

Entwicklung eines Low Noise Amplifiers für 1GHz - 1,7GHz mit einer maximalen Rauschzahl von 0,4dB

von Gunthard Kraus, DG8GB

1. Überblick

Die Entwicklung hochwertiger integrierter Mikrowellen-Verstärkerbausteine (MMIC's) ist dauernd im Fluss und führt zu immer besseren Daten. Deshalb ist es reizvoll, damit einen LNA zu bauen, denn die Vorteile hören sich so an:

Eingang und Ausgang bereits für den 50Ω-Betrieb angepasst

Die Rauschzahlen sind nun auch bei tieferen Frequenzen (z. B. ab 500MHz) und beim Einsatz im 50Ω-System unter 0,5dB gesunken

Ein Einzelbaustein erzielt jetzt ca. 20dB an Verstärkung bis 2GHz

Wenig äußere Beschaltung nötig

Da auch hier der Satz „Keine Rose ohne Dornen“ gilt, sollte man um die Probleme wissen. Denn zur Erzielung dieser Werte gilt es, eine ganze Reihe von Aufgaben zu lösen:

Diese SMD-Bausteine sind nun winzig klein und ohne Anschlussfüße (...die hier verwendete Ausführung hat Abmessungen von 2mm x 2mm, aber 8 Anschlusspads plus Masse)

Jetzt ist der gemeinsame Masseanschluss des Chips in der Mitte der Gehäuse-Unterseite angeordnet und oft nicht mehr bis zum Gehäuserand geführt

Der Layout-Entwurf erfordert sehr hohe Aufmerksamkeit (= Leiterbahnen und Anschlusspads am IC typisch 0,25mm, maximal 0,5mm Breite)

Die zusätzlich erforderlichen SMD-Bauteile der äußeren Beschaltung dürfen die Größe 0603 (= 1,25 mm x 0,75mm) möglichst nicht mehr überschreiten

Die Grenzfrequenzen der Bausteine liegen in der Zwischenzeit so hoch, dass die Stabilitätskontrolle selbst beim Betrieb unter 1GHz unbedingt bis 10GHz vorgenommen und entsprechende Vorsorge getroffen werden muss

Die Arbeitspunkte müssen wegen der z. T. hohen Ströme (= oft über 50mA 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 0,25mm reduziert, um die Entstehung unerwünschter Modi bei den Signalen auf den Streifenleitungen zu verhindern. Damit können die vielen erforderlichen Durchkontaktierungen nicht mehr mit versilberten Hohlknoten vorgenommen werden.

Dieses Projekt ist für den Einsatz im 23cm-Band (= ca. 1300MHz) und zum Meteosat-Empfang bei 1691MHz vorgesehen. Deshalb wurden folgende Daten angestrebt und das Internet nach neuesten MMIC-Entwicklungen durchforstet:

Rauschzahl: maximal 0,4dB

Verstärkung (S21) ca. 20dB

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

Die Wahl fiel schließlich auf den Baustein „MGA-635P8“ der Firma Agilent-Avago, dessen Beschaffung sich als absolut unproblematisch erwies (...die Bauteile waren eine Woche nach der Online-Bestellung bei mouser.com im Haus) und auch der Preis (80 Euro für 25 Stück) erträglich.

2. Die Schaltungsentwicklung

Ausgangspunkte sind hierbei das Datenblatt des MMIC's, die herunter geladenen S-Parameter und zwei vom Hersteller bereitgestellte Application Notes für 2500MHz und 3500MHz [1] [2] [3]. In allen Fällen werden dieselbe Verstärker-Grundschiung und dasselbe Platinen-Layout eingesetzt. Lediglich die Bauteilwerte sind den unterschiedlichen Frequenzbereichen angepasst.

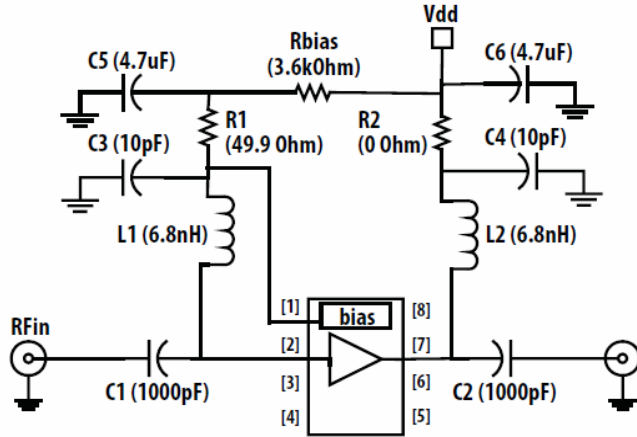


Figure 6. Demo Board Schematic Diagram

(Erläuterung:

mit sinkender Frequenz sinkt auch der Blindwiderstand von L1 (6,8nH), aber es steigt der Blindwiderstand von C3 (10pF). Also ist irgendwann allein R1 am Eingangspin aktiv.

Zusätzlich reduziert die Beschaltung mit der sehr kleinen Induktivität L2 = 6.8nH als Arbeitswiderstand der zweiten Stufe die Verstärkung bei sinkenden Frequenzen immer weiter bis auf Null.

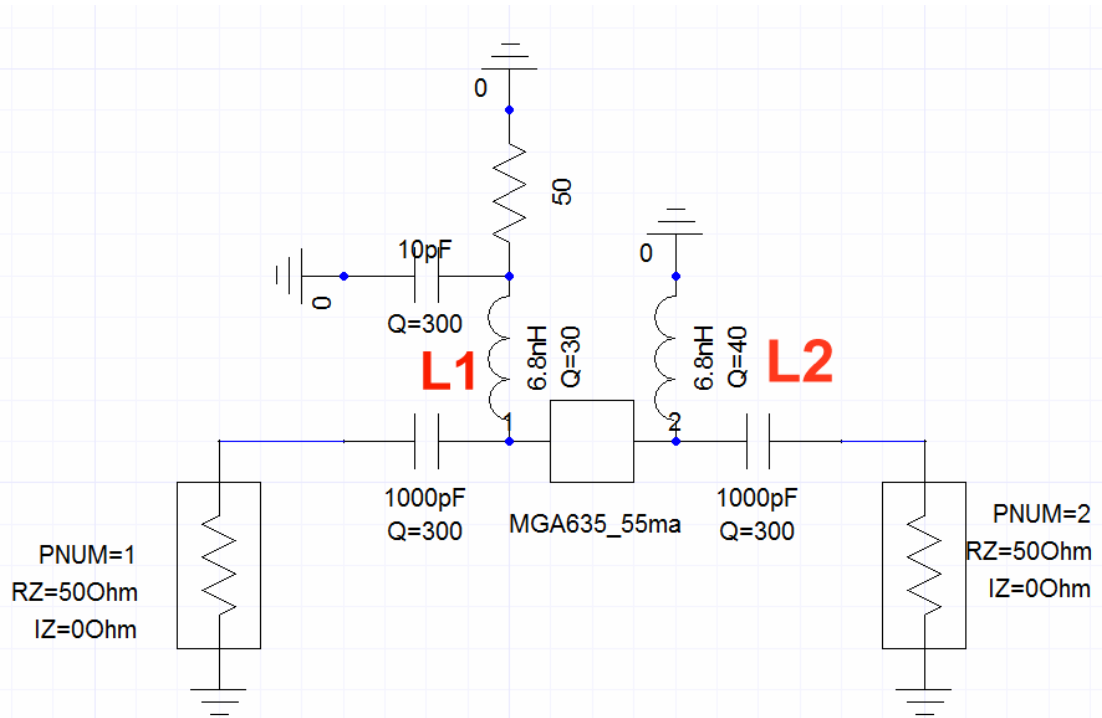
Der ebenfalls in der Schaltung eingetragene Widerstand R2 mit Null Ohm wurde ignoriert.

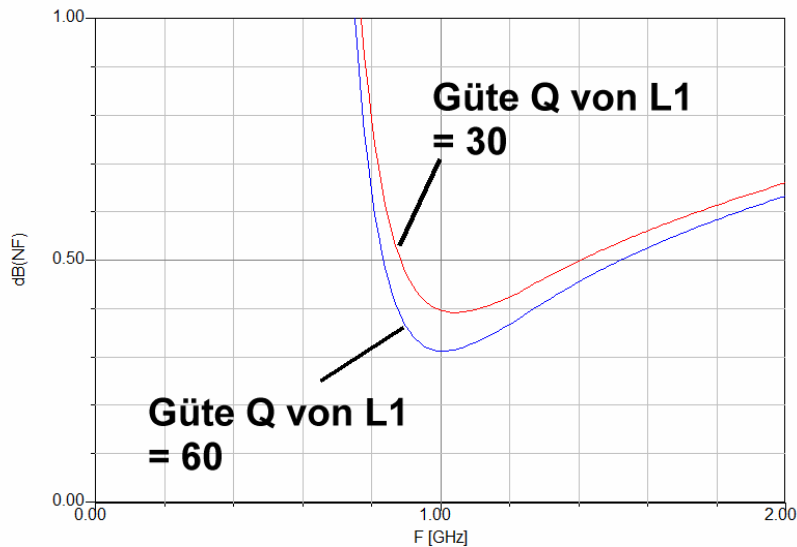
Doch nun zur Schaltung:

Sie arbeitet mit einer Versorgungsspannung von $V_{dd} = +5V$ und im Inneren des MMIC-Gehäuses befindet sich ein GaAs-pHEMT-Kaskodenverstärker. An Pin 1 wird über einen Vorwiderstand ($R_{bias} = 3,6k\Omega$) der gewünschte Arbeitspunkt von 55mA eingestellt.

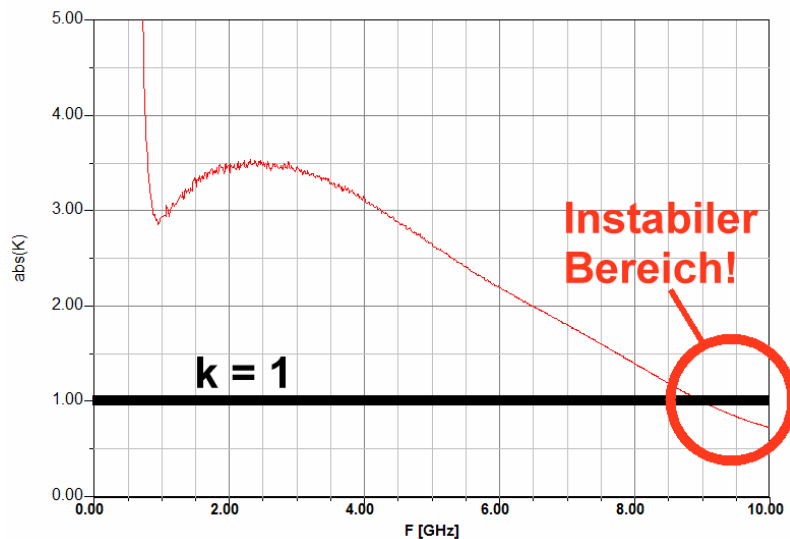
Ein großes Problem der HEMT-Bauteile ist die Stabilität bei tiefen Frequenzen -- also ihre Schwingneigung. Da hilft man sich mit einem einfachen Trick: man sorgt dafür, dass mit abnehmender Frequenz immer mehr der Zusatzwiderstand R1 mit etwa 50Ω am Eingangspin 2 wirksam ist und so ein Schwingen verhindert wird.

Vor der Weiterentwicklung wurde die obige Schaltung mit dem Ansoft Designer SV untersucht. So sieht das dazu eingegebene Simulationsschaltbild aus:

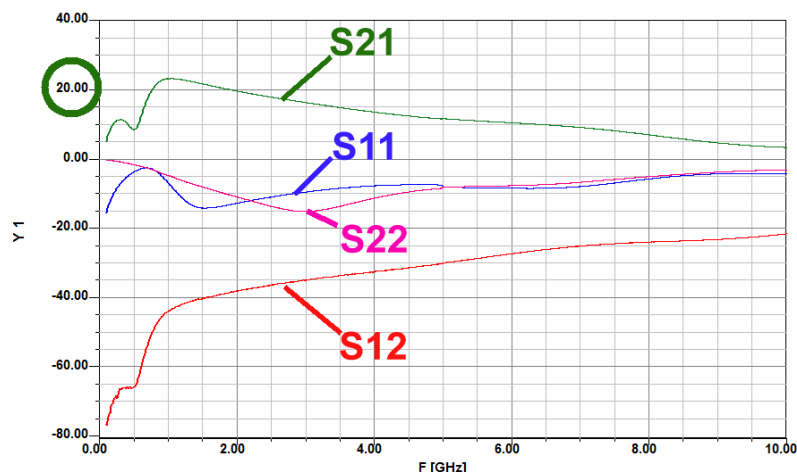




Zuerst wird die Rauschzahl „NF in dB“ simuliert und gleichzeitig der Einfluss der Güte von $L1 = 6,8\text{nH}$ ermittelt (in beiden untersuchten Fällen bleibt jedoch NF unter $0,6\text{dB}$). Man sieht, dass das Rauschen im gewünschten Frequenzbereich von $1,3$ bis $1,7\text{GHz}$ noch reduziert werden muss, um die Vorgaben zu erfüllen.

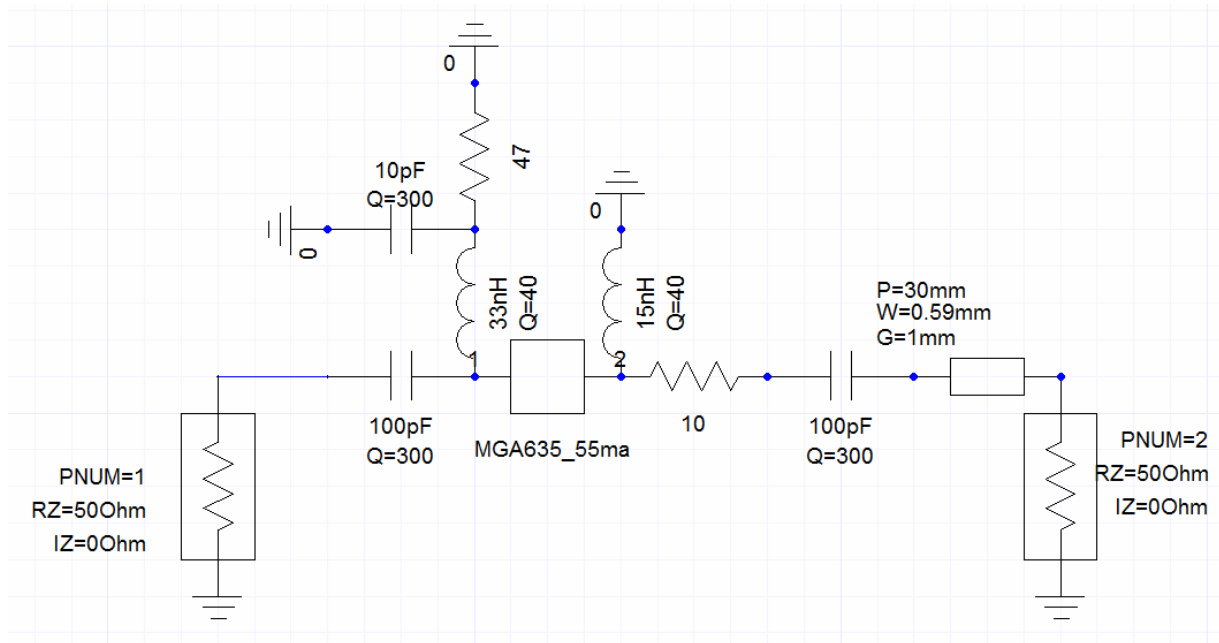


Dann interessierte natürlich die Stabilität bis 10GHz und da zeigt sich, dass man hier auch etwas tun muss...



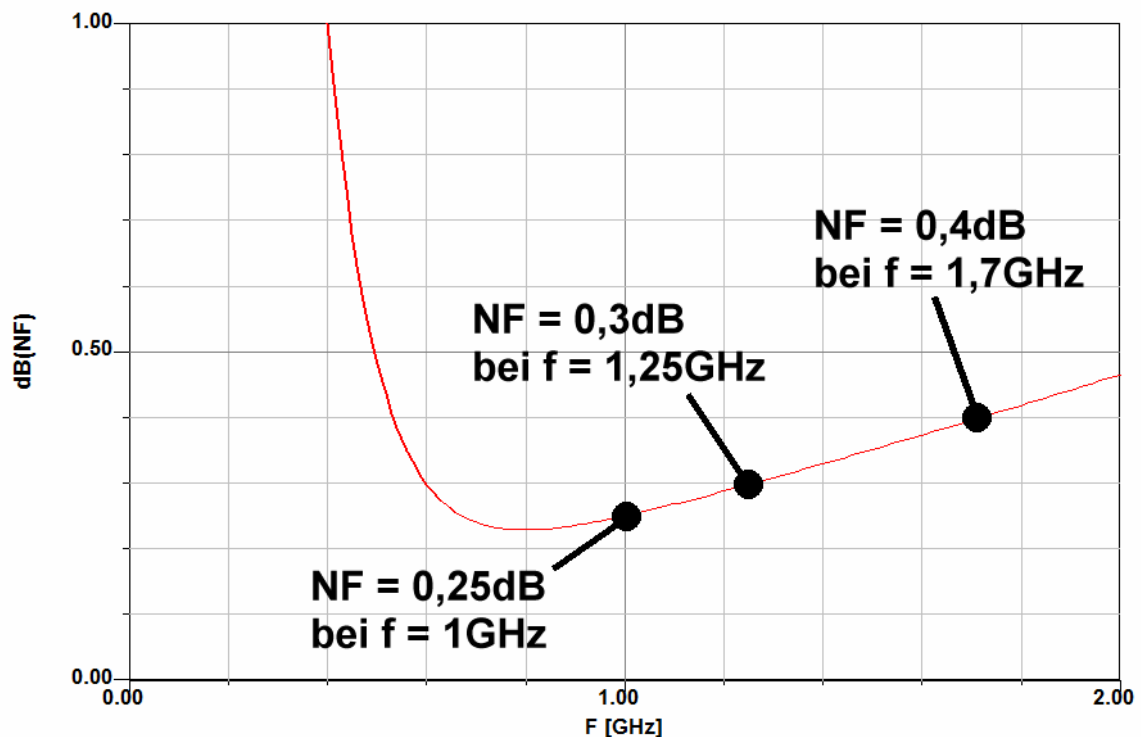
Aber die S-Parameter sehen gut aus -- $S21$ ist zwischen 1GHz und fast 2GHz größer als 20dB .

Nun wurde nun die Schaltung dem Frequenzbereich von 1 bis 10GHz angepasst. Das erfolgte durch **schrittweise Vergrößerung der Werte für $L1$ und $L2$ unter Beachtung der Simulationsergebnisse für die Rauschzahl „NF in dB“**. Der angestrebte Wert von $0,4\text{dB}$ wurde mit $L1 = 33\text{nH}$ / $L2 = 15\text{nH}$ erzielt und die ausreichende Stabilität bei $9 \dots 10\text{GHz}$ ergab in bekannter Weise ein kleiner Zusatzwiderstand mit 10Ω in der Ausgangsleitung (...aber nahe beim Output-Pin des MMICs angebracht). Die Verstärkung (= $S21$) sank dadurch etwas, aber die Forderung von 20dB bei $1,7\text{GHz}$ wurde nicht unterschritten.

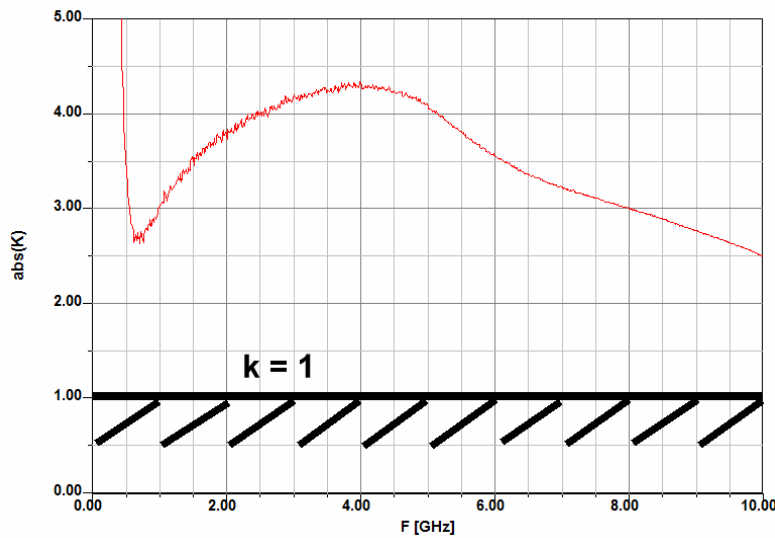


Auch die beiden Koppelkondensatoren C1 und C2 (am Eingang und Ausgang) sind verkleinert, um die untere Grenzfrequenz anzuheben. Die **Ausgangs- Microstrip-Leitung** (korrekt: „Grounded Coplanar Waveguide“ mit einer Leiterbreite von 0,59mm, einem Gap von 1mm auf jeder Seite und einer Länge von 30mm) durfte in der Simulation nicht fehlen und das ergab das endgültige Simulationsschaltbild.

Damit wurden folgende Rauschdaten als letztes Simulationsergebnis erreicht:

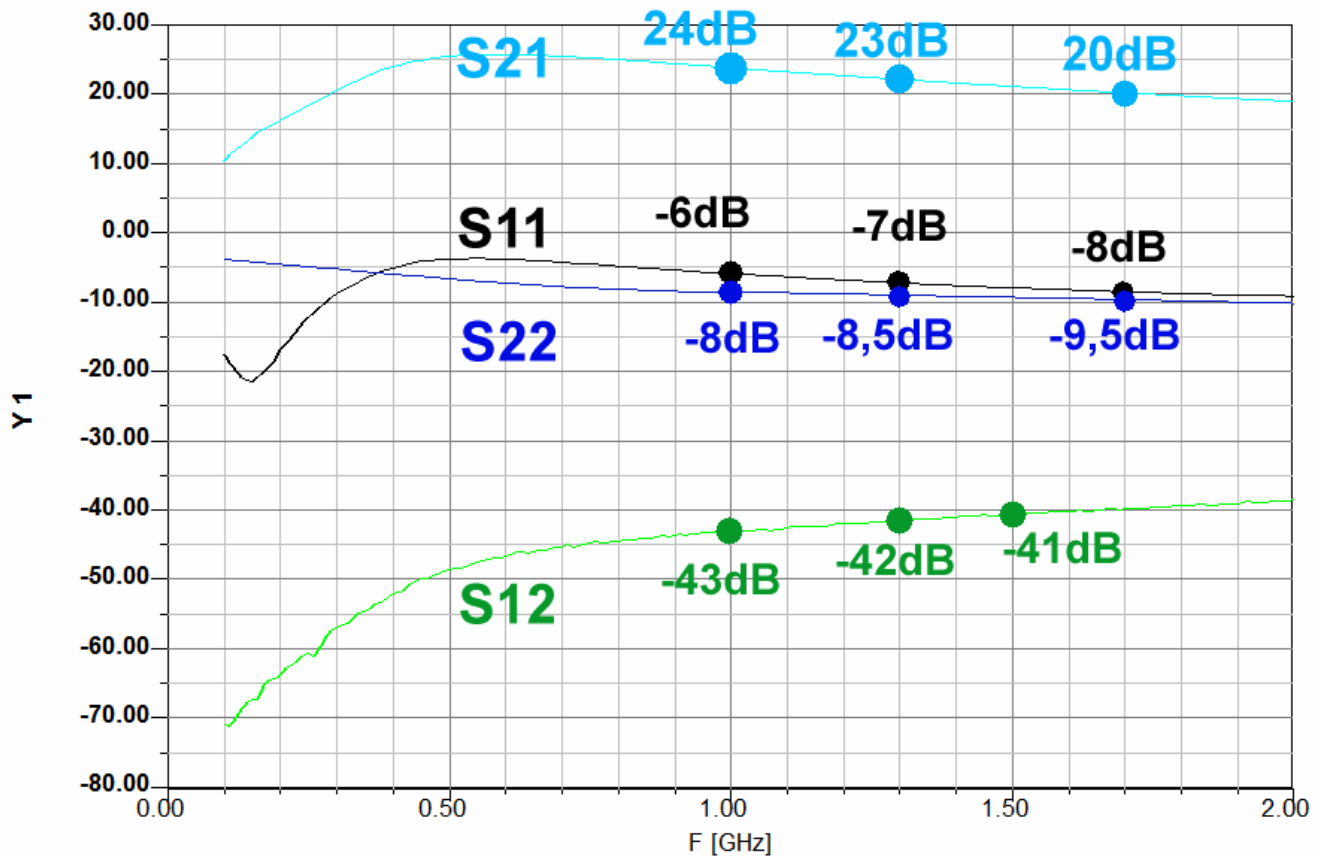


Das tut gut....

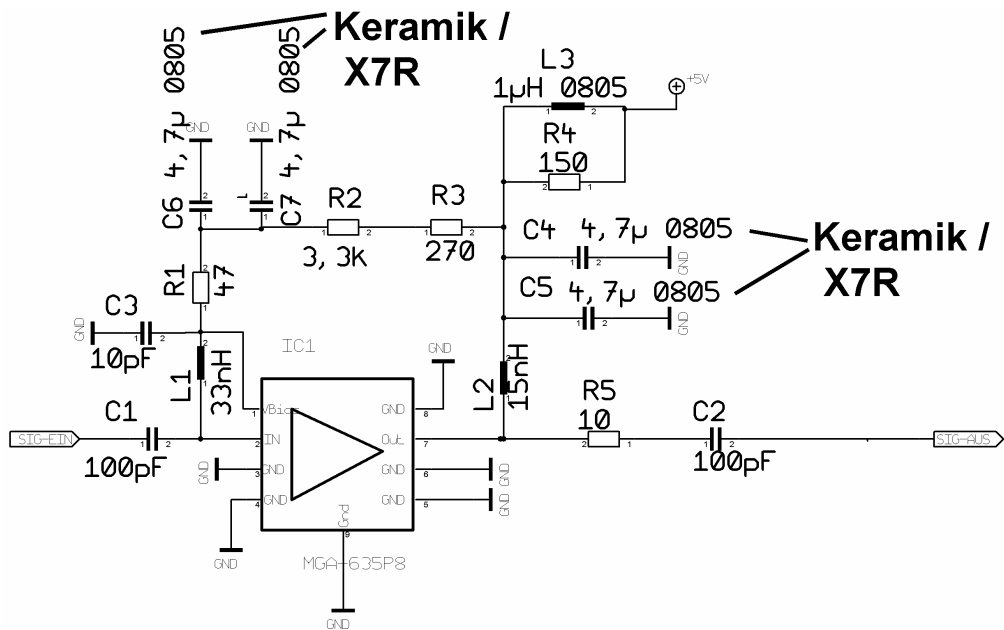


Auch die geforderte Stabilität
 (= k ist größer als 1 bis 10GHz)
 ist nun kein Thema mehr.

Hier noch die simulierten S-Parameter:

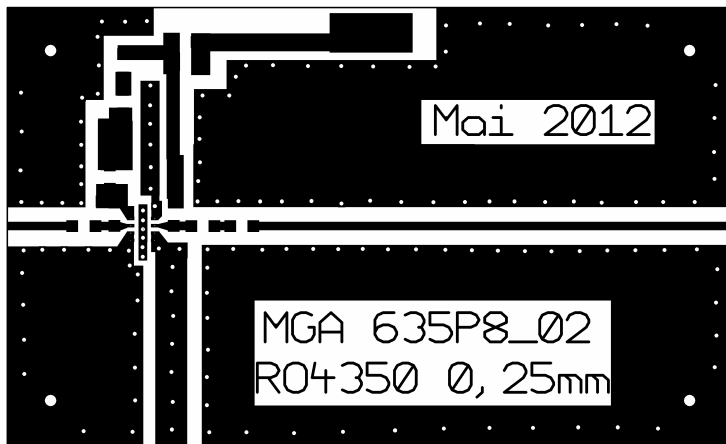


Die praktische Schaltung wurde gegenüber dem Agilent-Vorschlag modifiziert -- die endgültige Version sieht so aus:



Alle nicht gekennzeichneten Bauteile: Größe 0603

Damit ging es an den Platinenentwurf (Werkstoff: Rogers RO4350B, beidseitig mit 35µm Cu-beschichtet, Platinendicke = 10mil = 0,254mm). Die Außenmaße betragen 30mm x 50mm.



Gut zu erkennen ist links die kurze Eingangs-Streifenleitung bis zum DC-Trennkondensator vor dem Input-Pin des MMIC.

Die Ausgangs-Streifenleitung ist 30mm lang und beide Leitungen sind als „Grounded Coplanar Waveguide“ mit einer Leiterbreite von 0,59mm und einem beidseitigen „Gap“ von je 1mm ausgeführt. Diese Werte lieferte der kostenlos in der „Ansoft Designer SV“ – Software integrierte Leitungcalculator.

Der zentrale Masse-Anschluss an der Unterseite des MMICs erforderte eine

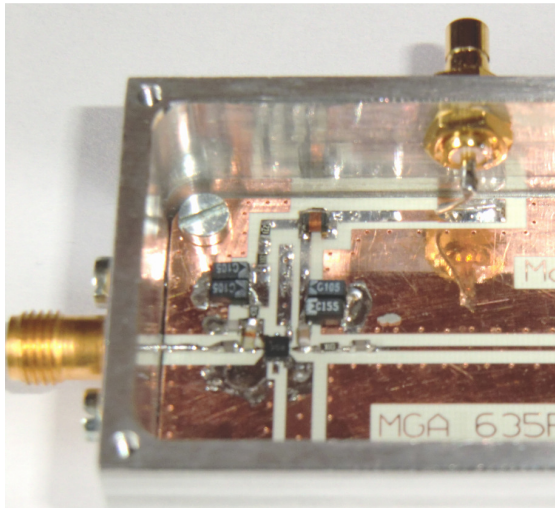
eigene streifenförmige, nur 0,6mm breite, Masse-Insel mit 6 Durchkontaktierungen, die im Bild gut zu erkennen ist. Alle übrigen Masse-Inseln sind sorgfältig voneinander getrennt und jeweils mit genügend Durchkontaktierungen versehen (...wer diese Spielregel mit den getrennten Inseln samt vielen Durchkontaktierungen nicht beherzigt, der bringt sehr schnell die Schaltung zum Schwingen. Aber eigentlich ist das ein alter Hut: es handelt sich dabei schlicht und einfach um die auch bei tiefen Frequenzen empfohlene „Sternpunkt-Erdung“).

Übrigens: alle Durchkontaktierungen weisen einen Durchmesser von 0,3mm auf.

3. Der Prototyp

Da musste man sich erst mal den Kopf zerbrechen, denn bei der geringen Platinendicke von 0,25mm fällt die bisher immer daheim vorgenommene Durchkontaktierung mit versilberten Hohlnieten weg. Also blieb nur der Weg über eine professionell gefertigte und durchkontaktierte Leiterplatte und das ist teuer. Erst muss ein Gerber-Plot erstellt (= 1 Mausklick im Programm „Target“) und an den PCB-Hersteller gemailt werden, dann läuft das von selbst seinen Gang. Leider hat man als „Grundlast“ gleich mal die so genannten „Einrichtungskosten“ und eine Mindestbestellmenge von 4 Stück wegen

der Mindest-Platinengröße für die Produktion. Sehr gut und kooperativ lief das aber beim „Ätzwerk München“ ab (Homepage: www.aetzwerk.de), denn die haben sogar das passende Leiterplattenmaterial (RO4350B mit 0,254mm Dicke) an Lager. Aber: selbst ein „Minimalauftrag“ zum Niederhalten der Kosten ergab (incl. PCB-Material) eine Rechnung von 235 Euro für 4 Platinen.... Noch eine Bemerkung zum Leiterplattenmaterial: normalerweise ist für diesen Zweck „RO4003“ von Rogers der preisgünstigste und verlustarme Standardwerkstoff. Aber: er ist nicht „flammhemmend“, wenn es brennt und das wird immer mehr zur Vorschrift. Deshalb erhielt er entsprechende Zusatzstoffe und heißt dann „**RO4350B**“. Dadurch änderten sich auch seine elektrischen Daten etwas (ϵ_r steigt leicht, aber auch die Verluste werden höher. Bei 10GHz gilt: loss tangent $lt = 0,0027$ für RO4003 und 0,0037 für RO4350. Bei 2,5GHz findet man dagegen: $lt = 0,0021$ bzw. 0,0031).



Die Bestückung mit den Bauteilen der Größe 0603 funktioniert natürlich nur noch mit ruhiger Hand unter einer Stereolupe oder einem passenden Mikroskop (Siehe [4]), und ohne SMD-Lötpaste in einer Injektionsspritze geht es nicht mehr ab. Sie wird in winzigen Mengen mit einem spitzigen Skalpell an den Lötstellen angebracht.

Außerdem ist eine schmale temperaturgeregelte Lötkolbenspitze mit 0,8mm ... 1,5mm Breite nötig, denn bei einer Kantenlänge von 2mm und 4 Anschlüssen auf jeder Seite des MMIC's hat man es mit Leiterbahn- und Anschlusspad-Abmessungen sowie einem gegenseitigem Pin-Abstand von 0,25mm zu tun.

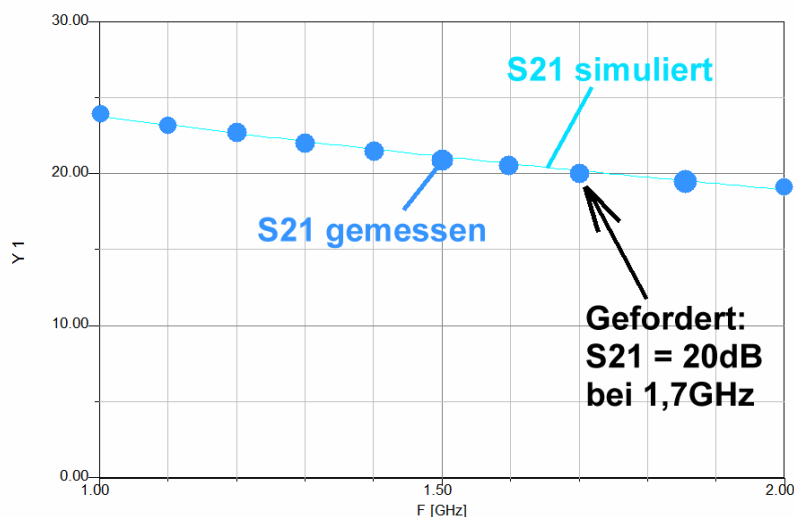
Und so sieht das Ergebnis nach dem Einbau in ein gefrästes Alugehäuse (Außenmaße = 35mm x 55mm) aus.

Oben im Bild ist die SMB-Buchse zu erkennen, über die eine Versorgungsspannung von +5V zugeführt wird.

Für das Eingangs- und Ausgangssignal kommen spezielle SMA-Buchsen zum Einsatz, bei denen der Mittelleiter bereits abgeflacht ist (= ergibt den gewünschten reflektionsarmen Übergang vom runden Innenleiter innerhalb der Buchse zur flachen Microstrip-Leitung auf der Platine.

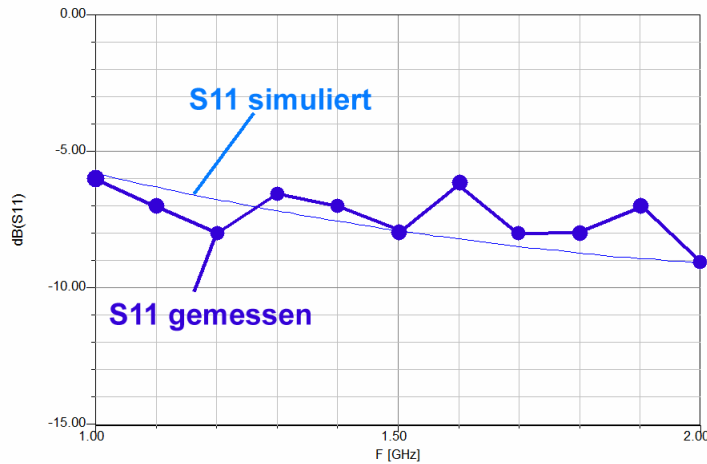
Unterhalb der Leiterplatte wurde noch ein selbst gefertigtes Aluminiumblech mit genau passender Dicke unterlegt, um die Microstrip-Leitung bis zum abgeflachten Mittelleiter der Buchse anzuheben und so eine korrekte und spannungsfreie Lötverbindung zu ermöglichen (...ein Tipp: das ist unbedingt nötig, denn es ist nicht möglich, am Pin der Buchse etwas zu biegen. Dieser dünne Pin und die flache Fahne brechen sofort und blitzschnell....).

4. S-Parameter-Messungen am Prototyp

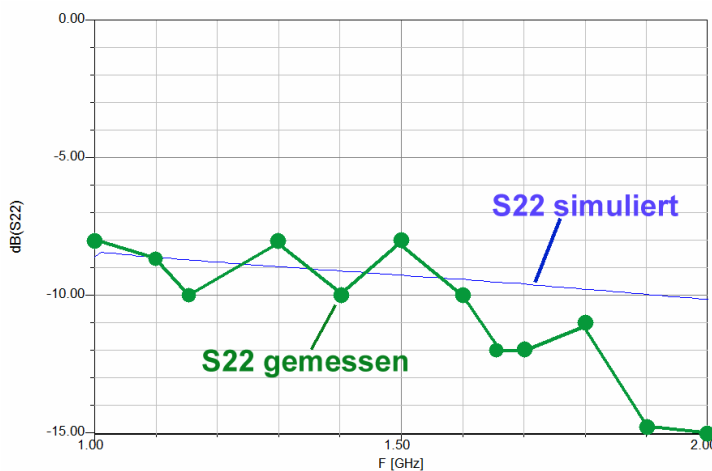


Sie erfolgten mit dem altbewährten Vektor-Analyzer (hp8410) und dem zugehörigen S-Parameter-Test-Set (hp8745A), wobei jedoch bei der S21-Messung ein 20dB-Dämpfungsglied vor den Eingang des Prüflings geschaltet wurde, um Übersteuerung zu vermeiden.

S21 folgt genau der Simulation.



S11 schlängelt sich um den Simulationsverlauf herum

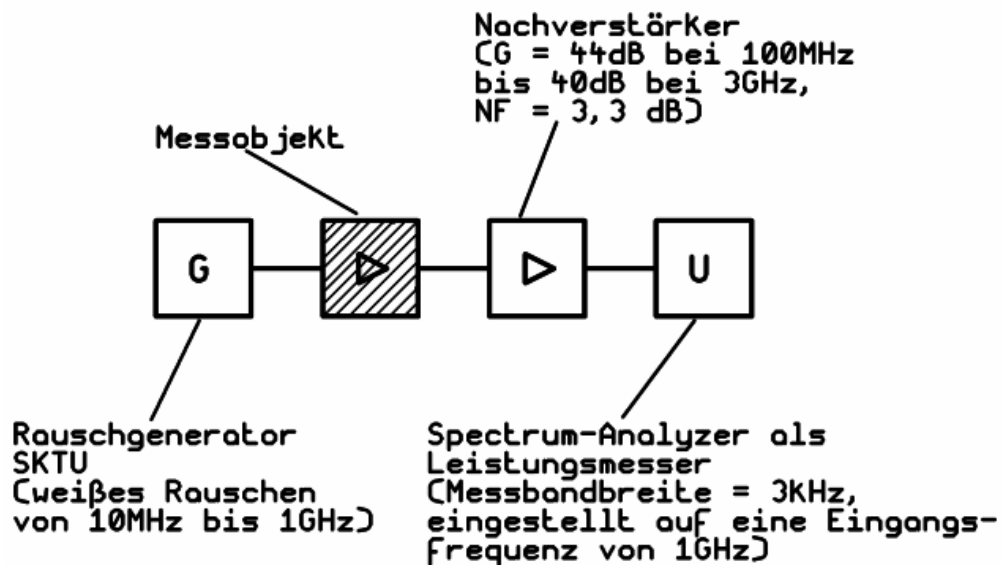


S22 ist ab 1,5GHz besser als erwartet

S12 wurde schließlich zu ca. -44dB im Bereich von 1.....2GHz bestimmt und ist damit etwas kleiner als der simulierte Wert zwischen -43dB und -40dB.

5. Das Rauschen

Bei der erwarteten und sehr kleinen Rauschzahl von maximal 0,4dB war es für die vorhandene „Heimwerker-Ausrüstung“ schon sehr schwierig, überhaupt etwas zu messen. Trotzdem wurde ein Versuch gewagt und dazu folgender Aufbau für die Frequenz $f = 1 \text{ GHz}$ zusammengestellt:



So sieht diese Maschine in der Praxis aus. Dabei „sweept“ der Analyser nicht, sondern ist als reiner Messempfänger mit einer Bandbreite von 3 kHz genau auf die Frequenz $f = 1$ GHz eingestellt.



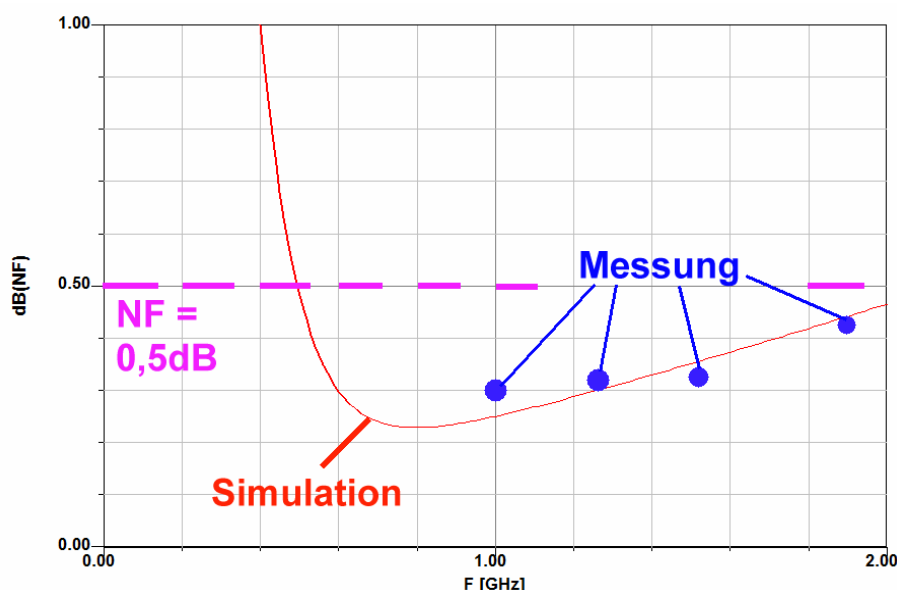
Jetzt wurde der Ausgangspegel des Rauschsenders solange vergrößert, bis sich die am Analyser angezeigte Rauschleistung verdoppelt hat (= Leistungsanstieg um 3dB bzw. Spannungsanstieg um den Faktor 1,41). Dann ist das Eigenrauschen des Verstärkers gleich groß wie die zusätzlich vom Rauschsender gelieferte Leistung und die Rauschzahl NF in dB (oder der Rauschfaktor als lineares Verhältnis) kann am Instrument

des Senders SKTU abgelesen werden.

Mehrere Messungen ergaben Werte des Rauschfaktors irgendwo zwischen 1,1 und 1,2. Das entspricht einer „Noise Figure“ (= NF) des Verstärkers zwischen 0,4 und 0,8dB -- aber wegen des sehr geringen Zeigerausschlags beim SKTU kann dieses Ergebnis nur als unverbindlicher Hinweis betrachtet werden. Doch es stimmt wenigstens die Größenordnung.

Der Einfluss des nachgeschalteten Zusatzverstärkers kann wegen der hohen Verstärkung des Messobjektes (= 24dB bei 1GHz) vernachlässigt werden. Eine Kontrollrechnung (= „Cascaded Noise Figure“) ergab deshalb einen Anstieg bei NF um nur 0,02dB durch diese folgende Stufe...

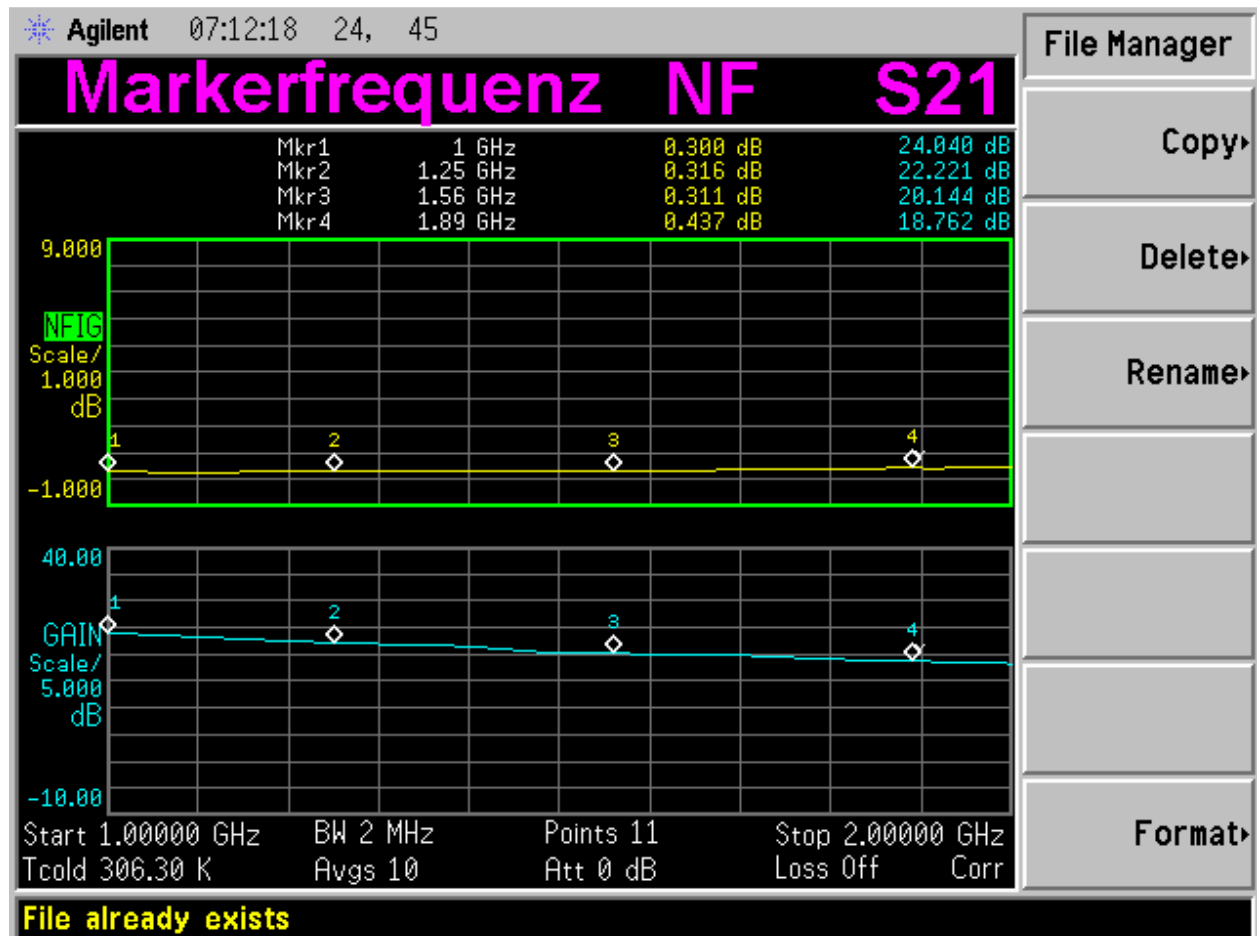
Für noch genauere Messungen ist man deshalb -- wie immer -- auf die Hilfe von Freunden angewiesen, denen moderne Rauschmessplätze mit hoher Auflösung und Genauigkeit zur Verfügung stehen.



Und einer dieser Freunde (= Ulli Kafka mit seiner Firma „Eisch-Kafka“ in Ulm) bereitete dann mit diesem Ergebnis sowie der Einstufung als „hervorragender Verstärker“ dem Referenten eine große Freude.

Die gemessene Rauschzahl bleibt nämlich tatsächlich bis 1,7GHz unter 0,4dB.

Da bleibt nur übrig, „Gott sei Dank“ zu sagen und allen Mitwirkenden zu danken.
 Zum Abschluss folgt noch die Email mit dem Originalausdruck der Rausch- und S21-Messung, der für gehobene Stimmung sorgte -- besonders, wenn man die darin angegebene „Kalt-Temperatur“ (Tcold) mit 306,3K, also mit etwa +33 Grad Celsius bei der Messung bedenkt....



Für die Spezialisten noch ein Nachtrag aus dem Datenblatt des MGA-635P8 für I = 55mA bei 2,5GHz:

Output IP3	=	+35,9dBm
P1dB_out	=	+22dBm

Wenn man da anfängt, über die Möglichkeiten und Eigenschaften einer zweistufigen Version nachzudenken.....Platz auf der Platine wäre ja genug.....

Tettngang, im Juli 2012
 Gunthard Kraus

Literatur:

- [1]: **Datenblatt und S-Parameter-Files des MGA-635P8** aus der Homepage von Avago Technologies
- [2]: Application Note von Avago: **“MGA-635P8 GaAs ePHEMT MMIC 2.5 GHz Low Noise Amplifier with Superior Noise and Linearity Performance”**
- [3]: Application Note von Avago: **“MGA-635P8 GaAs ePHEMT MMIC 3.5 GHz Low Noise Amplifier with Superior Noise and Linearity Performance“**
- [4]: Bernd Kaa: **„Anleitung zum Löten von SMD-ICs mit 0,5 mm Pin-Abstand“**. UKW-Berichte 2 / 2011, Seite 99 bis 104.