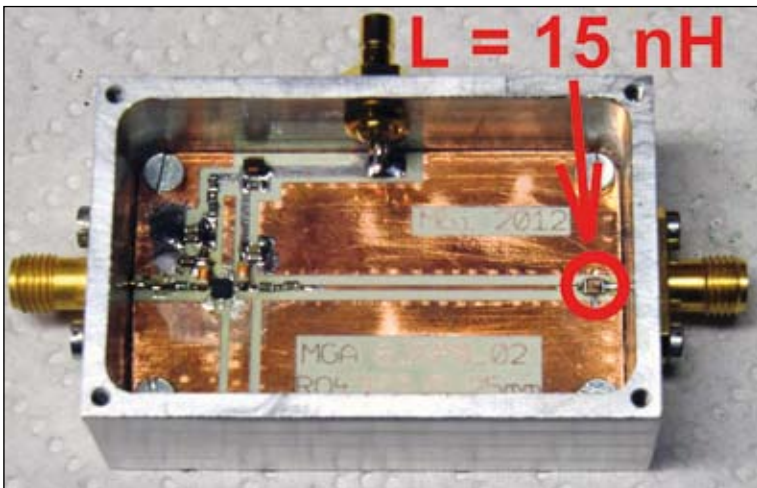


Bild 13:
 Wenn man diesen Anblick endlich vor sich hat, hat man bereits viel Arbeit hinter sich...

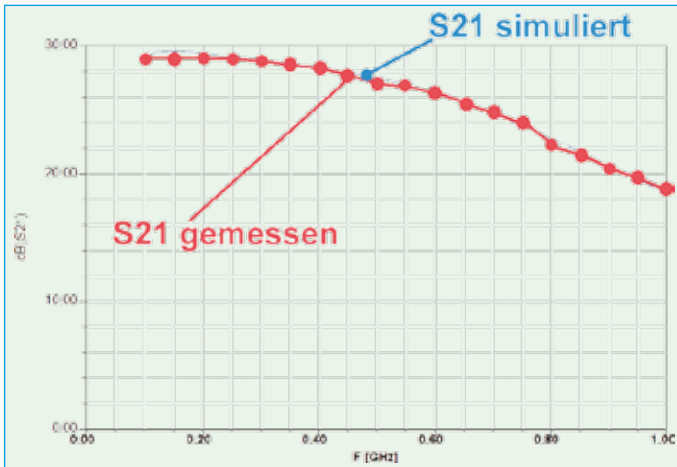


Bild 14:
*Ohne Messen
kein Wissen!
Hier der Verlauf
von S21 = wie
erhofft!*

Beim ROGERS RO4350B-Material haftet die Kupferschicht nicht ganz so fest auf dem Untergrund wie beim bisherigen RO4003-Substrat und so kann es passieren, dass man bei so einer Aktion schnell die ganze Leiterbahn losreißt!

Also wurde die Aktion mit dem „Dremel“ (= praktische kleine Universal-Handbohrmaschine) mit einer kleinen Diamant-Trennscheibe wiederholt und erfolgreich zu Ende geführt.

Die fertige und in das Aluminiumgehäuse eingebaute, bestückte Testplatine, die auf den Vektorialen Netzwerk-Analysator wartet, zeigt **Bild 13**.

Die Messungen erfolgten mit dem altbewährten Vektor-Analysator (hp8410) und dem dazugehörigen S-Parameter-Test-Set (hp8745A), wobei jedoch bei der S21-Messung ein 20 dB-Dämpfungsglied vor den Eingang des Prüflings geschaltet wurde, um Übersteuerung zu vermeiden.

Der Verlauf von S21 ist in **Bild 14** zu sehen und der lässt keine Wünsche offen.

Überzeugend demonstriert **Bild 15** den Erfolg der Maßnahmen zur Verbesserung der Ausgangs-Reflektion S22 und damit kann man zufrieden sein.

Allerdings empfiehlt es sich, für diese Messung den Eingang des Prüflings vom Ausgang „Port 1“ des Netzwerk-Analysator zu trennen und stattdessen einen Abschlusswiderstand mit 50 Ω auf die SMA-Buchse zu schrauben. Das ergibt deutlich exaktere Ergebnisse, da der Senderausgang eindeutig mehr Reflektionen aufweist als ein „kleiner Blauer“ (...das ist nicht nur ein Scherz, sondern ein Hinweis auf die blaue Lackierung der SMA-Abschlusswiderstände von Watkins Johnson. Sie haben sich nämlich neben denen der Firma „Huber und Suhner“ als die Spitzenreiter erwiesen, was die Breitbandigkeit und die minimale Reflektion angeht).

Merkwürdig ist allerdings die Verschiebung der gemessenen „Resonanzspitze“ zu tiefen Frequenzen hin, denn trotz der

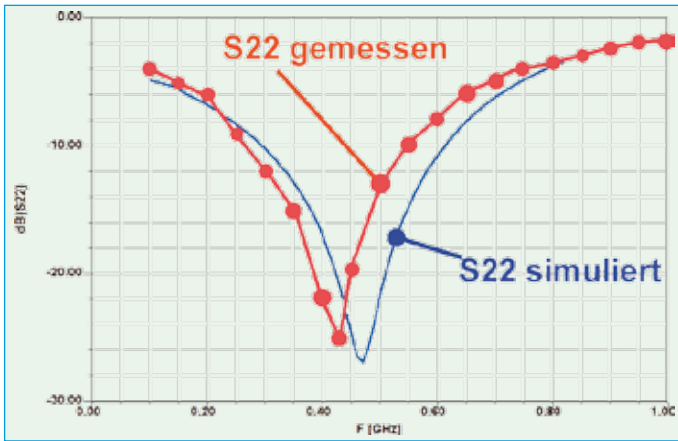


Bild 15:
S22 ist trotz der kleinen Differenz gegenüber der Simulation sehr zufriedenstellend

Wahl des nächsttieferen Normwertes für die Zusatzinduktivität (15 nH an Stelle von 16,6 nH) ist diese Resonanzfrequenz immer noch ca. 20 MHz niedriger.

Zur Messung von S11 wurde der Verstärker Ausgang von Analysator getrennt und auf die zugehörige SMA-Buchse der Ab-

schluss-Widerstand aufgeschraubt. Den am Verstärkereingang ermittelten Verlauf von S11 samt Simulation zeigt **Bild 16**. Das Ergebnis ist mit -2,5 dB nicht gerade berauschend, aber Theorie und Praxis passen wenigstens zusammen.

Bei S12 ist die Messung wegen der gerin-

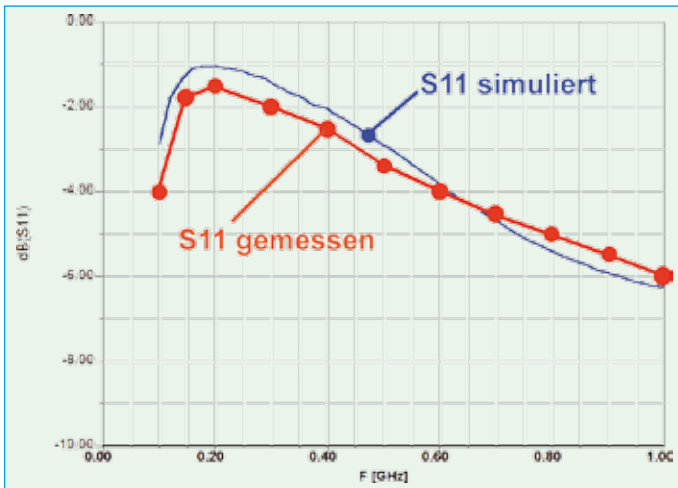


Bild 16:
Bei S11 stimmen zwar Theorie und Praxis überein, aber durch die Bevorzugung der Rauschanpassung sind die Werte nicht gerade berauschend

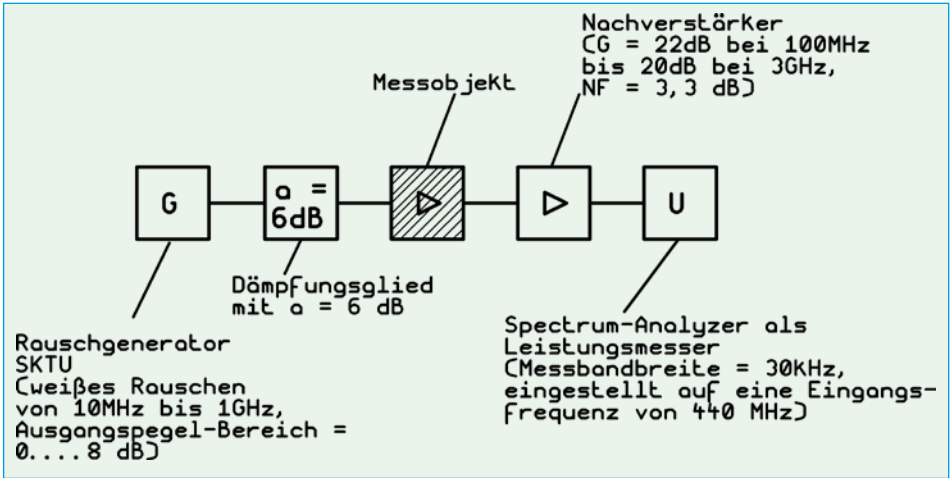


Bild 17: Das ist der verbesserte Heimwerker-Rauschzahl-Messaufbau (siehe Text)

gen auftretenden Amplitude schwieriger, aber der Messwert für eine Frequenz von 440 MHz liegt etwa bei der simulierten Behauptung von ca. -45 dB.

5. Das Rauschen

Bei der ersten Verstärkerversion im letzten Jahr (siehe [1]) erwies sich die exakte Bestimmung von so kleinen Rauschzahlen (hier: NF ca. 0,4 dB) noch als große Hürde für die Kellerwerkstatt und man war vollständig auf die Hilfe von Freunden mit entsprechend hochwertiger Mess-Ausstattung angewiesen. Als Reaktion auf den Artikel gab es einige wichtige Tipps und Emails von Lesern, die sich bereits mit denselben Problemen herumgeschlagen haben. Deshalb reichte etwas Experimentieren und zusätzliches Grübeln plötzlich aus, um diese Aufgabe erfolgreich zu lösen.

Den Übersichtsschaltplan für den etwas

veränderten Messaufbau vom letzten Jahr zeigt **Bild 17**, der nun plötzlich - zusammen mit veränderten Einstellungen der Messgeräte - die gesuchten Ergebnisse mit ausreichender Genauigkeit lieferte. Der entscheidende Unterschied ist das, zwischen Generatorausgang und Messobjekt-Eingang eingefügte Präzisions-Dämpfungsglied mit 6 dB. Dadurch addieren sich diese 6 dB zur erwarteten Rauschzahl und das passt wunderbar zum kleinsten Ausgangs-Pegelbereich des Rauschsenders SKTU von Rohde & Schwarz mit $NF = 0$ bis 8 dB.

Die Messung läuft mit dem praktischen Aufbau nach **Bild 18** wie folgt ab:

Der als Leistungsmesser dienende Spektrum Analysator (hp8555) wird nur als Messempfänger auf der Frequenz $f = 440$ MHz betrieben. Sobald man diese ganze Kette in Betrieb genommen hat, prüft man vorsichtshalber zuerst bei zurückgedrehtem Ausgangsregler am Rauschsen-

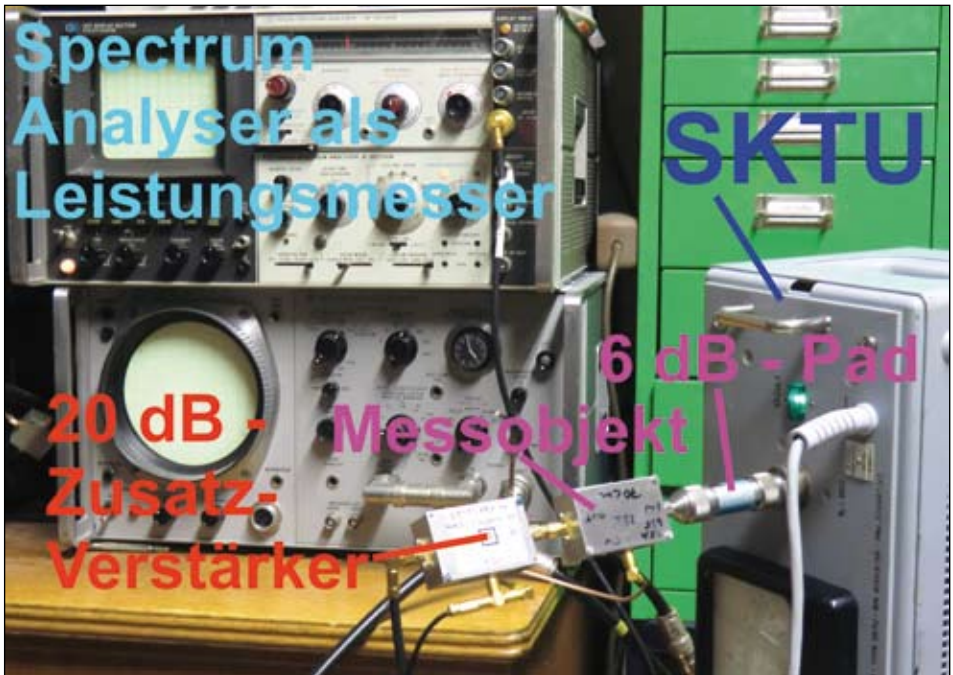


Bild 18: So sieht die Anordnung in der Wirklichkeit aus; allerdings gilt es etliches bei der Bedienung zu beachten (siehe Text)

der den Einfluss des Eigenrauschens vom 20 dB-Nachverstärker und vom Spektrum Analysator. Das geht ganz einfach: man nimmt beim Messobjekt kurz die Versorgungsspannung weg und stellt fest, dass dadurch der auf dem Analysator-Bildschirm angezeigte Rauschpegel um mehr als 20 dB absinkt. Das sollte reichen, um das Ergebnis nicht allzu sehr zu verfälschen.

Jetzt geht es richtig los:

Das Messobjekt wird wieder eingeschaltet und der Pegel des Rauschsenders aufgedreht. Sehr schön ist zu sehen, wie das angezeigte Rauschen auf dem Bildschirm zunimmt. Um jedoch möglichst exakt ei-

nen Anstieg um 3 dB zu bestimmen (... denn dann ist das Eigenrauschen genau so groß wie der extern zugeführte und am Instrument des Rauschsender angezeigte Pegel...), sind folgende Maßnahmen erforderlich:

- a. Man startet mit der Rauschsender-Ausgangsleistung „Null“.
- b. Die Messbandbreite des Analysators muss nun bis auf 30 kHz vergrößert werden, damit man einen winzig kleinen und nur wenig „zappelnden“ Punkt auf dem Bildschirm erhält. Mit abnehmender Empfänger-Bandbreite wird die Anzeige immer unruhiger; die Videobandbreite wird auf „ $b = 10 \text{ Hz}$ “ eingestellt.

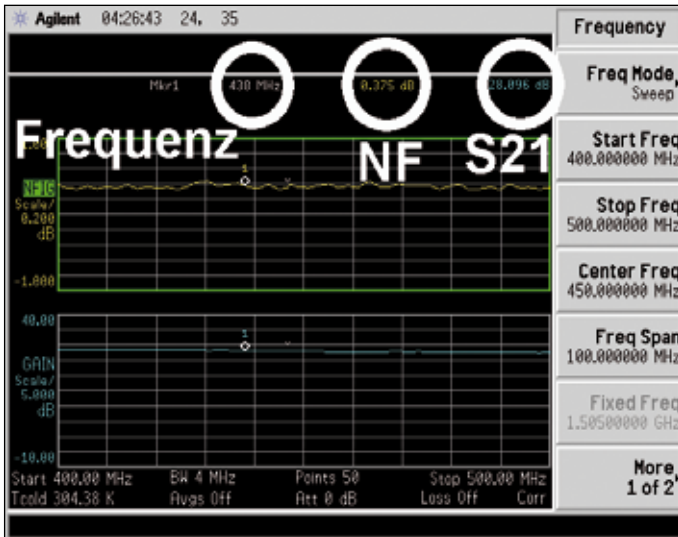


Bild 19:
Die Krönung ist natürlich das Ergebnis der Profi-Messung: eine Rauschzahl von 0,375 dB und eine Verstärkung von 28 dB mit nur einer Stufe bei 438 MHz ist der Lohn für die viele Mühe

c. Dieser Leuchtpunkt wird nun (mit Hilfe einer Lupe!) ganz genau in Bildschirm-Mitte zentriert.

d. Dann wird (wieder unter ständiger Kontrolle mit der Lupe!) mit der Hand der Rauschsender-Ausgangspegel solange erhöht, bis der Leuchtpunkt um genau 3 dB nach oben gewandert ist (...dabei wird die Anzeige des Rauschsenders NICHT berücksichtigt...).

e. Erst jetzt liest man den Rauschsender-Pegel ab und subtrahiert davon die 6 dB des Dämpfungsgliedes.

Hier kommt das spannende Ergebnis als Mittelwert aus 10 Messungen:

$$NF \text{ ca. } 0,38 \text{ dB}$$

Das passt zwar nicht zur Simulation, aber recht genau zum Eigenrauschen der 1,7 GHz-Version, die einen Wert von $NF = \text{ca. } 0,3 \text{ dB}$ bei 1 GHz aufwies.

6. Was sagt ein professioneller Messplatz dazu?

Über die eigenen Messergebnisse ist man ja richtig froh, aber wegen des betagten Messgeräteparks sollte mit modernster Ausstattung nachgeprüft werden, ob das seine Richtigkeit hat. Also musste sich mal wieder Uli Kafka (= Firma Eisch Elektronik, Ulm) abmühen.

Folgendes stand in seiner Ergebnis-Mail und der Vergleich mit den Bildern 14 bis 16 lohnt wirklich (nochmals: Danke, Uli!):

Bei $f = 438 \text{ MHz}$ liegt S11 zwischen -2,7 dB (für einen Eingangspegel von -20 dBm) und -2,5 dB (beim Eingangspegel „Null dBm“).

S22 = -21 dB mit dem Minimum bei $f = 438 \text{ MHz}$ (...leider wird der Bestwert der eigenen Messung mit -25 dB bei 430 MHz nicht erreicht).



Den genauen Verlauf von S21 (ca. 28 dB) und der Rauschzahl NF zwischen 400 und 500 MHz zeigt **Bild 19**. Sehr beruhigend ist darin der Wert von $NF = 0,375$ dB bei 438 MHz, denn er bestätigt überzeugend die Richtigkeit und Zuverlässigkeit der eigenen, oben beschriebenen Rauschmessung. Sie wird jedoch mit einem beträchtlich höheren Bedienungs-, Kalibrierungs- und Zeitaufwand erkauft...

S12 liegt dort, wo die Simulation es vorausgesagt (deutlich unter -40 dB) und die eigenen Messungen liefern dasselbe Ergebnis.

7. Zusammenfassung

Das Elektronik-Entwicklerleben ist voller Überraschungen und es gibt keine Gelegenheit zum gemütlichen Zurück-

lehnen. Das könnte man als Schlusssatz schreiben - aber die feine Übereinstimmung von Simulation und Musteraufbau tut doch sehr gut und stachelt zu neuen Taten an.

Da das so gut geklappt hat, wird jetzt eine 144 MHz-Version des Verstärkers angedacht. Mal sehen, was man sich da wieder so alles einfallen lassen muss...

8. 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, Seiten 213 bis 227

[2] Platinenhersteller in München:
www.aetzwerk.de

ANZEIGE