



Gunthard Kraus, DG 8 GB

Praxisprojekt: Rauschfaktor-Messungen mit älteren Spektrum-Analysatoren, Teil 2

Fortsetzung aus UKW-Berichte 3 / 2007

4.2. Der Vorverstärker

4.2.1. Vorgehen bei der Entwicklung

Es wird pro Verstärkerstufe ein modernes MMIC mit mindestens 20 dB Verstärkung und einer oberen Grenzfrequenz von wenigstens 2,5 GHz verwendet. So können außer den unteren Amateurfunkbändern auch andere interessante Bereiche wie „GPS“, „Meteosat“ oder das 13-cm-Amateurfunkband abgedeckt werden. Die Sache muss natürlich absolut stabil und schwingfrei sein, was bereits bei der Simulation zu kontrollieren und sicher zu stellen ist.

Funktioniert das alles, werden in einem passenden langen Gehäuse drei solcher Baugruppen in Reihe geschaltet, um auf die geforderte Mindestverstärkung von 60 dB zu kommen. Dass dabei umfangreiche Sicherheitsmaßnahmen zur Un-

terdrückung der Schwingneigung nötig sind, ist unvermeidlich.

Die Entscheidung fiel schließlich auf den Breitband-Baustein ABA-52563 von AGILENT, dessen Datenblatt so beginnt:

Agilent ABA-52563: 3,5 GHz Broadband Silicon RFIC Amplifier

Features:

- Operating frequency: DC ~ 3.5 GHz
- 21.5 dB gain
- VSWR < 2.0 throughout operating frequency
- 9.8 dBm output P1dB
- 3.3 dB noise figure
- Unconditionally stable
- Single 5V supply (Id = 35 mA)

4.2.2. Entwicklung des einstufigen Verstärker-Prototyps

Dazu braucht man die S-Parameter, aber die sind leider nur als Tabelle im

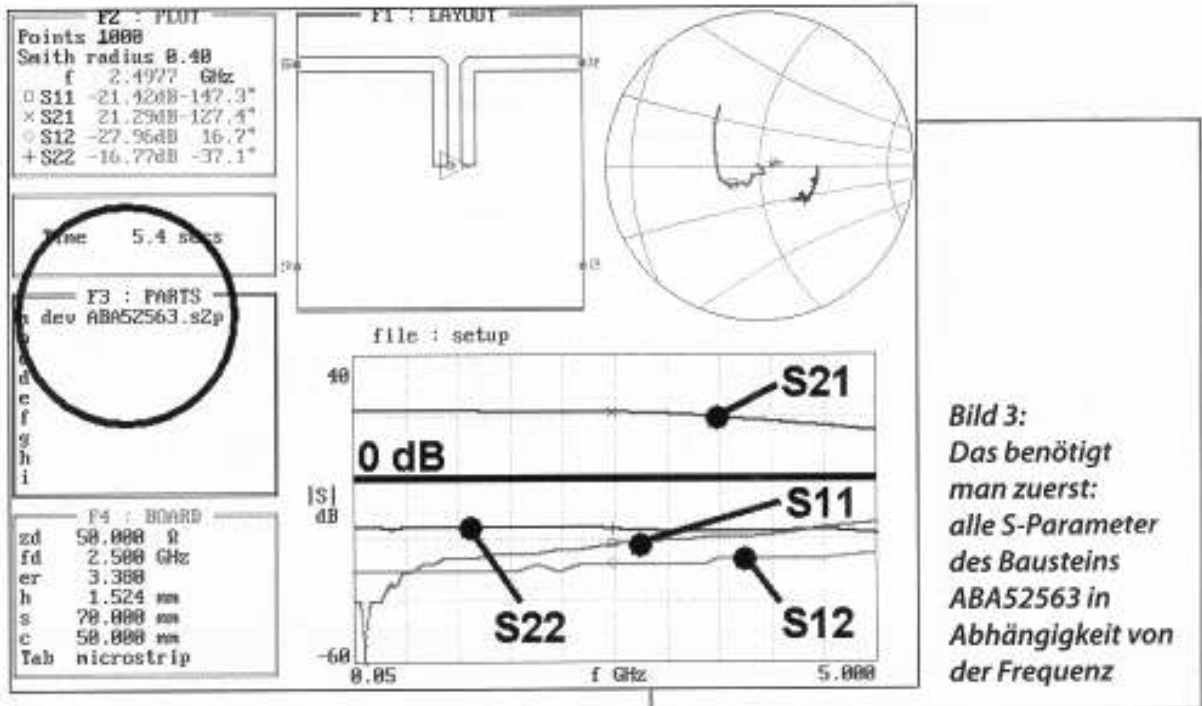
Datenblatt abgedruckt. Also muss man sie herauskopieren, Unnötiges herauslösen, alles in die geforderte S2P-Form bringen und das Ganze als „ABA52563.s2p“ im Projekt speichern: **Tabelle 1**.

Das Ergebnis der ersten PUFF-Simulation, nur mit den obigen S-Parametern, zeigt

Bild 3 (...geht mit PUFF eben deutlich schneller als mit dem ANSOFT Designer SV...). Das Ergebnis sieht gut aus: im vorgesehenen Frequenzbereich von 500 bis 2500 MHz ist S21 = ca. 21 dB praktisch konstant, während S11 und S22 unterhalb der Linie mit -15 dB verlaufen.

I ABA-52563 S PARAMETERS				
#	ghz	s	ma	r 50
0.05	0.01	146.6	12.10	-2.6
0.10	0.01	134.0	12.11	-4.8
0.20	0.01	-40.6	12.16	-9.6
0.30	0.01	-53.2	12.19	-14.5
0.40	0.02	-56.7	12.19	-19.5
0.50	0.03	-141.5	12.26	-24.8
0.60	0.03	-128.1	12.24	-29.8
0.70	0.04	-127.5	12.21	-34.9
0.80	0.04	-126.7	12.18	-39.8
0.90	0.05	-123.9	12.16	-44.7
1.00	0.05	-125.0	12.13	-49.7
1.20	0.05	-123.4	12.10	-59.6
1.40	0.06	-127.4	12.05	-69.4
1.60	0.06	-133.8	12.04	-79.6
1.80	0.06	-136.7	12.00	-89.8
2.00	0.07	-142.5	11.94	-100.4
2.20	0.07	-143.9	11.87	-111.2
2.40	0.08	-146.1	11.75	-121.9
2.60	0.09	-148.4	11.56	-133.2
2.80	0.09	-149.5	11.33	-144.5
3.00	0.10	-152.7	10.95	-156.1
3.20	0.10	-158.7	10.51	-167.5
3.40	0.11	-163.2	9.97	-178.7
3.50	0.11	-167.6	9.67	175.9
4.00	0.12	165.9	8.25	150.6
4.50	0.16	138.3	6.98	126.3
5.00	0.19	122.8	5.71	105.0
5.50	0.25	112.3	4.85	86.7
6.00	0.30	99.3	4.14	70.4
			0.03	0.3
			0.03	-0.3
			0.03	0.1
			0.03	1.2
			0.03	2.4
			0.03	1.0
			0.03	3.1
			0.03	4.3
			0.03	6.1
			0.03	7.4
			0.03	11.7
			0.03	10.8
			0.03	12.4
			0.03	13.0
			0.04	14.7
			0.03	14.3
			0.04	16.7
			0.04	16.2
			0.04	17.3
			0.04	15.6
			0.04	15.8
			0.04	15.6
			0.04	15.5
			0.05	16.0
			0.05	12.0
			0.05	12.7
			0.06	9.5
			0.07	6.0
			0.07	1.0
			0.15	-2.4
			0.15	-5.1
			0.15	-9.6
			0.15	-13.0
			0.14	-15.7
			0.15	-15.7
			0.15	-17.6
			0.15	-20.3
			0.15	-22.5
			0.15	-24.2
			0.15	-26.4
			0.15	-29.4
			0.15	-32.4
			0.15	-35.3
			0.15	-37.8
			0.15	-38.3
			0.15	-37.8
			0.15	-37.3
			0.14	-36.9
			0.14	-36.4
			0.13	-35.9
			0.13	-35.4
			0.13	-34.9
			0.13	-34.6
			0.13	-33.4
			0.14	-37.1
			0.12	-48.4
			0.12	-63.0
			0.11	-83.5

Tabelle 1: Die S-Parameter des RFICs ABA-52563 von AGILENT



Deshalb geht es gleich mit **Bild 4** weiter, denn da sieht man links die als Layout realisierte praktische Schaltung. Daran fällt

natürlich die umfangreiche Siebung der Betriebsspannung auf, aber da zwischen HF-Ausgang und Versorgung nur die 33

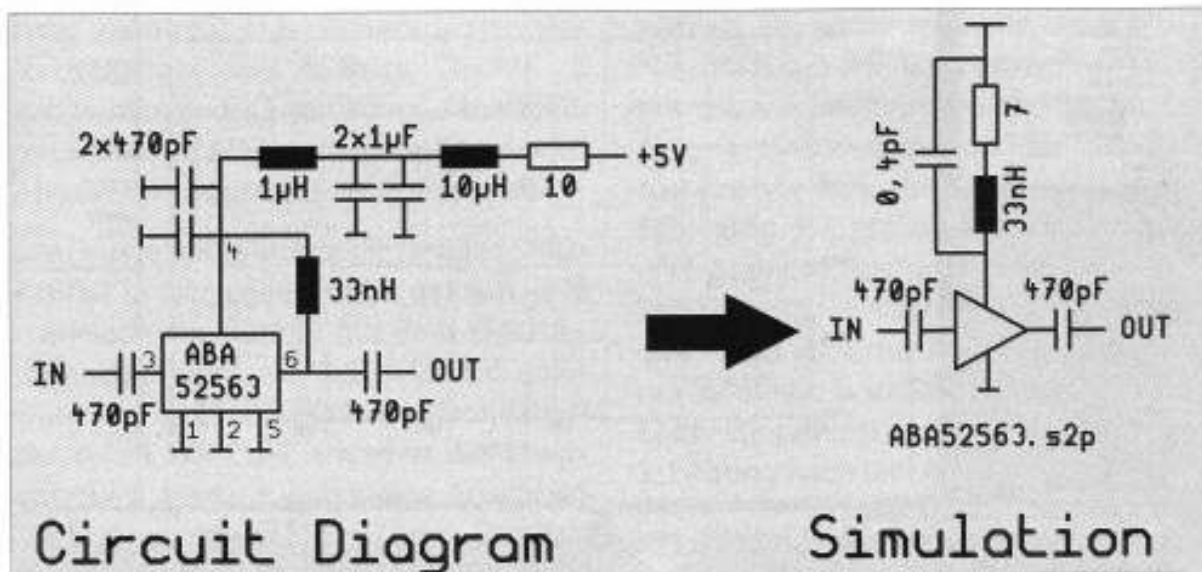


Bild 4: So wird aus der kompletten, praktisch realisierten Schaltung das Simulationsschaltbild gewonnen

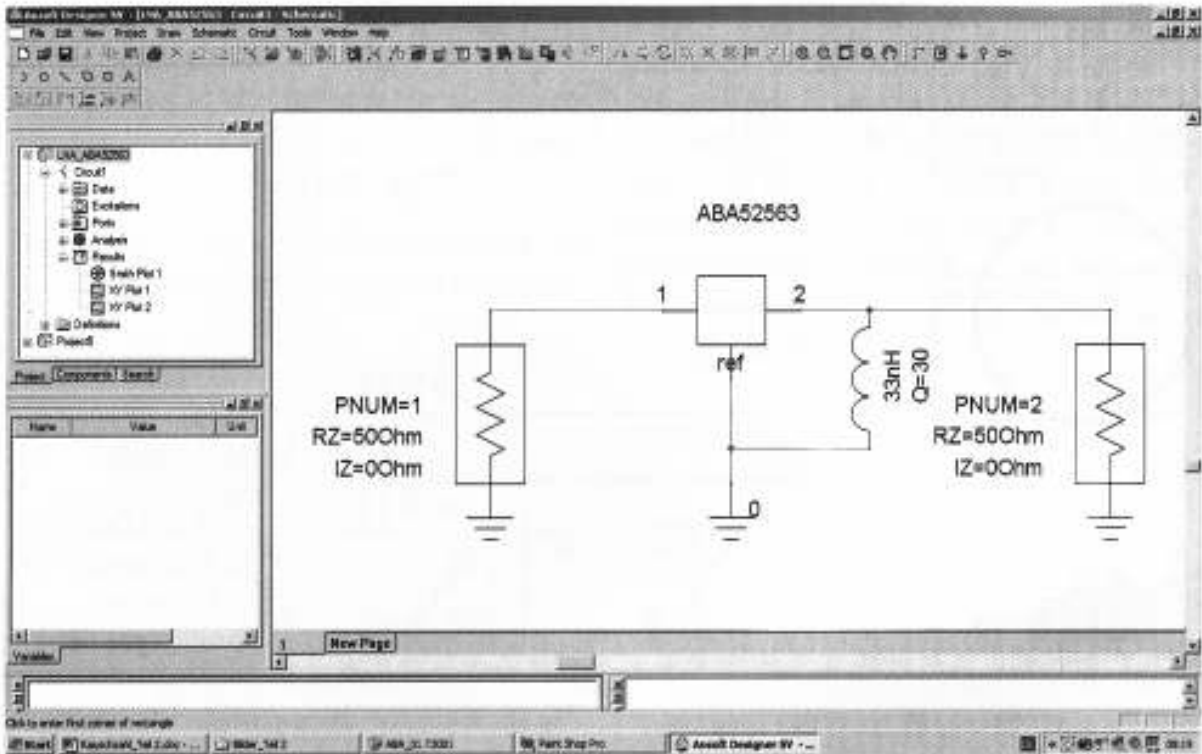


Bild 5: ANSOFT Designer Simulation: die 33 nH-Drossel wird dabei durch ein eigenes Modell beschrieben

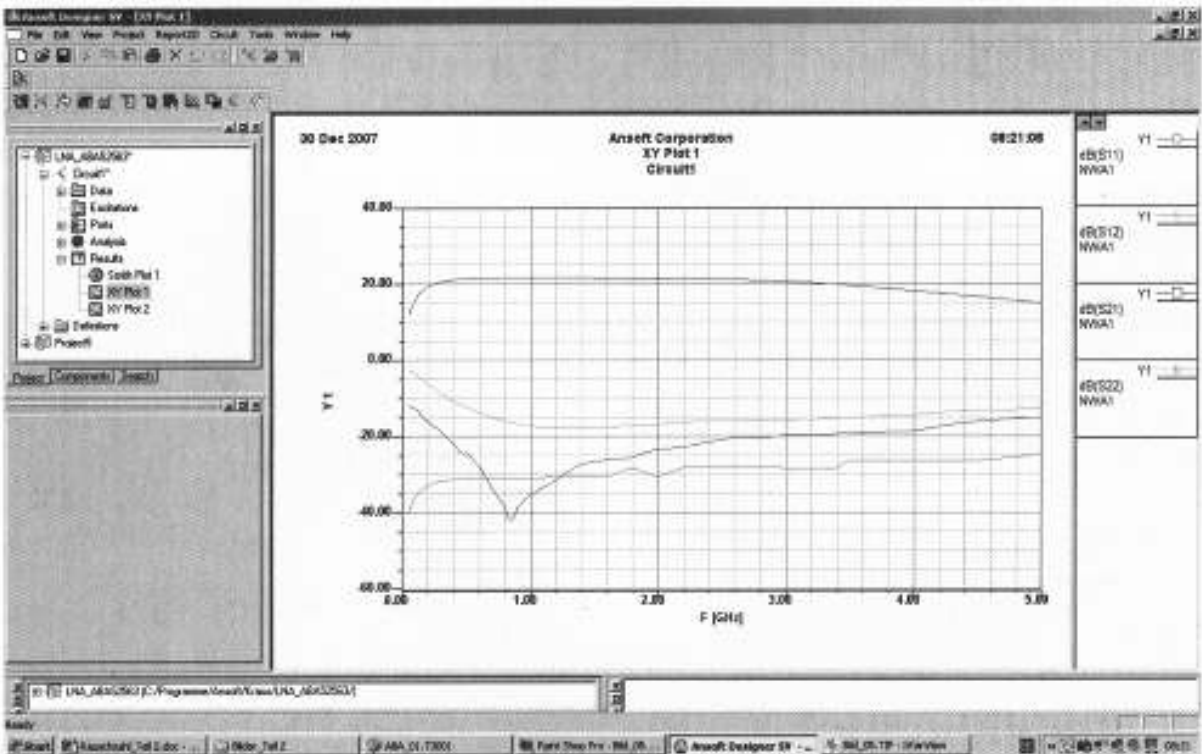


Bild 6: Die S-Parameter-Verläufe der Schaltung mit der realistisch modellierten Drossel bieten keine böse Überraschung

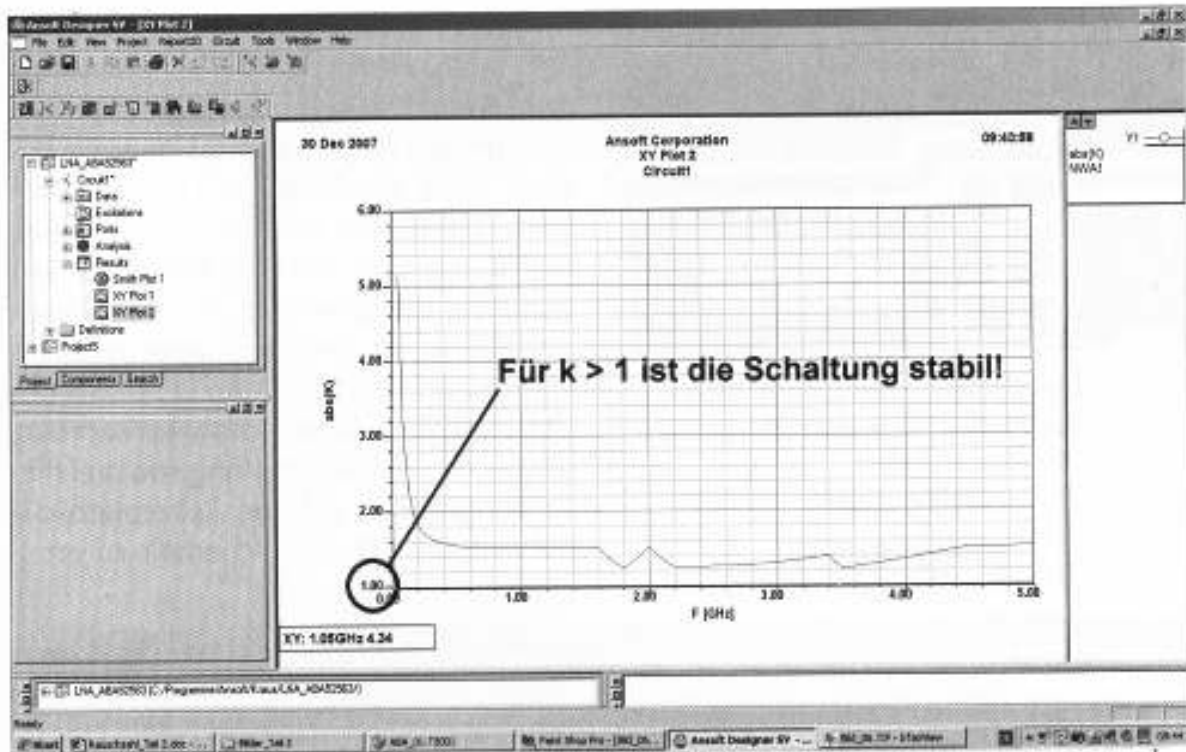


Bild 7: Es gibt keine Probleme mit der Stabilität!

nH-Drosselspule liegt, hätte man vor allem bei tiefen Frequenzen sofort jedes Rauschen, das über die Versorgungsleitung ankommt (z.B. Eigenrauschen des Netzteils) auf dem Ausgang. Rechts im Bild sieht man das Simulations-Schaltbild, mit dem die CAD-Programme (PUFF oder ANSOFT Designer SV) zufrieden sind.

Die Drosselspule wurde als fertiges SMD-Bauteil in der Größe 0805 gekauft und man sollte sie korrekt mit ihrer Eigenresonanzfrequenz von 1,5 GHz und einer Güte von 30 bei 1 GHz in der Simulation darstellen. Bei PUFF erfordert das etwas Vorarbeit beim zugehörigen Ersatzbild (Reihenwiderstand ESR = 7 Ohm, Parallelkapazität = 0,4 pF), beim ANSOFT Designer SV geht es dagegen viel nobler zu: es gibt dieses Bauteil als „Chip Inductor“

mit Einstellmöglichkeiten für die einzelnen Daten und man kann sogar unter drei unterschiedlichen Darstellungsarten wählen. Ein weiterer Grund dafür, PUFF nur noch als „HF-Taschenrechner“ zum schnellen Austüfteln grundsätzlicher Lösungen einzusetzen und die ausführliche Analyse bzw. Fertigungsentwicklung der Schaltung (bis hin zur Rauschsimulation und Stabilitätskontrolle) mit dem ANSOFT Designer vorzunehmen. Deshalb gibt es ab jetzt nur noch „Designer“-Bilder zu sehen und **Bild 5** zeigt nun den Editor-Bildschirm für die Simulation der Schaltung nach Bild 4.

Der Verlauf der S-Parameter für den vorgesehenen Frequenzbereich von 500 MHz bis 2500 MHz ist in **Bild 6** dargestellt. Wie zu erwarten war, gibt es keine

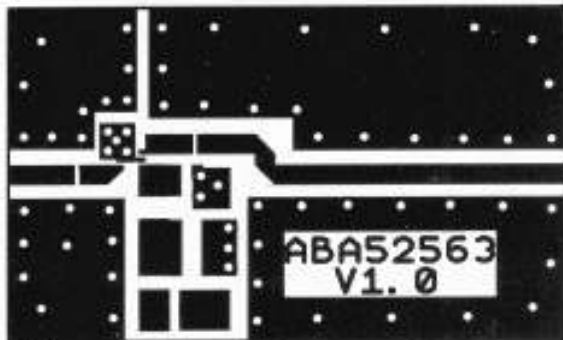


Bild 8: Das Layout der 30mm x 50mm großen Platine (Unterseite mit durchgehender Massefläche)

„bösen“ Überraschungen und der Verstärkungsabfall bei tiefen Frequenzen (unter 300 MHz) ist wegen des dort abnehmenden Blindwiderstandes der Drosselinduktivität unvermeidlich.

Nachdem auch die Stabilitätskontrolle (Bild 7) erfolgreich verlief, wurde die erste Versuchsplatine auf zweiseitig beschichtetem Rogers RO4003-Material mit einer Dicke von 32MIL = 0,82 mm realisiert. Das Layout für eine Platinengröße von 30 mm x 50 mm stellt Bild 8 dar; wer sich über die scheinbar unnötige Länge der Platine im Verhältnis zum geringen Platzbedarf der Schaltung wundert: das ist bereits eine der Vorsorgemaßnahmen, um bei der Reihenschaltung von drei dieser Baugruppen auf einer Leiterplatte die notwendige Schwingsicherheit zu erreichen.

Doch nun noch ein weiterer Tipp zum Thema „Stabilität“. Wer schon derartige Schaltungen entwickelt hat, weiß um den

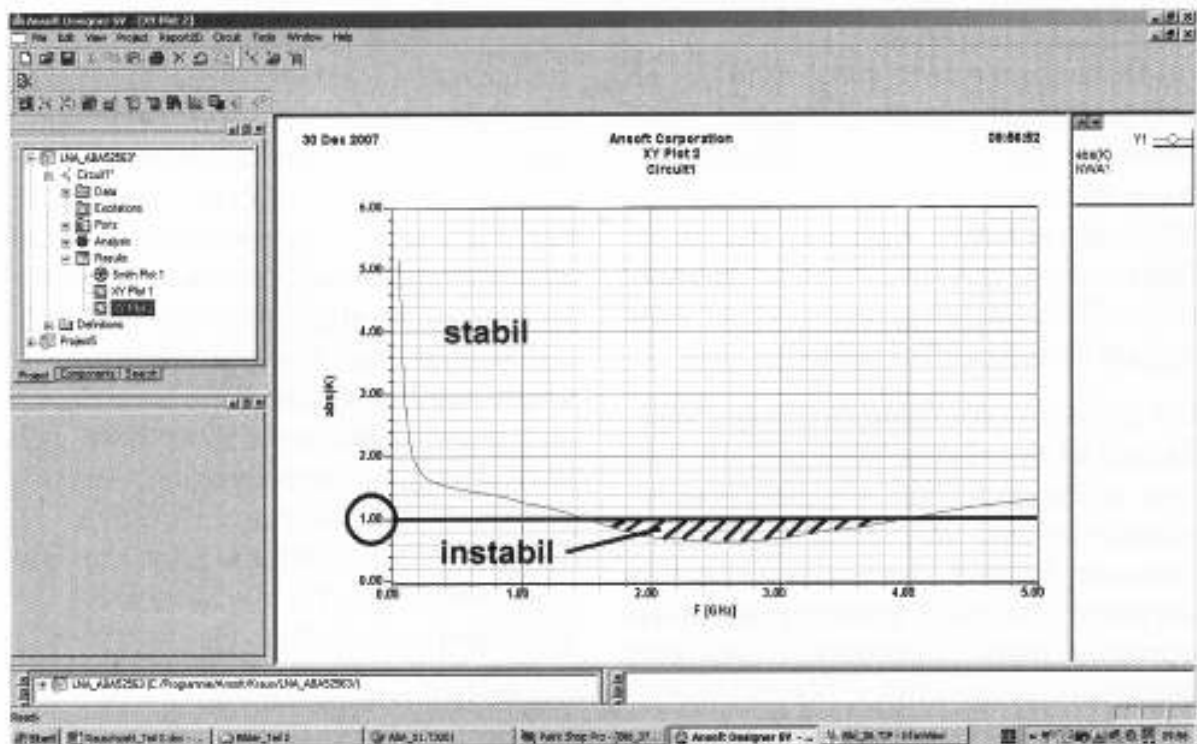


Bild 9: Da kommt man ins Grübeln: 0,2 nH bei der Durchkontaktierungsinduktivität machen die Schaltung schon unbrauchbar

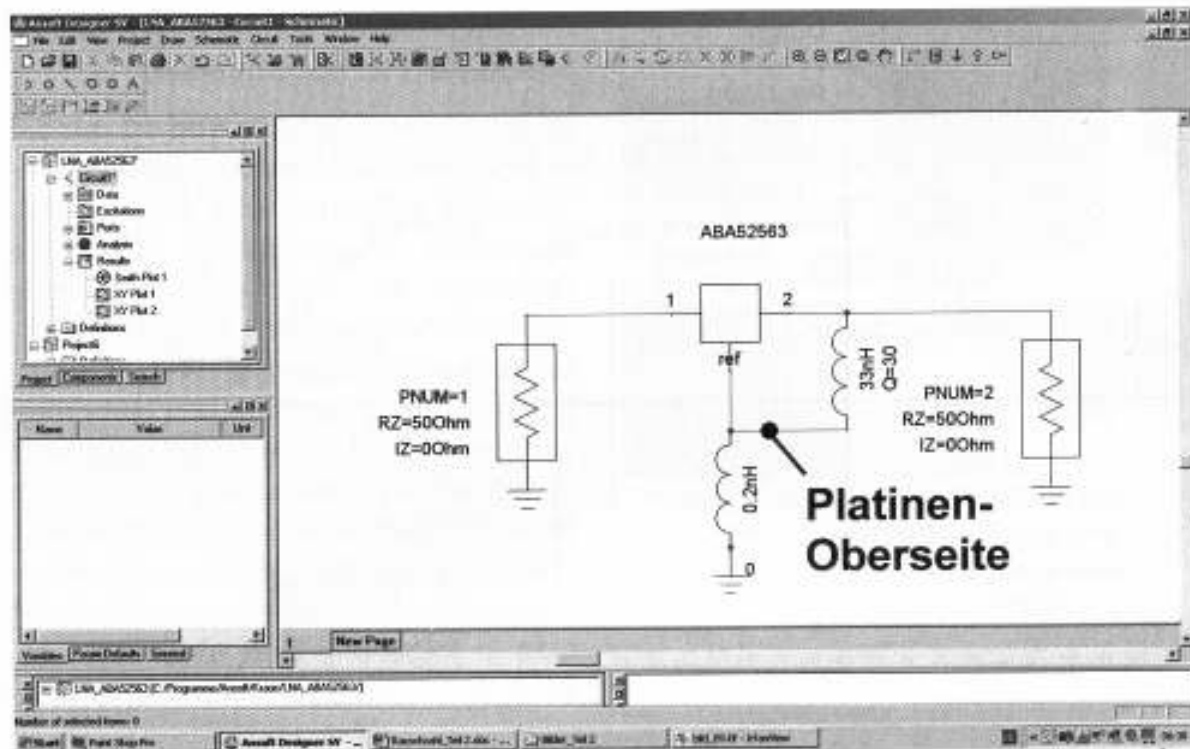


Bild 10: Diese Simulation ergab Bild 9

äußerst kritischen Einfluss der Durchkontaktierungen bei den Pins 1, 2 und 5 beim ABA2563. Wenn man deren Eigeninduktivität nicht so klein wie möglich hält, gibt es sofort massive Probleme und **Bild 9** zeigt das Simulationsergebnis für „k“ bei einer Induktivität nur 0,2 nH zwischen dem Referenzpunkt des MMICs (= Pin 1 / 2 / 5) und der Massefläche.

Die zugehörige Simulationsschaltung ist in **Bild 10** abgebildet. Dabei ist zu beachten, dass das untere Ende der Chip-Induktivität am Ausgang auf jeden Fall auf der Platinen-OBERSEITE (über 2 hochwertige, parallelgeschaltete SMD-Keramik Kondensatoren) geerdet wird und deshalb ebenfalls an Pin 1 / 2 angeschlossen werden muss.

Allerdings ist das Simulationsergebnis niederschmetternd: schon bei diesem sehr kleinen Wert von 0,2 nH der Durchkontaktierungsinduktivität könnte die Schaltung nicht mehr verwendet werden, da sie schwingen wird! Deshalb sieht man in **Bild 11** mit Hilfe einer starken Vergrößerung des Platinenlayouts, wie so etwas verhindert wird: möglichst viele Durchkontaktierungen, die möglichst nahe an den Pins abgesetzt werden, reduzieren durch ihre Parallelschaltung die Gesamtinduktivität soweit, dass man unter der Gefahrgrenze bleibt. Letztendlich genau so wichtig ist das Auftrennen der Massefläche auf der Oberseite in einen Eingangs- und einen Ausgangsteil. Beide sind jeweils über eine ausreichende Anzahl von Durchkontaktierungen mit der

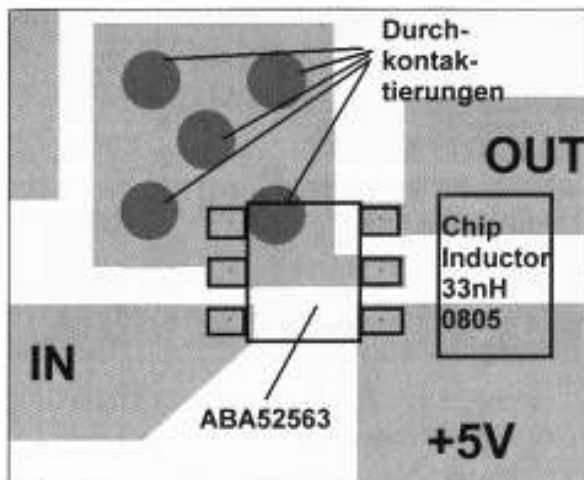


Bild 11: Das ist das Rezept zur Verminderung der unerwünschten Durchkontaktierungs-Induktivität

durchgehenden Massefläche auf der Unterseite der Platine verbunden.

Jetzt ist es aber Zeit für **Bild 12** mit der in ein gefrästes Aluminiumgehäuse eingebauten Schaltung und es macht sicher keine Schwierigkeiten, darauf die Positionen der verschiedenen Bauteile des Stromlaufplanes zu lokalisieren (Bitte genau hinschauen: die Versorgungsspannung wird sorgfältig geschirmt über ein Koaxialkabel zu der an der Längsseite angebrachten SMB-Buchse geführt, um Einstreuerungen jeder Art zu unterbinden). Spannend werden dagegen die Messergebnisse des Prototyps - diese findet man in folgenden **Bild 13** bis **Bild 16**. Es ist sehr erfreulich, dass mit dem Netz-

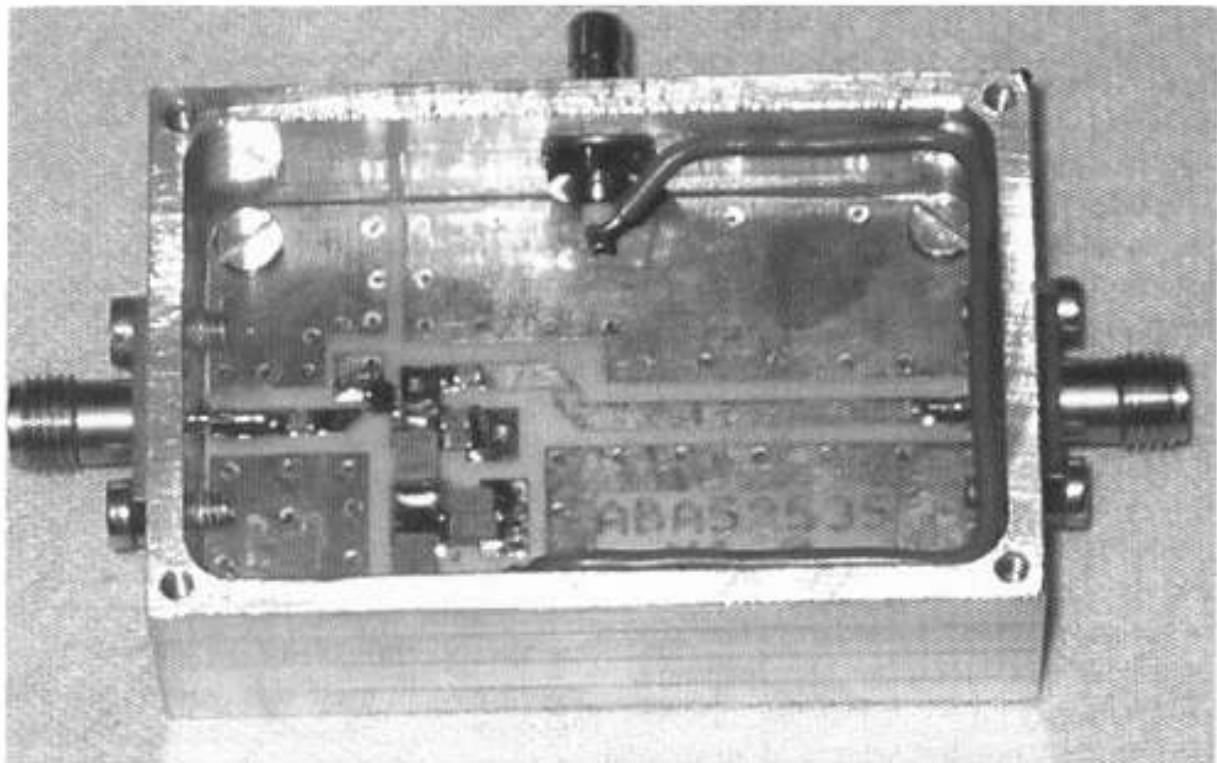
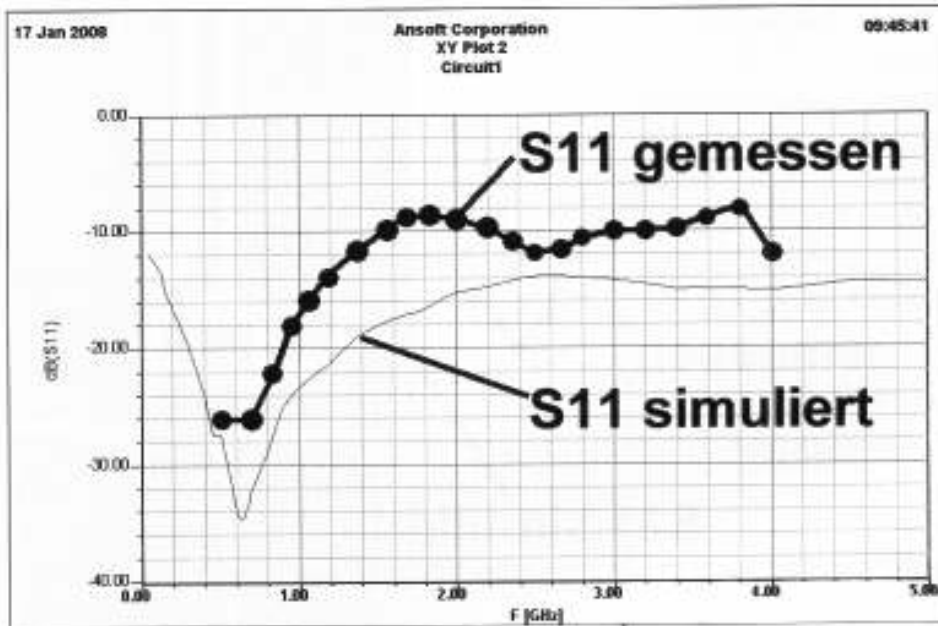


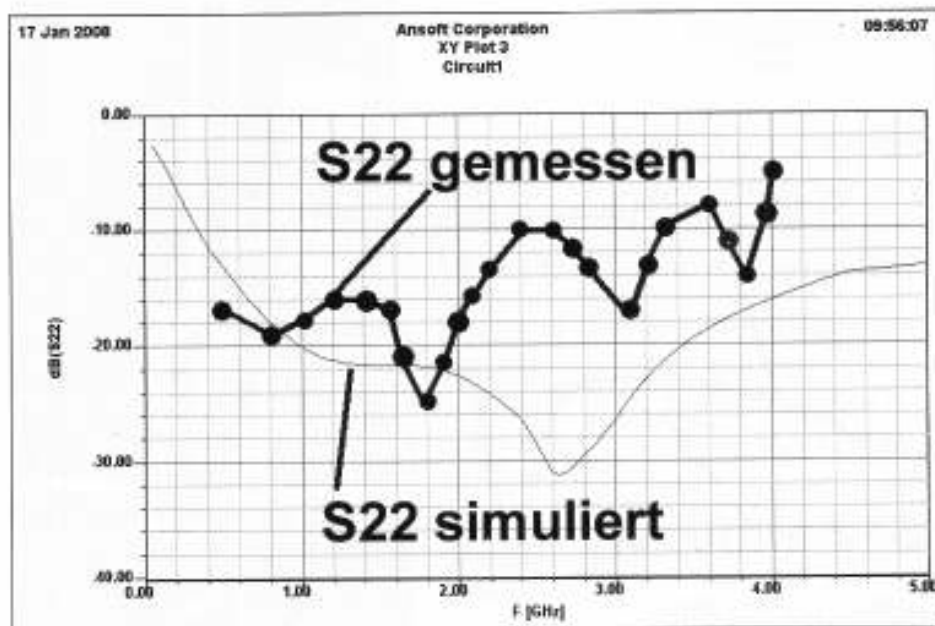
Bild 12: Die betriebsfertige Schaltung, in ein gefrästes Aluminiumgehäuse eingebaut. An der Längsseite ist die SMB-Buchse für die Spannungsversorgung zu sehen



*Bild 13:
 Das ergibt
 sich bei der
 Eingangs-
 Reflektion S11...*

werk-Analysator (hp8410 mit S-Parameter-Measuring-Set hp 8746B für 0,5 bis 12,4 GHz und Sweep-Oszillator hp 8690 mit Einschub hp 8699 von 0,1 bis 4 GHz) die Voraussagen so schön bestätigt wer-

den können. Allerdings wurde hier der umgekehrte Weg beschritten: es wurden einfach mehrere Fälle mit unterschiedlichen Durchkontaktierungsinduktivitäten simuliert und anhand des S21-Verlaufes



*Bild 14:
 ... und so sieht
 es am
 Ausgang mit
 S22 aus*

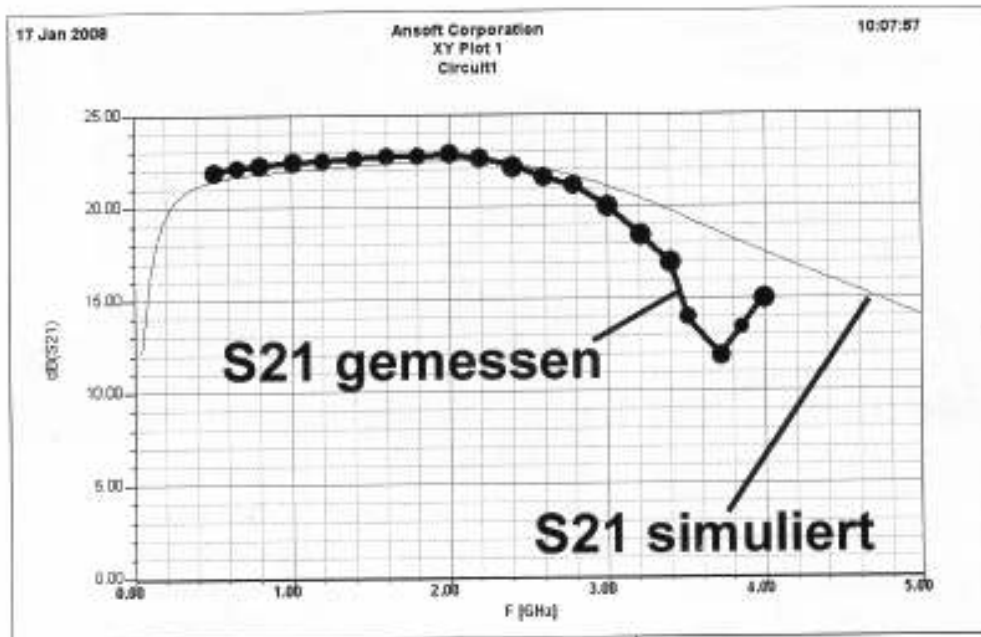


Bild 15: Der Verstärkungsverlauf, ausgedrückt durch S_{21} , ist hier sehr schön ...

festgestellt, dass ein Wert von 0,07 nH die beste Übereinstimmung mit den Messungen liefert.

Um jedoch die Ursachen für die unvorhergesehenen „Schlenker“ speziell bei

den Verläufen für die hohen Frequenzbereiche zu finden, müsste die Simulation noch wesentlich erweitert und verfeinert werden. Offensichtlich sind hier Eigenresonanzen im Spiel, und die echten Mikro-

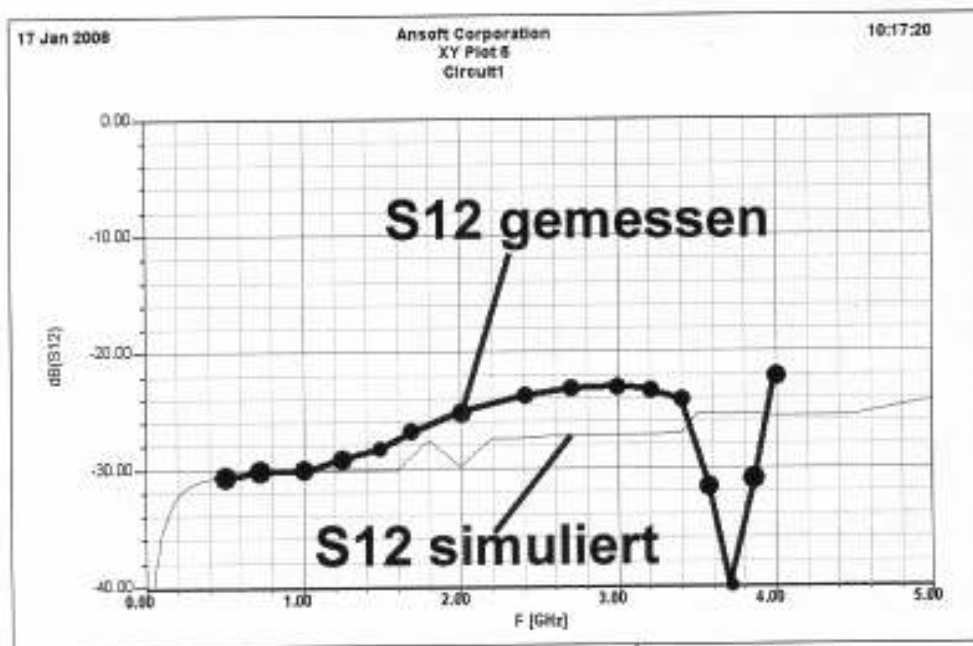
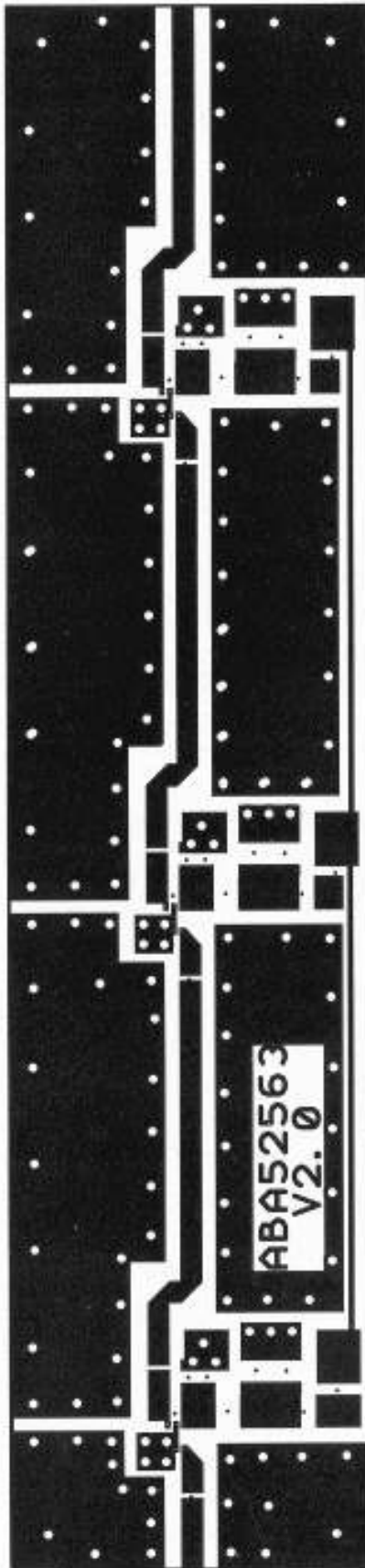


Bild 16: ...und die Rückwirkungen (S_{12}) sind beruhigend klein



*Bild 17:
Bei einer
Länge der
neuen
Platine von
130 mm
und einer
Breite von
30 mm
wird das
Gehäuse
ganz schön
lang!*

streifen-Leitungen an Ein- und Ausgang, samt ihren Effekten, sind auch noch nicht berücksichtigt. Trotzdem: die Grundtendenzen von Simulation und Messung stimmen, die Schaltung ist und bleibt stabil und deshalb kann man unbesorgt an das eigentliche Entwicklungsziel, nämlich die „große Maschine“, herangehen.

4.2.3. Der dreistufige Verstärker

4.2.3.1. Der Weg zum Ziel

Nun wird es natürlich spannend: wie wird sich die Reihenschaltung von drei solcher Baugruppen in nur EINEM Aluminiumgehäuse verhalten? Vorsichtshalber wurde diese Komplett-Anordnung nochmals simuliert, um sicherzustellen, dass nicht schon über die internen Rückwirkungen jeder Stufe (ausgedrückt durch ihren Parameter S12) die Gesamtanordnung instabil wird. Denn dann hätte es nicht viel Sinn, weiter zu entwickeln und es müsste nach einer Alternative gesucht werden.

Die Platine, auf der die einzelnen Stufen über die schon erwähnten 50 Ω -Mikrostreifen-Leitungen miteinander verbunden sind, zeigt **Bild 17**.

Die Simulationsschaltung in **Bild 18** liefert bei den S-Parametern das **Bild 19** und für die Stabilität gilt **Bild 20**. Alles sieht gut aus und es hängt nur noch von den Koppelmöglichkeiten im Gehäuse, von der gegenseitigen Schirmung der einzelnen Stufen, der korrekten Anordnung der Masseflächen und ihren Durch-

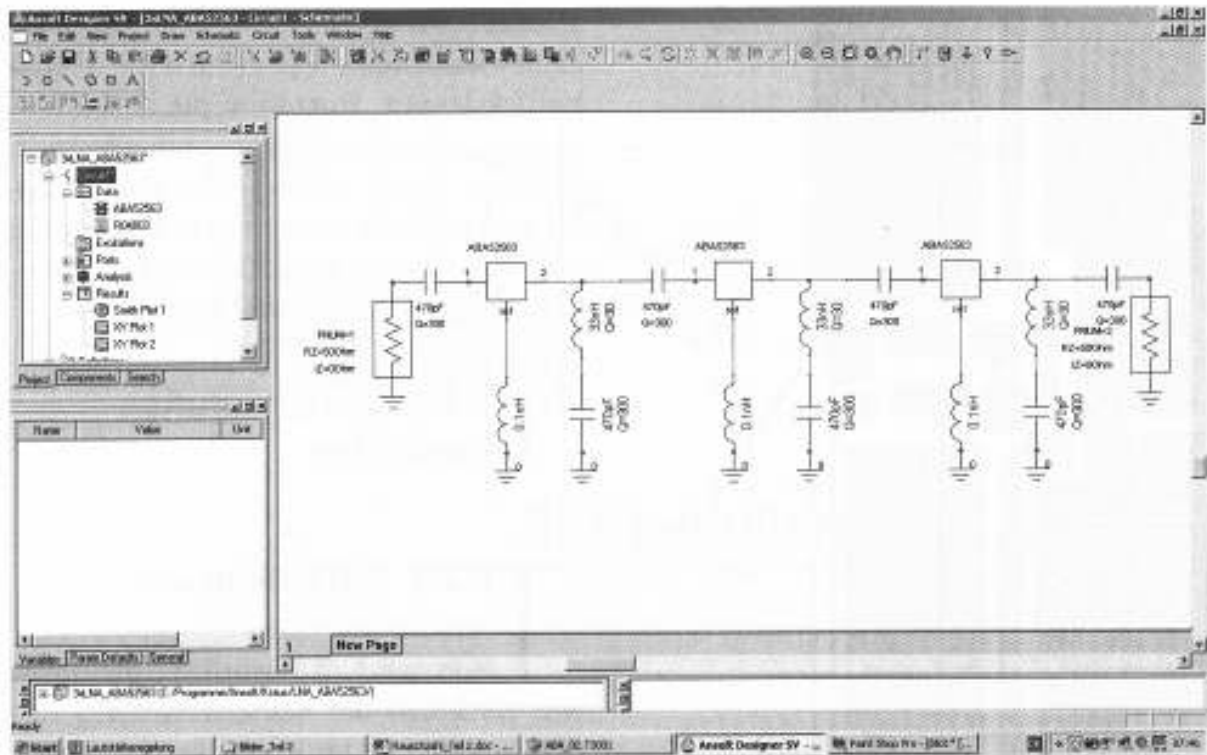


Bild 18: Eisernes Prinzip: Keine neue Tat ohne vorherige Simulation!

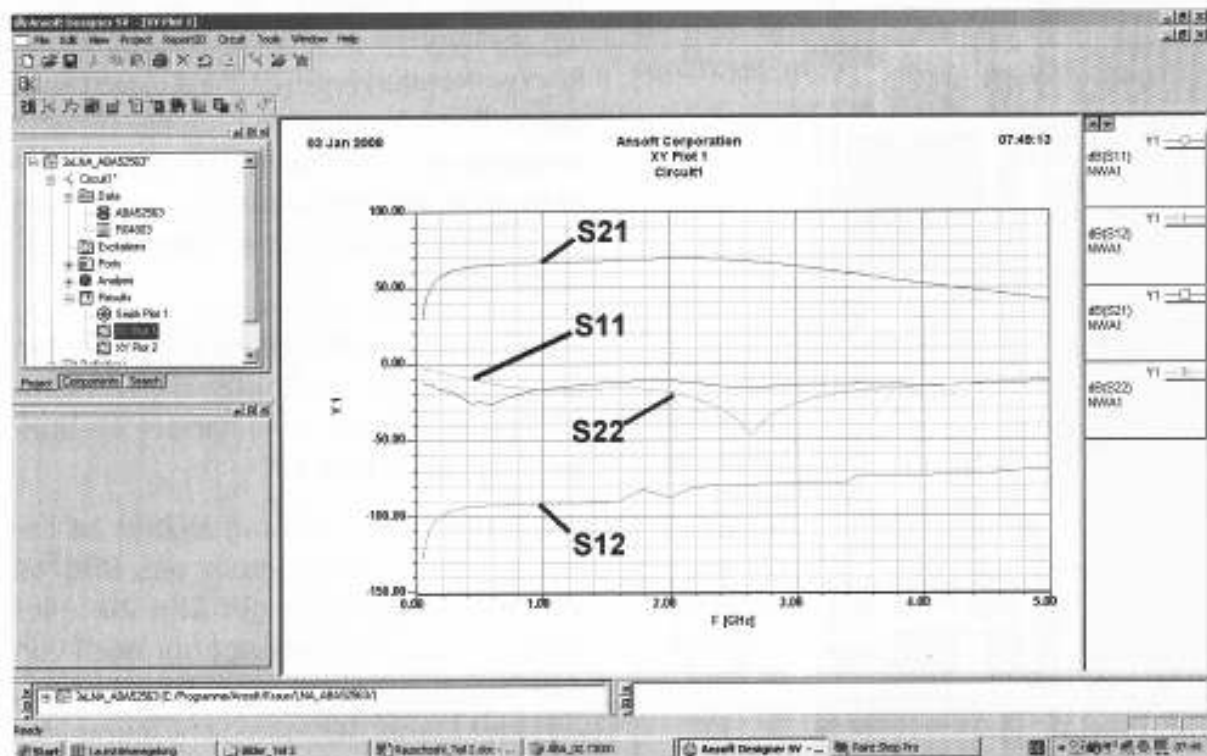


Bild 19: Die S-Parameter sehen für die dreistufige Version in der Simulation völlig normal aus...

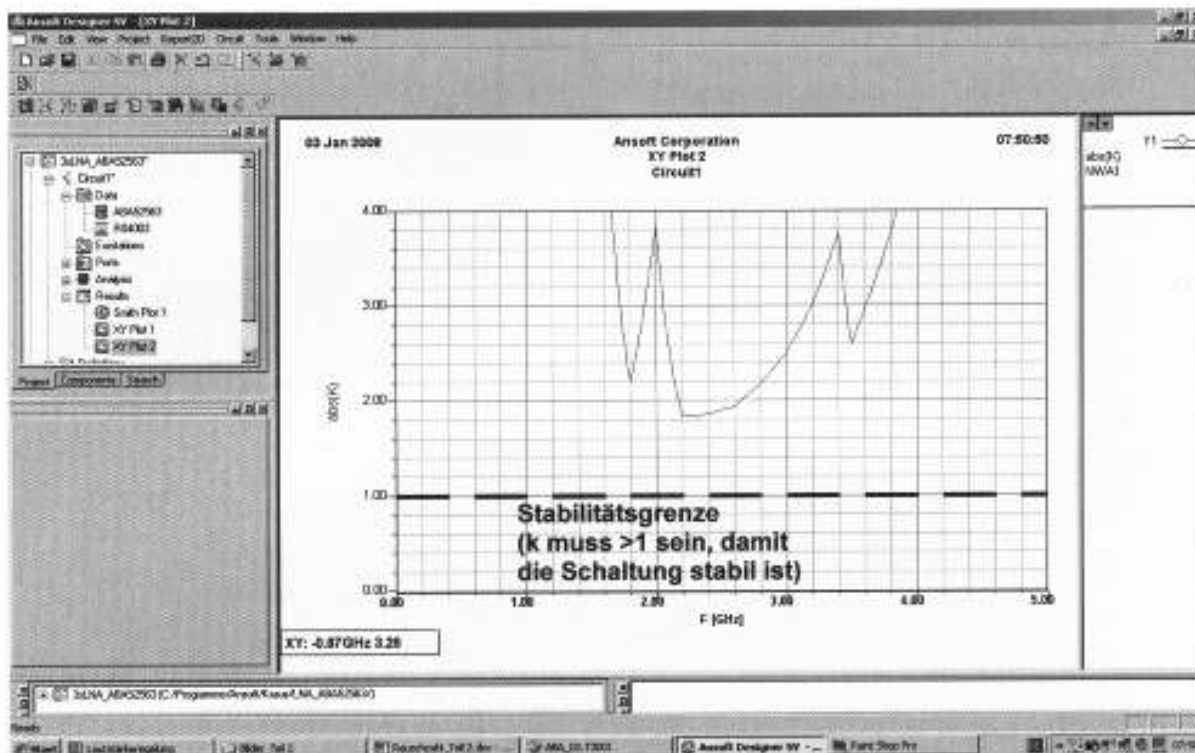


Bild 20: ...und auch die Simulation der Stabilität beruhigt sehr!

kontaktierungen sowie der Entkopplung der drei Stufen-Stromversorgungen ab, ob man die Schwingneigung bei diesem großen Gebilde in den Griff bekommt!

Deshalb wurde als nächster Schritt der erste Prototyp entsprechend angefertigt und in das Gehäuse eingebaut (**Bild 21**), auf die SMB-Buchse am Eingang der 50 Ω -Widerstand geschraubt, der Ausgang mit dem Spektrum-Analysator verbunden und dann geprüft, was unter verschiedenen Bedingungen passiert.

Hier sind die Ergebnisse:

a. Wird der Aludeckel des Gehäuses weggelassen, schwingt die Schaltung zwar noch nicht, aber man sieht bei ca. 1,5 GHz bereits einen starken „Peak“ im Ausgangsrauschen.

b. Schon ein leichtes Auflegen des (blanken) Aludeckels genügt, um die Schaltung zum wilden Schwingen zu bringen.

c. Wird die Innenseite des Deckels mit leitendem Schaumstoff beklebt, sieht die Sache schon fast perfekt aus: das Schwingen ist vollständig weg und der Frequenzgang des Rauschens auf dem Bildschirm ist fast eben (...man muss da verschiedene Materialversionen ausprobieren, aber sehr gute Ergebnisse liefert die tiefschwarze Ausführung, die wie Zwieback bei Belastung kracht und bröseln und die für die Verpackung von ESD-empfindlichen Halbleitern verwendet wird).

d. Schließlich wurde noch ein weiterer Versuch mit professionellem Mikrowel-

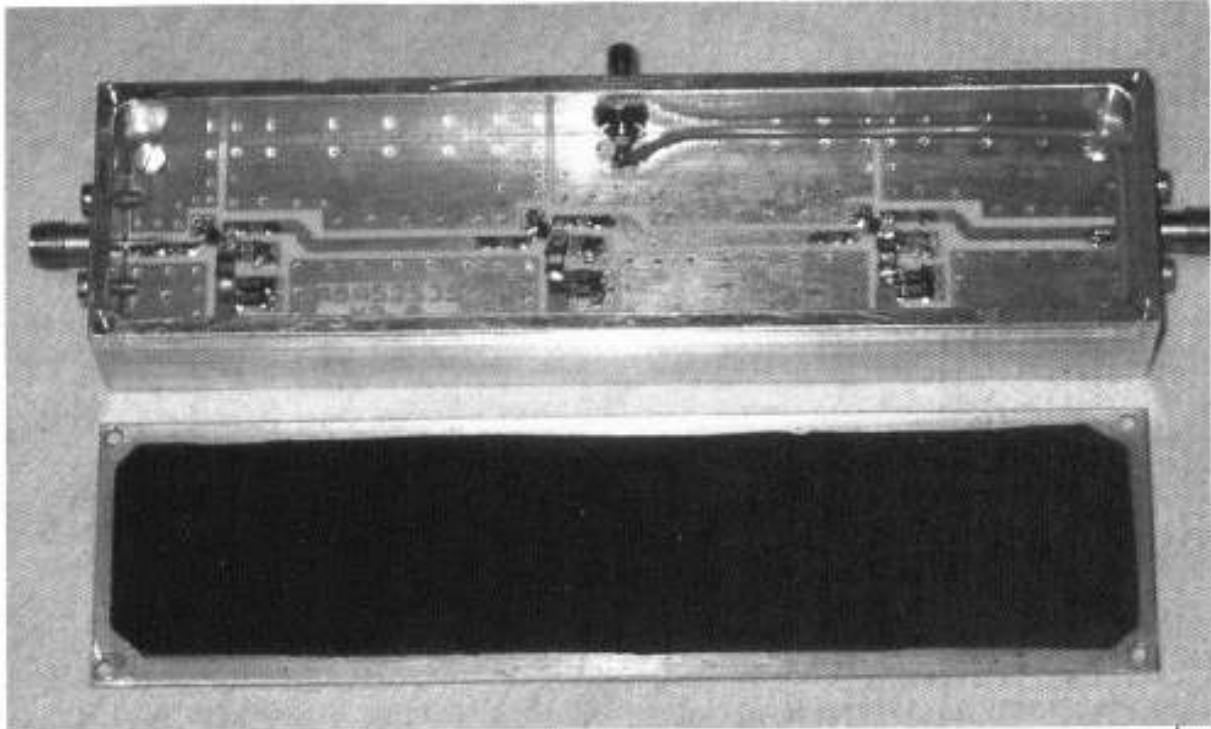


Bild 21: Der dreistufige Verstärker verschwindet im Gehäuse, wenn der mit Dämpfungsmaterial beklebte Deckel aufgeschraubt wird

len-Dämpfungsmaterial der Firma Cumings gemacht, das bis 24 GHz für solche Zwecke vorgesehen ist und wieder auf die Innenseite des Abschirmdeckels geklebt wurde (Danke, OM Dieter, DL6AGC, für die Beschaffung und die Zusendung eines Musters...). Damit war das Schwingen und die Instabilität im Frequenzgang nahezu verschwunden. Als misstrauischer Mensch traut man der Sache jedoch noch nicht ganz und schraubt mal den 50 Ohm-Widerstand vom Eingang ab: Siehe da, eine ganz leichte „Welle“ mit ca. 1 - 2 dB Anhebung taucht doch bei 1,5 GHz auf! Um der Schaltung das vollends abzugewöhnen, kann man ein 1 dB-SMD-Dämpfungsglied dauerhaft auf den Eingang schrauben - aber das erhöht eben wieder die Eigenrauschzahl der An-

ordnung um 1 dB...

Um die eigenen Messungen zu kontrollieren, wurden bei einer befreundeten Firma Kontrollmessungen der S-Parameter mit einem modernen AGILENT-Netzwerk-Analysator vorgenommen. Aufgrund der hohen Gesamtverstärkung von deutlich über 60 dB musste allerdings ein 20 dB-SMD-Dämpfungsglied an den Eingang des Prüflings angeschlossen werden, um Übersteuerungen des Messplatzes zu vermeiden. Deshalb dürfen lediglich (siehe **Bild 22**) die Kurven für S21 (gelb) und S22 (violett = magenta) betrachtet werden, die folgende Informationen liefern:

a. Für die Verstärkung (ausgedrückt durch den Parameter S21) gilt die Skala von +37 bis 47 dB an der linken senkrechten Ach-

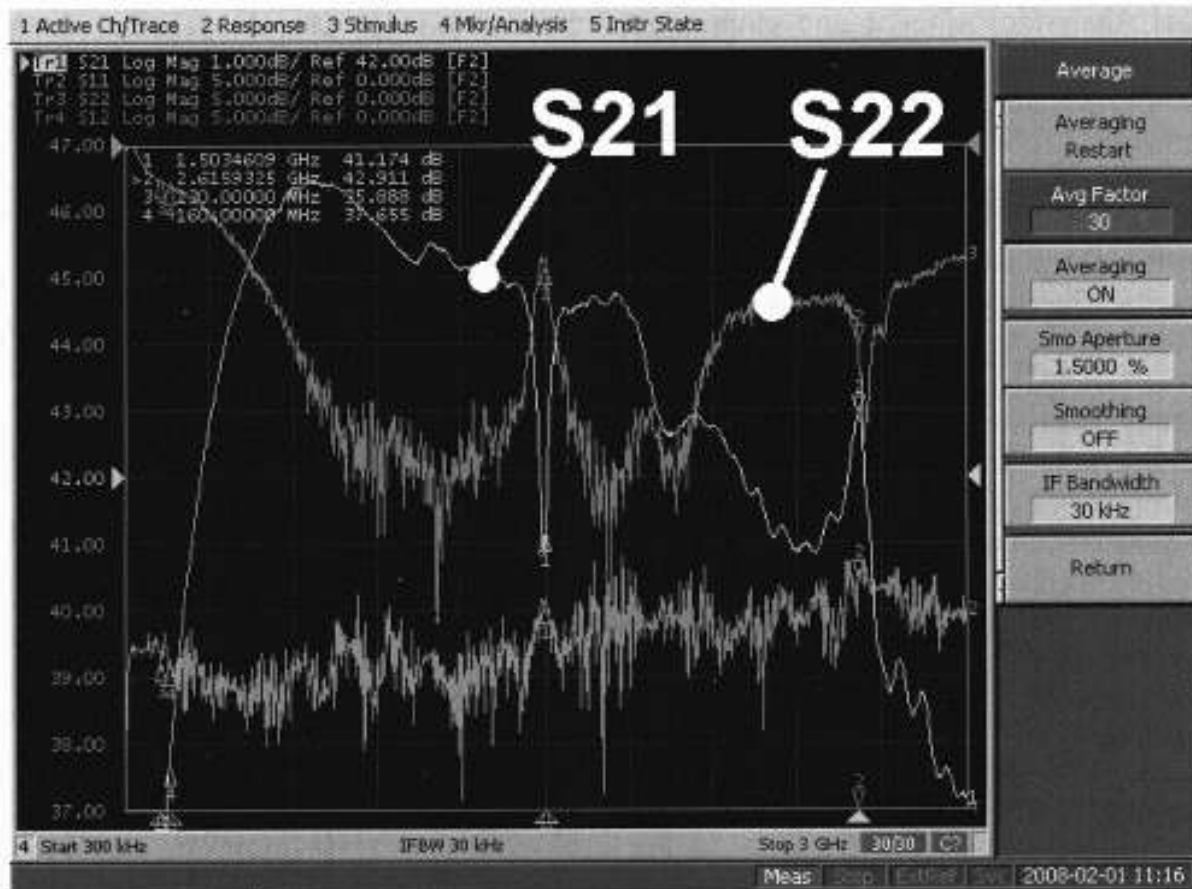


Bild 22: Schon sehr nobel, so eine Messung mit einem supermodernem Netzwerk-Analysator! Details: Siehe Text

se (...dazu sind in Gedanken die 20 dB des vorgeschalteten Dämpfungsgliedes zu addieren). Folglich misst man im Frequenzbereich von ca. 200 MHz bis 2700 MHz mehr als +60 dB mit einem Höchstwert von +66,5 dB bei ca. 650 MHz.

b. Beim „sensiblen schwingfreudigen Punkt von 1500 MHz“ beobachtet man einen Einbruch („Notch“) von ca. 3 dB - fast immer ein Indiz für eine Eigenresonanz, hier wohl bei der 33 nH-Drossel.

c. S22 (= rechte senkrechte Achse) weist exakt bei dieser Frequenz eine schmale, unfreundliche Spitze auf. Bei tiefen Fre-

quenzen misst man den beruhigenden Wert von -20 dB, das verschlechtert sich erst oberhalb von 2100 MHz bis auf -15 dB und schließlich bei 3 GHz auf maximal -10 dB.

Für den ersten Musteraufbau war das Ergebnis zwar nicht perfekt, aber doch für die ersten Untersuchungen und Rauschmessversuche durchaus brauchbar.

Zuerst ging es darum, die geeigneten Einstellungen beim Spektrum-Analysator herauszufinden. Als Optimum an Bedienung, Genauigkeit und Ablesbarkeit erwies sich der „Manual Scan“, bei dem

der Analysator schlicht und einfach als abstimmbarer Empfänger arbeitet. Nun sorgt man durch möglichst niedrige Einstellung des Vorteilers im Analysator dafür, dass dessen Eigenrauschen stets um wenigstens 10 bis 20 dB unterhalb des Ausgangsrauschens des Vorverstärkers bleibt. Gleichzeitig muss man aber die Übersteuerungsgrenze des Mixers im Analysator-Eingang im Auge behalten. Wählt man schließlich eine Videobandbreite von 10 Hz und eine Skalendehnung von „2 dB pro Division“, erhält man als Bildschirmanzeige einen feinen hellen Punkt, der gerade noch unregelmäßig um ca. 0,2 dB auf- und abhüpft. Also kann man sich zum ersten Mal entspannt zurücklehnen und folgende Erkenntnisse sammeln:

1. Das Ab- und Wiederaufschrauben des 50 Ohm-Widerstandes am Eingang ändert den angezeigten Ausgangs-Rauschpegel um ca. 2 dB.

2. Legt man längere Zeit die Hand auf den (aufgeschraubten) 50 Ohm-Widerstand oder erwärmt ihn kurz und heftig mit einer anderen Wärmequelle (z. B. LötKolben), sieht man sehr deutlich den vorausgesagten Anstieg des Rauschpegels, da man nun eine Rauschtemperatur der „Rauschquelle“ von mehr als 290 Kelvin hat.

Damit ist die Entwicklungsphase abgeschlossen und es geht mit den echten Messungen los.

4.2.3.2. Der einstufige Verstärker-Prototyp als „DUT“ (= device under test)

Als Einstieg wurde der Frequenz-

bereich bis 1,5 GHz ausgesucht, denn dafür lagen (ebenfalls dank dem Besuch beim schon erwähnten Freund) exakte Messungen mit modernen professionellen Geräten vor. Diese Messergebnisse im Vergleich zu den Angaben des Datenblattes zeigt **Bild 23**.

Es wurde also der dreistufige Prototyp mit mehr als 60 dB-Verstärkung an den Analysator angeschlossen, der 50 Ohm-Widerstand auf den Eingang geschraubt, die Mittellinie zentriert und erst dann das Messobjekt mit ca. 20 dB-Verstärkung vorgeschaltet. Wie erwartet, stieg der Rauschpegel wohl um etwa 20 dB an - aber zwischen 300 MHz und 1,5 GHz ergaben sich (nach der Methode aus Kapitel 4.1. in Teil 1) statt der erwarteten NF von ca. 2,5 bis 3 dB (siehe Bild 23) nur NF-Werte von weniger als 0,5 dB, obwohl die S21-Werte des Messobjektes nochmals äußert pingelig mit dem Netzwerk-Analysator für alle gewählten Messfrequenzen mit einer Genauigkeit von ca. 0,2 dB bestimmt und notiert wurden.

Was ist da los oder falsch gelaufen? Interessant war nämlich, dass die eigenen Messergebnisse so ab 2,5 bis 3 GHz ganz langsam in die Werksangaben nach Bild 23 übergingen!

Nun, hinterher ist man bekanntlich immer schlauer, aber der Weg zur Erkenntnis war trotz der moralischen Unterstützung in Form intensiver Diskussionen mit kompetenten Leuten mühsam. Natürlich hätte man gleich darauf kommen und die folgende Überschlags-Rechnung aufmachen können:

Ungefährer mittlerer Rausch-Ausgangspegel in dBm der Kette aus vier Prototyp-

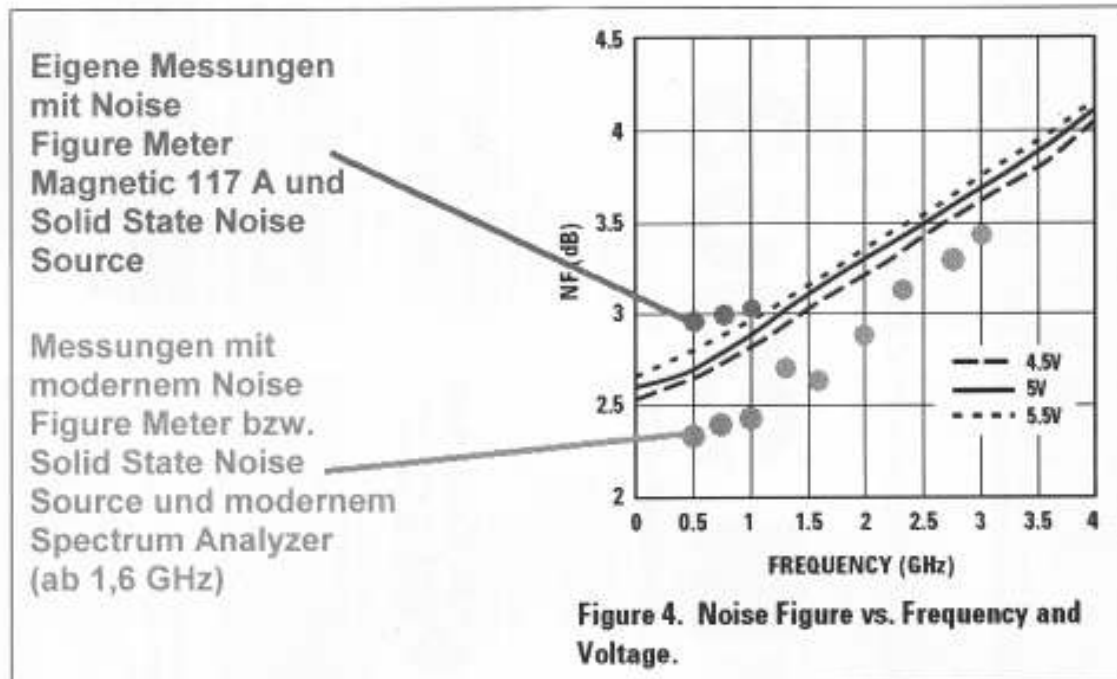


Bild 23: Die Stunde der Wahrheit: Messungen mit professionellen Noise-Figure-Metern

Stufen, die den Analysator-Eingang speisen:

P_{noise} = (Spektrale Rauschleistungsdichte pro Hz) + (Erhöhung durch größere Bandbreite) + (Gesamtverstärkung aller Vorverstärkerstufen) + (mittlere Noise Figure der ersten Stufe)

Das ergibt etwa folgenden Gesamtpegel in dBm:

$$P = -174 \text{ dBm/Hz} + 10 \times \log(2,5 \text{ GHz}) + 84 \text{ dB} + 3 \text{ dB} = -174 \text{ dBm} + 94 \text{ dB} + 84 \text{ dB} + 3 \text{ dB} = +7 \text{ dBm}$$

Dabei wurden die höheren Werte der Verstärkung (von teilweise über 22 dB pro Einzelstufe) zwischen 500 und 1000 MHz noch gar nicht berücksichtigt, und wenn man dann im Datenblatt die Angabe

$$P_{1\text{dB}} = +9,8 \text{ dBm}$$

findet, wird manches klar: „ $P_{1\text{dB}}$ “ bezeichnet ja den Pegel, bei dem an der Ausgangs-Amplitude (durch Begrenzung) bereits 1dB fehlt und da ist man bei der letzten Verstärkerstufe hineingeraten. Darunter leiden natürlich besonders die im Rauschen vorkommenden größeren Spannungsspitzen, denn sie werden ab jetzt schlicht und einfach abgeschnitten. Unterstützt wird diese Erkenntnis durch **Bild 24** aus dem Datenblatt des ABA52563, das die Verminderung des $P_{1\text{dB}}$ -Wertes mit steigender Frequenz zeigt.

Da also dieser Weg nicht länger gangbar ist, folgt wohl oder übel die nächste Arbeit:

- Fortsetzung auf Seite 22 -

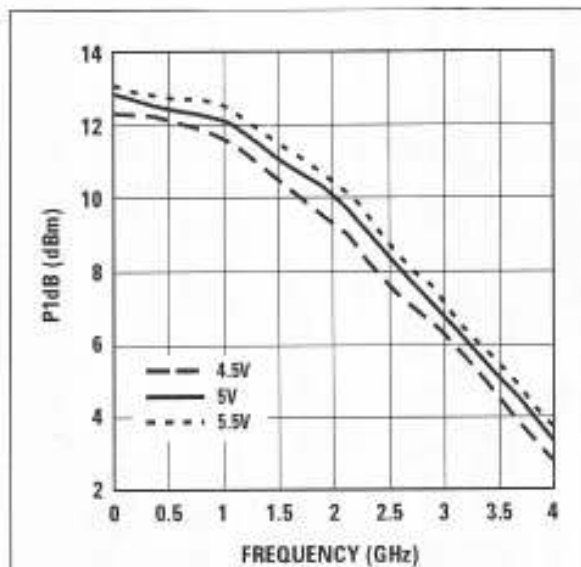


Figure 6. Output Power for 1 dB Gain Compression vs. Frequency and Voltage.

Bild 24: Hier kann man sehen, wie der MMIC-Ausgang mit steigender Frequenz in die Knie geht - daher kommen auch die falschen Messergebnisse beim Probelauf!

Es muss nochmals eine weitere Platine entworfen werden, aber diesmal nur mit 2 Stufen und einer ausreichenden Gesamtverstärkung zwischen 40 und 45 dB. Dabei werden folgende Verbesserungen einfließen:

a. Die normalen Mikrostreifen-Leitungen auf der Platine werden durch „Coplanar Waveguides“ ersetzt. Diese ähneln sehr stark den Mikrostreifen-Leitungen, aber links und rechts ist die Massefläche sehr, sehr dicht bis an die Leitung herangezogen. Das führt zu wesentlich geringeren Streufeldern und verbessert so die Stabilität. Der Leitungsentwurf selbst bzw. die Dimensionierung sind überhaupt kein Problem, denn der Leitungskalkulator im

ANSOFT Designer SV hält hierfür sämtliche nur denkbare Modelle und Optionen kostenlos bereit.

b. Zwischen den beiden Stufen wird in Form eines auf die Massefläche gelöteten, stehenden Kupferbleches eine Trennwand zwischen beiden Stufen eingefügt und so durch die Kammerbauweise das Übersprechen vermindert und verhindert. Das „Durchgangsloch“ für die Verbindung der beiden Stufen kann dann, wegen der Coplanar-Leitung, sehr klein ausfallen.

c. Bei den einzelnen Stufen werden unterschiedliche Werte für die bisher eingesetzte 33 nH-Drossel am Ausgang gewählt (z. B. 27 nH und 33 nH). Auf diese Weise hat man keinen „Bandpass-Verstärkereffekt“ bei den Eigenresonanzen mehr, denn ein Bandpass-Verstärker lebt von Schwingkreisen, die alle auf dieselbe Frequenz abgestimmt sind. Und das soll mit dieser „Verstimmung“ vermieden werden.

d. Natürlich darf wieder das auf die Innenseite des Abschirmdeckels geklebte Dämpfungsmaterial nicht vergessen werden und das eingefügte Kupfertrennblech sollte ruhig etwas Druck auf den Schaumstoff auf der Innenseite des Deckels ausüben, damit dort jede Spaltbildung vermieden wird.

Der dreistufige Verstärker-Prototyp wird natürlich deshalb nicht gleich weggeworfen. Mit einem rauscharmen, schmalbandigen Vorverstärker und zusätzlicher Bandbegrenzung durch Filter (zur Vermeidung des oben beschriebenen Begrenzungseffektes) müsste man mit einer passenden Patch- oder Yagiantenne



doch auf interessanten Frequenzen das „Gras wachsen“ hören...

5. Zusammenfassung

Das wichtigste Ergebnis lautet: wieder einmal sehr viel dazugelernt - nicht nur über das Phänomen des Rauschens und der Rauschmessung, sondern auch über den Entwurf und die Realisierung von LNAs mit großer Bandbreite und hohen Verstärkungswerten. Speziell natürlich, was den Kampf mit der Schwingneigung angeht.

Völlig neu kennengelernt wurde jedoch der eigene Spektrum-Analysator, denn da musste sehr viel gegrübelt, kontrolliert und geschaltet werden, um bei den auftretenden Phänomenen noch den Überblick bzw. Durchblick zu behalten und letztendlich die richtigen Einstellungen herauszubekommen. Und natürlich seine Grenzen auszuloten...

Doch zum Abschluss noch eine kleine Anekdote, um zu zeigen, dass „Nobody is perfect“ wohl immer gelten wird:

Nachdem alles so zu einem erträglich guten Ende gekommen und das weitere Vorgehen klar war, fiel mir plötzlich ein, dass ich vor mindestens 10 Jahren auf dem HAM-Radio-Flohmarkt vier ausdrücklich defekte identische Noise-Figure-Meter, nämlich das Modell 117A der Firma Magnetic AB / Schweden / Baujahr 1970 samt einer zugehörigen Rauschquelle (= Solid State Noise Source) für den Frequenzbereich bis 1000 MHz gekauft und eingelagert hatte. Nachdem die erste Frage: „Wo steckt das Zeug“ durch intensive Suche

und anschließender Erfolgsmeldung (= in einem Haufen anderem Elektronikschrott in der Garage) beantwortet war, kam die nächste Frage: „Wann kann ich damit denn überhaupt mal messen“? Dass hierzu erst die Suche nach einem Service-Manual und dann die Fehlersuche kommt, weiß jeder Tüftler. Nach entsprechendem Zeitaufwand laufen nun zwei der vier Geräte wieder und das dritte wartet dringend auf 2 offiziell nicht mehr lieferbare einstellbare Spannungsregler des Netzteils, die man glücklich per Internet als Restbestände in den USA aufgespürt hat. Und da beim vierten Gerät das große Anzeigeinstrument hoffnungslos defekt und zerstört ist, dient diese Kiste nur noch als Ersatzteilquelle.

Spannend war natürlich die Inbetriebnahme und der Vergleich mit den Messungen in der befreundeten Firma. Ich will es kurz machen: die beiden antiken Geräte lieferten bis zu ihrer 1000 MHz-Grenze NF-Werte des „kleinen“ und des „großen“ Vorverstärkers, die nur um ca. 0,3 dB über den Datenblatt-Kurven verlaufen (Siehe nochmals Bild 23). Was will man also mehr - aber was soll man jetzt mit so vielen Geräten?

Noch eine kurze Nachbemerking des Autors:

Mit meinem Beitrag zu diesem Thema habe ich offenbar so etwas wie eine Lawine losgetreten, denn die Folge von Teil 1 waren etliche Diskussionen per Email und per Telefon. Zum Glück verliefen alle in freundschaftlicher Atmosphäre und absolut bereichernd für den eigenen Horizont - oder zur Aufdeckung eigener

Denkfehler - oder einfach deshalb, weil man auf diese Weise sehr nette und kompetente Kollegen kennenlernt.

Deshalb an dieser Stelle ein Dankeschön für die lebhafteste Reaktion. Danke auch für alle Zusatzinformationen, etwa wie diese, dass die (schnell alternden) Röhren-

Rauschdioden sehr wohl noch in Amerika über eine intensive Internet-Recherche als Ersatzteil zu erträglichen Preisen zu finden sind. Und natürlich für alle praktische Hilfe, sei es bei Messungen, bei Diskussionen oder bei der Materialbeschaffung.