



*Gunthard Kraus, DG 8 GB und Andreas Zimmermann, DG 3 SAZ*

## PUFF-Einsteiger-Projekt: Rauscharmer Vorverstärker für 137 MHz bzw. 145 MHz

Dieses Projekt dient zur Demonstration des modernen Verstärkerentwurfs, einschließlich Rauschanpassung anhand der S-Parameter mit dem Mikrowellen-CAD-Programm PUFF. Die Schaltung des Vorverstärkers wird zuerst mit PUFF simuliert und anschließend dafür ein Layout entworfen, die Schaltung mit SMD-Bauteilen aufgebaut und abgeglichen.

Die verschiedenen Eigenschaften werden vermessen, die Daten dokumentiert und mit den Simulationsergebnissen verglichen. Das Ergebnis ist bei der dabei angewandten Systematik höchst erfreulich.

---

### 1. Einführung

---

Es geht hier um die Entwicklung einschließlich Optimierung eines selektiven Vorverstärkers. Anhand des nachfolgenden Pflichtenheftes wird Zug um Zug der Entwicklungsweg beschrieben.

---

### 2. Aufgabenstellung in Form eines Pflichtenheftes

---

#### 2.1. Version für 137 MHz

Frequenzbereich: 137 - 139 MHz

Systemwiderstand: 50  $\Omega$

Betriebsspannung: +9 V

Verstärkung: ca. 20 dB

Verstärker-Bauelement: moderner, rauscharmer Dual-Gate MOSFET (BF998)

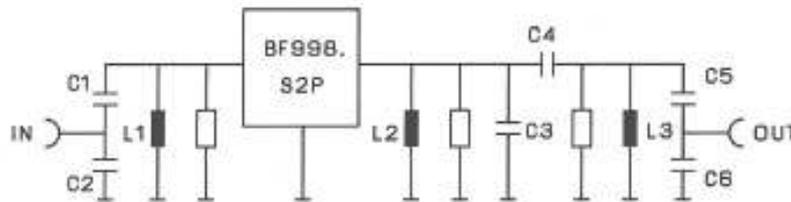
- Auslegung der Schaltung auf minimales Rauschen

- Selektion und Rauschanpassung am Eingang durch einen Einzelkreis

- Zusätzliche Selektion sowie Ausgangsanpassung durch ein kapazitiv gekoppeltes Zweikreisbandfilter im Drainkreis

- Ruhestrom des FETs maximal 5 mA (wegen des Batteriebetriebs...)

- Möglichkeit zur Fernspeisung (z. B. bei direkter Montage an einer externen Antenne). Hierbei soll die Versorgungsspannung über das Ausgangs-Koaxialkabel zugeführt werden.



**Bild 1:**  
Diese Schaltung dient  
als Grundlage für die  
PUFF-Simulation

- Als *Platinenmaterial* dient FR4 (= Epoxid-Glasfasergewebe mit  $\epsilon = 4,8$  und einem Verlustfaktor von 0,005 bei 150 MHz).

- Die *Platinendicke* beträgt 1,5 mm, die Dicke der Kupferauflage dagegen 35  $\mu\text{m}$ . Darauf wird die Schaltung als Microstrip mit durchgehender Massefläche auf der Unterseite realisiert. Die nötigen *Durchkontaktierungen* von der Schaltung zur Massefläche (= Vias) erfolgen mit versilberten Hohlนieten (Durchmesser 0,8 mm).

- Bei den *Filterspulen* sind zwei verschiedene Versionen zu testen, um den Einfluß der unterschiedlichen Spulengüten zu demonstrieren:

- Der Entwurf soll eine möglichst *kleine Bauweise* ermöglichen, deshalb wird die Größe 0805 für die Bauteile vorgegeben. Es kommen auch spezielle SMD-Spulen (NEOSID SMF 5.1) für den Frequenzbereich 50 bis 200 MHz zum Einsatz, die eine Induktivität von 100 nH aufweisen und um maximal 3% verstimmbar sind. Ihre Güte beträgt ca. 50 bei 150 MHz.

- Beim zweiten Entwurf wird Wert auf höchste Güte (und damit kleinste Verluste der Rauschanpassungsschaltung) gelegt. Da führt kein Weg an Helixfiltern mit nur einer Wicklung (NEOSID 7.1E) und  $L = 100$  nH vorbei, denn damit steigt die Güte auf  $Q = 150$  bei  $f = 150$  MHz.

- Die gesamte Verstärkerschaltung soll auf einer Platine mit den Maßen 30 mm x 30 mm in einem gefrästen Aluminiumgehäuse Platz finden.

- Ein- und Ausgang über SMA-Flanschbuchsen

- Versorgungsspannung über ein Entstörfilter mit Schraubbefestigung.

## 2.2. Version für 145 MHz

Alle Daten wie bei der 137 MHz-Ausführung. Die Umstellung des Frequenzbereiches auf 144 - 146 MHz erfolgt durch Änderung der Kreiskapazitäten, während die Induktivitäten mit  $L = 100$  nH beibehalten werden.

## 3. Ersatzschaltung für die Simulation mit Puff

Die Wechselstrom-Ersatzschaltung als Ausgangspunkt für die Simulation ist in **Bild 1** zu sehen. Der MOSFET wird darin nur als "TWO-PORT" eingetragen und z.B. durch ein \*.dev- oder \*.S2P-File beschrieben.

Die eingangsseitige Rauschanpassung sowie die ausgangsseitige Leistungsanpassung erfolgen durch die als Spannungsteiler ausgeführten Schwingkreiskondensatoren. Nicht vergessen darf man die Kreisverluste auf Grund der beschränkten Güte der Spulen, sie werden durch einen Parallelwiderstand in jedem Schwingkreis repräsentiert.

Auf die bei aktuellen Entwicklungen angewandte Stromgegenkopplung mit kleinen Induktivitäten im Sourcekreis zur Verbesserung der Eingangsanpassung (also S11) ohne Verschlechterung der Rauschanpassung, [1] oder [2], wird hier verzichtet, da PUFF keine Rauschzahl berechnen kann.

(Anmerkung der Redaktion: Eine Kombination mit dem ARD (ARRL-Radio-Designer) wäre



hier sinnvoll, da dieser zusätzlich einen Programmteil zur Optimierung der Schaltung bietet.)

#### 4. Eingangsteil und Rauschanpassung

Der Eingangsschaltungsteil dient zur Vorselektion, d.h. zur Begrenzung des Frequenzbereichs, der das Gate des MOSFETs erreichen soll. Mit seiner Hilfe wird der Innenwiderstand der Signalquelle ( $50 \Omega$ ) auf einen höheren Widerstandswert transformiert. Dadurch wird eine höhere Kreisgüte erreicht und gleichzeitig die Rauschanpassung, zur Erzielung einer minimalen Rauschzahl, für den MOSFET vorgenommen. Allerdings steckt man hier ein wenig in der Klemme, denn eine optimale Rauschanpassung führt in diesem Frequenzbereich zu einem sehr schlechten Eingangsreflektionsfaktor  $S_{11}$ . So muß man beim Entwurf einen Kompromiß zwischen diesen beiden Extremen eingehen:

##### a) Rauschanpassung

Der FET muß für minimales Eigenrauschen an Gate 1 einen bestimmten komplexen Innenwiderstand der Signalquelle sehen, der meist durch einen entsprechenden Generator-Reflektionsfaktor  $\Gamma_{opt}$  ausgedrückt wird.

Das erfolgt durch Transformation des Signalquellen-Innenwiderstandes von  $50 \Omega$  mit einer geeigneten Schaltung. Bei Mikrowellen sind das Stubs in Verbindung mit Striplines, bei diesen tiefen Frequenzen dagegen noch LC-Schaltungen.

Vorteil: kleinstes Eigenrauschen der Stufe, gut für den Empfang sehr schwacher Signale.

Nachteil: Keine Leistungsanpassung mehr am Eingang möglich, da die Reflektion (ausgedrückt durch  $S_{11}$ ) sehr groß ist. Außerdem meist Einbuße an Verstärkung sowie sehr starke Eingangskreisbedämpfung, die zu schlechterer Selektion führt.

##### b) Leistungsanpassung

Man "schaut in die Eingangsbuchse hinein" und sorgt dafür, daß dort der Eingangswiderstand des FETs zusammen mit den Kreisverlusten exakt auf  $50 \Omega$  heruntertransformiert wird. Dadurch wird die Eingangsreflektion ( $S_{11}$ ) zu Null.

Vorteil: korrekte Anpassung, höhere Verstärkung, geringere Bedämpfung des Eingangskreises. Dadurch kleinere Bandbreite und höhere Selektion (das kann bei stark belegten Bändern wichtig sein...)

Nachteil: Höheres Eigenrauschen.

#### 4.1. Entwurfsweg für korrekte Rauschanpassung

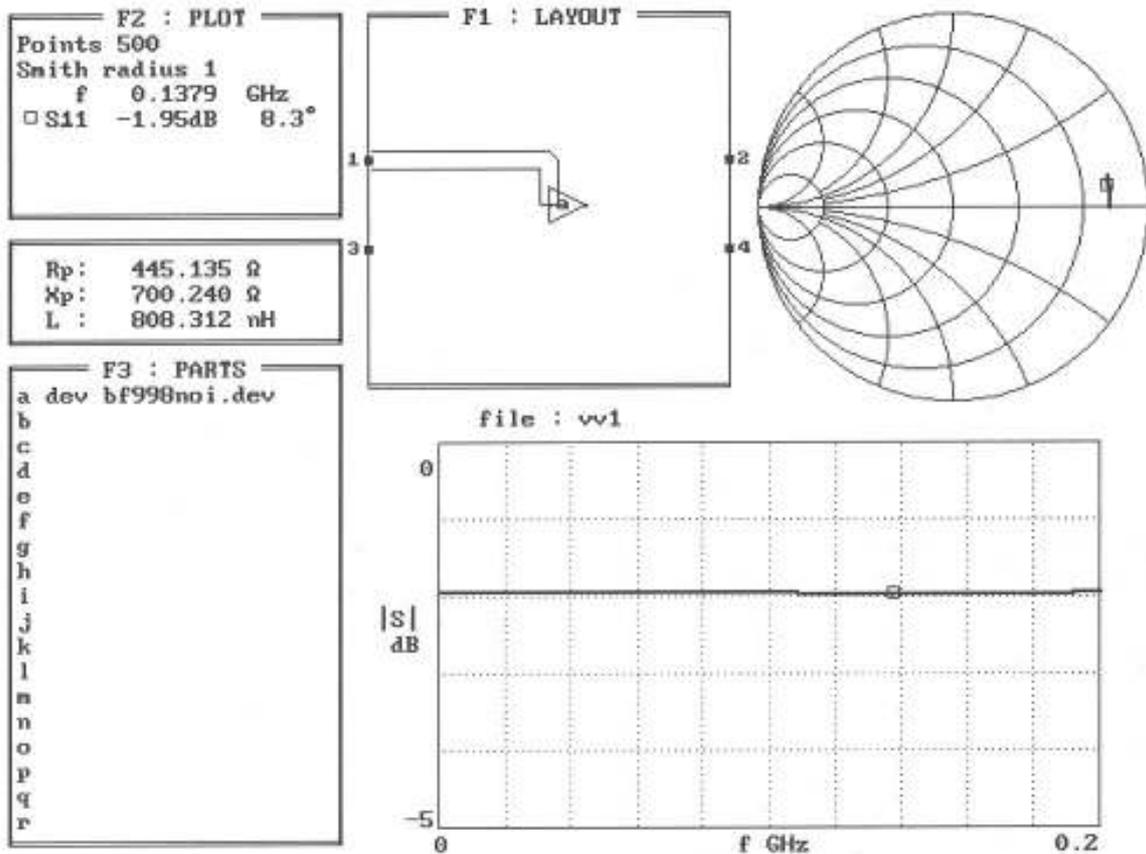
Das vom Hersteller zur Verfügung gestellte S-Parameter-File im Touchstone-Format (Endung: \*.S2P) enthält als Nachtrag die Informationen für die Rauschanpassung:

f	Fmin	Gammaopt	m/50
! GHz	dB	MAG ANG	-
0.010	3.00	0.80 1	3.40
0.050	1.30	0.80 6	1.40
0.200	0.70	0.80 12	1.10
0.450	1.00	0.78 27	1.00
0.800	1.75	0.73 48	0.96
0.900	2.00	0.71 53	0.94
1.100	2.35	0.63 65	0.84

Für die Frequenz 138 MHz läßt sich daraus für  $\Gamma_{opt}$  (Gammaopt) ein Betrag von 0,8 und ein Phasenwinkel von ca. 8 Grad abschätzen.

Daraus kann man über den Reflektionsfaktor und seine zugehörige Formel den komplexen Widerstand in Form des Wirk- bzw. Blindanteils ausrechnen. Dagegen ist es mit PUFF wesentlich eleganter möglich.

Hierzu schreibt man sich eine kleine S-Parameter-Datei mit Gammaopt und behandelt diese so, als sei das eine eigene Baugruppe, die man als Baustein in PUFF einsetzt. Sie sieht folgendermaßen aus und wird anschließend unter bf998noi.dev (oder bf998noi.s2p)



**Bild 2:** PUFF-Simulationsergebnis zur Bestimmung der Bauteilwerte für die korrekte Rausch-anpassung

als Textfile ins Verzeichnis von PUFF gespeichert:

f	s11	s21	s12	s22
0.0	0.8 0	0 0	0 0	0 0
0.01	0.8 1	0 0	0 0	0 0
0.05	0.8 3	0 0	0 0	0 0
0.1	0.8 6	0 0	0 0	0 0
0.2	0.8 12	0 0	0 0	0 0

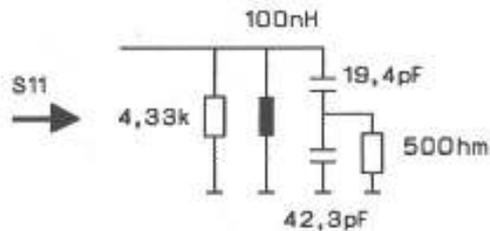
Nun ruft man PUFF auf und trägt diese neue Datei in F3 als "Baugruppe mit eigener S-Parameter-Datei" (= device bf998noi.dev) ein. Im Feld F1 wird dieses Bauteil plaziert und nur sein Eingang mit Port 1 verbunden.

In Feld F4 wird bei der Entwurfsmittelwert  $f_d$  der Wert 0.138 GHz vorgegeben.

In Feld F2 gibt man einen Frequenzbereich von 0 bis 0.2 GHz vor und plottet anschließend den Verlauf von S11. Wird nun noch mit der Tabulatortaste auf "Leitwerts-Diagramm" (= admittance smithchart) geschaltet, braucht

man nur die Frequenz auf 138 MHz zu stellen, den Cursor auf S11 zu fahren und das Gleichheitszeichen einzutippen. Sofort erhält man im Dialogfenster die Bauelemente der Parallelschaltung, die das Gate 1 des FETs "sehen" möchte.

Das gesamte PUFF-Simulationsergebnis ist in **Bild 2** dargestellt. Daraus kann man entnehmen, daß man den Innenwiderstand der Signalquelle von  $50 \Omega$  auf einen so hohen Wert in den Kreis transformieren muß, daß er zusammen mit den Kreisverlusten einen Parallelwiderstand von  $445 \Omega$  an Gate 1 des BF998 ergibt. Die Sache mit den Kreisverlusten ist natürlich unangenehm, denn diejenige Signalenergie, die darin "verheizt" wird, fehlt bei der FET-Ansteuerung und verschlechtert deshalb die Rauschzahl. Also versucht man den Schaden so klein wie möglich zu halten, bezieht die Verluste ein und bietet



**Bild 3: Simulationsschaltung zur Ermittlung der Bauteilewerte für die Rauschpassung**

dem FET zumindest den korrekten Innenwiderstand in Form des optimalen Reflexionsfaktors  $\Gamma_{\text{opt}}$  an.

Diese Erkenntnis ist natürlich gleichzeitig der Grund für ein weiteres Projekt mit den sehr verlustarmen Helixfiltern.

Bitte nicht übersehen: der Eingangskreis muß bei 138 MHz unterhalb seiner Resonanzfrequenz arbeiten. Nur dann weist er den zusätzlich geforderten induktiven Parallel-Blindanteil von ca.  $j700\Omega$  auf und man erhält den gewünschten Phasenwinkel des Reflexionsfaktors von  $8,3^\circ$ .

### Schaltungsentwurf des Eingangskreises

Zunächst verschafft man sich einen kurzen Überblick über das erforderliche Übersetzungsverhältnis des kapazitiven Spannungsteilers sowie über die ungefähren Kapazitätswerte und "verfeinert" anschließend den Grobentwurf mit PUFF. Man geht dabei in folgenden Schritten vor:

a) Der Blindwiderstand der Schwingkreisspule sollte bei hohen Frequenzen erfahrungsgemäß in der Größenordnung von etwa  $100\Omega$  liegen. Das ergäbe eine Induktivität von ca.  $115\text{ nH}$ .

Gewählt wird der Standardwert von  $100\text{ nH}$ , der auch als Festinduktivität erhältlich ist. Er

ergibt einen Blindwiderstand von

$$X_L = 2\pi fL = 2 \cdot \pi \cdot 138\text{ MHz} \cdot 100\text{ nH} = 86,7\Omega$$

b) Zur Resonanz bei 138 MHz ist dazu folgende Schwingkreis-Gesamtkapazität erforderlich:

$$C_{\text{ges}} = \frac{1}{(\omega)^2 \cdot L} = \frac{1}{(2\pi \cdot 138\text{ MHz})^2 \cdot 100\text{ nH}} = 13,3\text{ pF}$$

c) Der Verlustwiderstand beträgt bei einer Spulengüte von  $Q = 50$

$$R_P = Q \cdot X_L = 50 \cdot 86,7\Omega = 4335\Omega$$

d) Zieht man diesen Verlustanteil beim gewünschten Endwiderstand von  $445\Omega$  ab, muß der  $50\Omega$ -Widerstand der Quelle jetzt auf folgenden Wert transformiert werden:

$$\frac{1}{R_{\text{trans}}} = \frac{1}{445\Omega} - \frac{1}{4335\Omega} \Rightarrow R_{\text{trans}} = 508\Omega$$

e) Damit muß durch den kapazitiven Teilerfolgendes Übersetzungsverhältnis verwirklicht werden:

$$R_{\text{trans}} = 508\Omega = \bar{u}^2 \cdot 50\Omega \Rightarrow \bar{u} = \sqrt{\frac{508\Omega}{50\Omega}} = 3,18$$

f) Geht man zunächst von einer Kreisresonanz bei 138 MHz aus, so kann man mit dem kapazitiven Teiler aus den beiden Kondensatoren C1 und C2 die geforderte Transformation durchführen. Bei einer Gesamtkapazität von  $13,3\text{ pF}$  und einem geforderten Übersetzungsverhältnis von  $\bar{u} = 3,18$  erhält man näherungsweise für C2 folgenden Wert:

$$\bar{u} = \frac{C_2}{C_{\text{ges}}} \Rightarrow C_2 = \bar{u} \cdot C_{\text{ges}} = 3,18 \cdot 13,3\text{ pF} = 42,3\text{ pF}$$

g) Dazu gehört ein C1 von

$$\frac{1}{C_1} = \frac{1}{C_{\text{ges}}} - \frac{1}{C_2} = \frac{1}{13,3\text{ pF}} - \frac{1}{42,3\text{ pF}} \Rightarrow C_1 = 19,4\text{ pF}$$

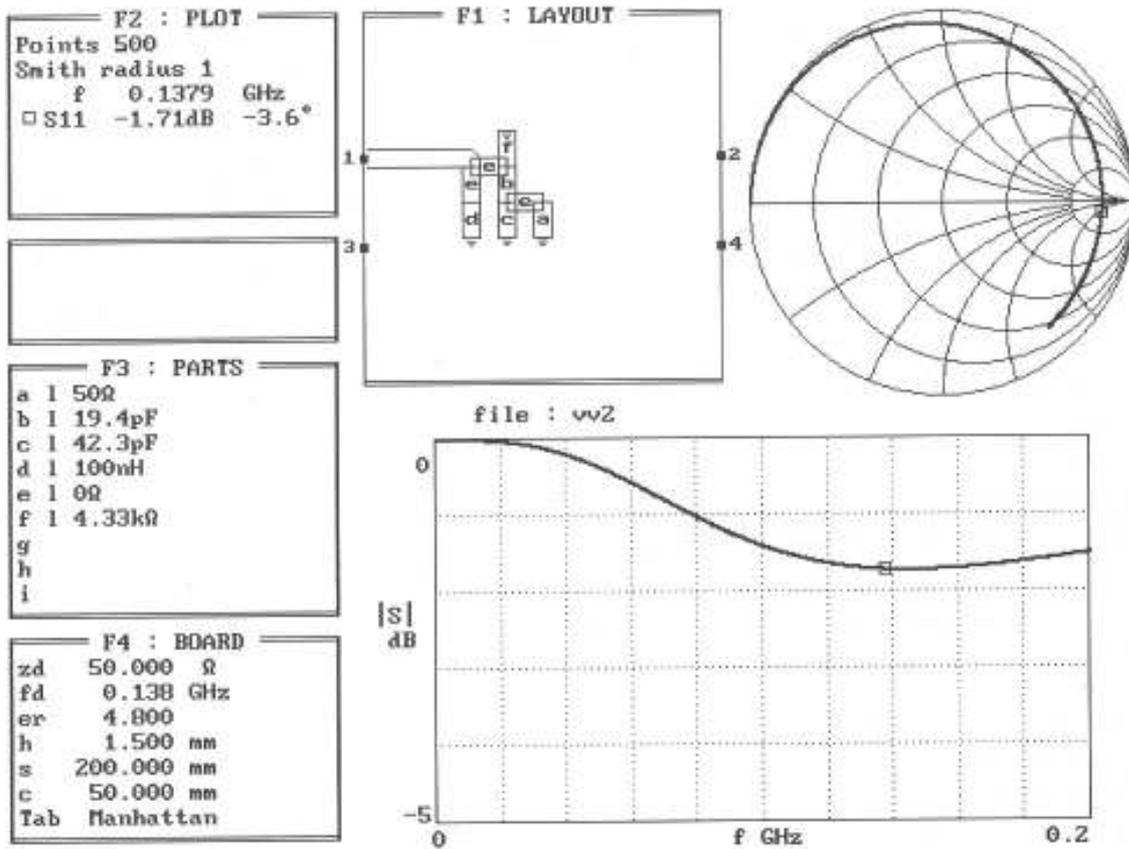


Bild 4: Erster Simulationsdurchlauf der Rauschanpassung

h) Nun kann man mit der Gesamtschaltung des Eingangskreises nach **Bild 3** in die PUFF-Simulation einsteigen und prüfen, wie weit man noch vom geforderten Reflexionsfaktor  $S_{11} = G_{opt} = -1,95 \text{ dB} / 8,3^\circ$  entfernt ist **Bild 4**. Folglich verändert man die beiden Kondensatoren des Teilers solange, bis man bei 138 MHz möglichst exakt beim geforderten Wert liegt.

Dazu folgende Anmerkungen:

1) Soll das Übersetzungsverhältnis gleich bleiben, während die Resonanzfrequenz des Kreises korrigiert wird, müssen beide Teilerkondensatoren im gleichen Sinn verändert werden und das Verhältnis der beiden Kapazitätswerte muß dabei konstant bleiben.

2) Soll das Übersetzungsverhältnis geändert werden, ohne daß sich die Resonanzfrequenz ändert, werden die beiden Kondensatoren des

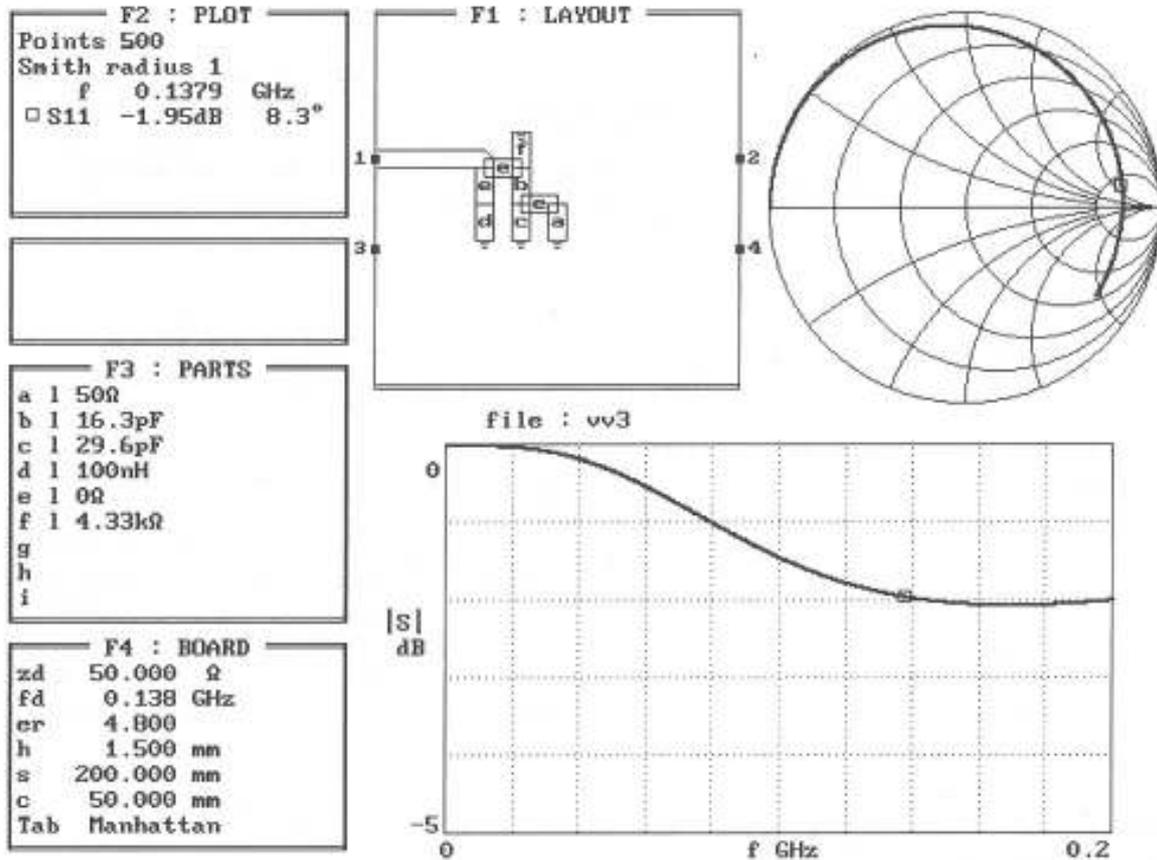
Teilers gegenseitig, immer im selben prozentualen Verhältnis, verändert.

Hat man sich erfolgreich durchgearbeitet, findet man in **Bild 5** sowohl den geforderten Reflexionsfaktor  $(-1,95 \text{ dB} / 8,3^\circ)$  im Feld F2 wie auch die Bauteilwerte der Ersatzschaltung ( $445 \Omega$  Wirkwiderstand parallel  $j700\Omega$  induktiver Blindwiderstand) im Command-Fenster. Das ist der Fall bei

$$C1 = 16,3 \text{ pF} \quad \text{und} \quad C2 = 29,6 \text{ pF}$$

## 5. Simulation der Gesamtschaltung

Nun übernimmt man den eben entworfenen Eingangsteil direkt in die komplette Verstärker-



**Bild 5: Ergebnis der Optimierung**

schaltung, denn die Einflüsse der Ausgangsseite auf den Eingang können - sofern die Rückwirkung S12 genügend klein ist - vernachlässigt werden Hinweis: das ist einigermaßen der Fall, wenn ohne Stromgegenkopplung gearbeitet wird und der Sourceanschluß deshalb direkt an Masse liegt.

**Und nun zur Ausgangsseite:**

Man verwendet für das Bandfilter wieder dieselben Spulen ( $L = 100 \text{ nH}$ ,  $Q = 50$ ) für beide Kreise und wählt kapazitive Hochpunkt koppung. Damit erhält man erneut eine Kreiskapazität von  $13,3 \text{ pF}$ , der Resonanzwiderstand jedes Kreises ergibt sich wieder zu  $4,335 \text{ k}\Omega$ .

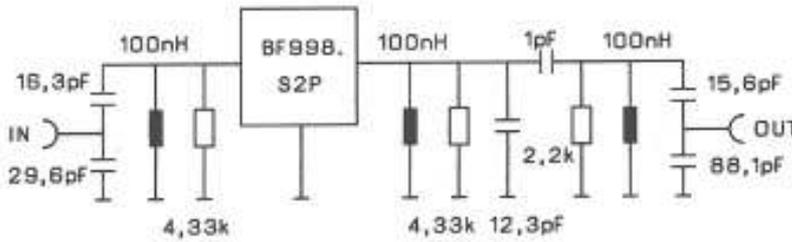
Beide Schwingkreise werden zunächst auf die Mittenfrequenz von  $138 \text{ MHz}$  abgestimmt, weil sich erst durch die Kopplung eine gegenseitige Beeinflussung bzw. Verstimmung und

damit die rechteckförmige Bandfilter-Durchlaßkurve ergibt.

Als Koppelkondensator nimmt man den kleinsten mit diskreten Bauteilen realisierbaren Wert von  $0,5 \text{ pF}$ .

Beim ersten Kreis muß die Ausgangskapazität von  $1 \text{ pF}$  des FETs berücksichtigt und die Kreiskapazität um diesen Wert verkleinert werden; folglich sieht man dort nur  $12,3 \text{ pF}$  vor. Beim zweiten Kreis ist ein kapazitiver Teiler nötig, um die Ausgangsanpassung (Ziel:  $S_{22} = \text{Null}$ ) durchzuführen.

Hierbei geht man von einem Wirkwiderstand aus, der etwa halb so groß ist wie der Einzel-Resonanzwiderstand jedes Kreises mit  $4335 \Omega$  (da sich die Kreise ja gegenseitig beeinflussen). Hierfür entwirft man den erforderlichen kapazitiven Teiler mit einer Gesamtkapazität von  $13,3 \text{ pF}$ , der einen Widerstand von etwa



**Bild 6:**  
Vollständiges Verstärker-  
schaltbild mit Bauteil-  
werten für die  
Rausanpassung

2,2 kΩ auf einen Widerstand von 50 Ω heruntertransformieren muß.

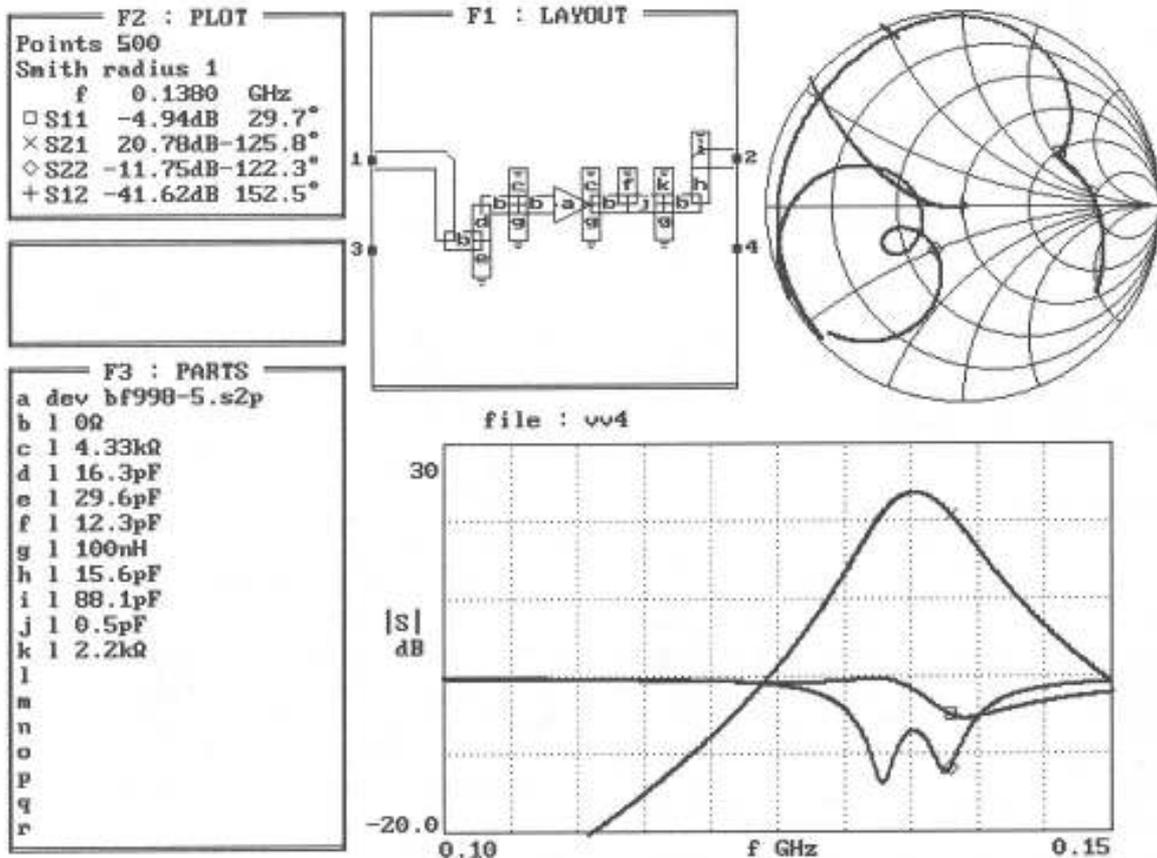
$$\frac{1}{C_5} = \frac{1}{C_{ges}} - \frac{1}{C_6} \Rightarrow C_5 = 15,6\text{pF}$$

Dazu gehört folgende Rechnung:

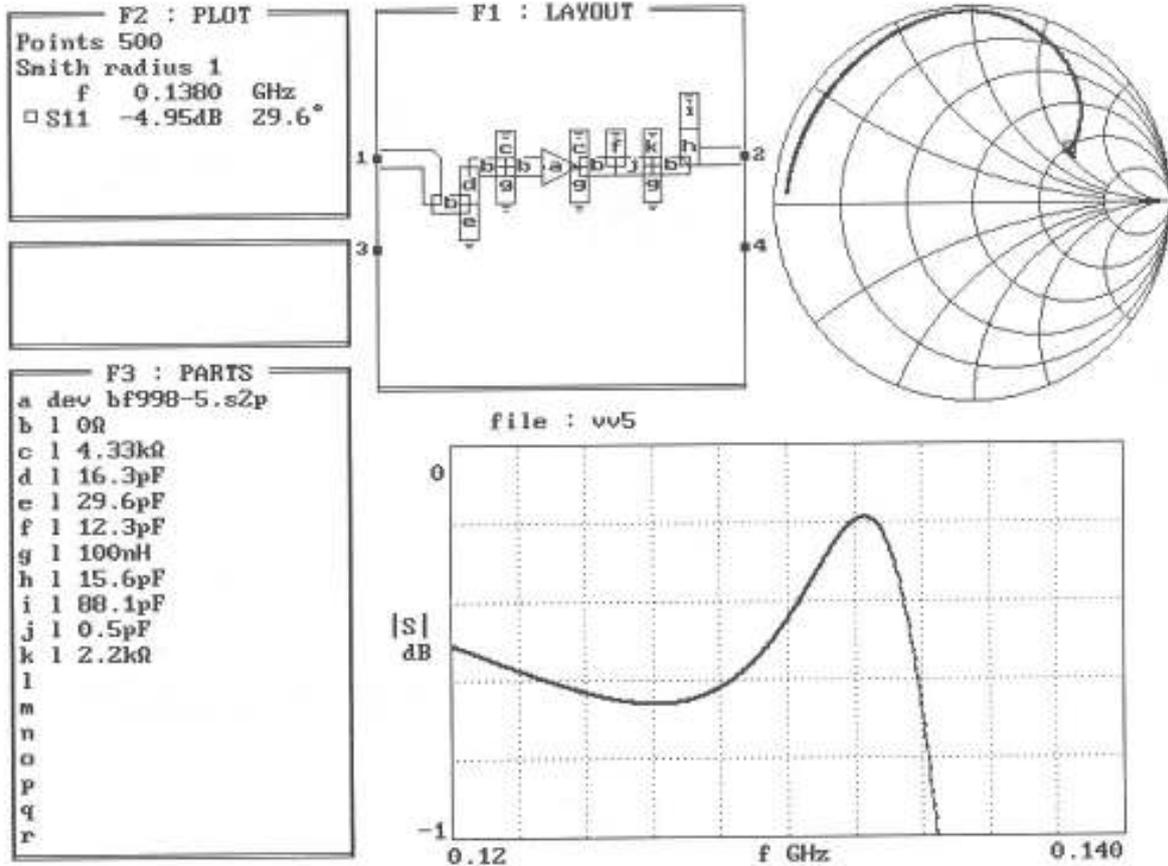
$$2200\Omega = \ddot{u}^2 \cdot 50\Omega \Rightarrow \ddot{u} = \sqrt{\frac{2200\Omega}{50\Omega}} = 6,63$$

Nun geht man mit der Gesamtschaltung nach **Bild 6** wieder in PUFF und läßt den Verstärkungsverlauf als S21 im Bereich von 130 bis 150 MHz plotten. Ganz wichtig ist dabei, daß alle vier S-Parameter S11, S22, S21 und S22 ausgedrückt werden (**Bild 7**). Nun sieht man, daß erstens der Durchlaßbereich zu tiefen Frequenzen hin verschoben ist und zweitens

$$\ddot{u} = \frac{C_6}{C_{ges}} = 6,63 \Rightarrow C_6 = \ddot{u} \cdot C_{ges} = 6,63 \cdot 13,3\text{pF} = 88,1\text{pF}$$



**Bild 7:** Erster Simulationsdurchlauf der Gesamtschaltung



**Bild 8: Kontrolle von S11 im Bereich 120 bis 140 MHz**

die Ausgangsanpassung noch zu wünschen übrig läßt. Bevor man jedoch diese Werte optimiert, ist noch eine wichtige Kontrolle erforderlich:

Man sollte hier sehr exakt prüfen, ob einer der beiden Parameter S11 oder S22 irgendwo Null oder sogar größer als Null (= positiv) ist. Das erkennt man sehr leicht am Smith-Chart, wenn dort der Radius 1 eingestellt ist. In diesem Fall geht die Kurve nämlich über den Rand des Smith-Diagrammes hinaus!

Ist das der Fall, so wird der dazugehörige Eingangs- oder Innenwiderstand negativ und die Schaltung ist instabil (= neigt zum Schwingen). Leider gibt es einen solchen Bereich, bei dem dieser Fall zwar noch nicht ganz erreicht ist, aber S11 schon sehr nahe an die Nulllinie herankommt (**Bild 8**).

Da nicht bekannt ist, wie sich die Schaltung

verhält, wenn die Reflexionsfaktoren der Antenne bzw. des nachfolgenden Empfängers größer als Null sind, schaltet man vorsichtshalber einen Zusatzwiderstand von 4,7 kΩ direkt vom Ausgang des FETs gegen Masse. Damit unterdrückt man jede Schwingneigung sicher und S11 ist im gesamten Frequenzbereich stets kleiner als 1.

Diesen Widerstand ergänzt man im Feld F1 und plottet dann alle S-Parameter für diese Schaltung erneut aus. Nun überprüft man nochmals genau, wie weit die Mittenfrequenz und die Ausgangsreflexion (S22) noch vom Idealwert abweichen (**Bild 9**) und korrigiert das auf folgende Weise:

a) Abgleich von S22:

Man verändert das Verhältnis der beiden Kondensatoren am Ausgang solange, bis die S22-Kurve möglichst genau durch den Punkt 1, also

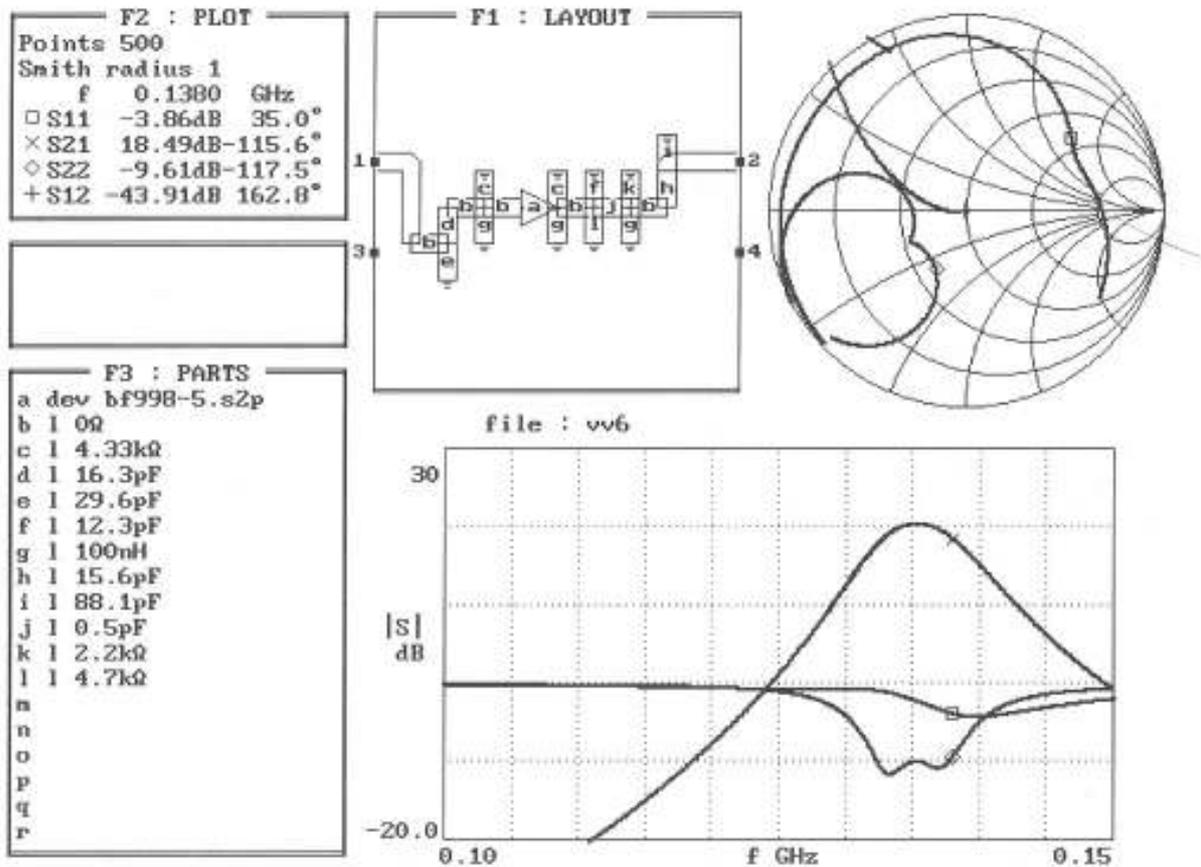


Bild 9: Erneuter Simulationsdurchlauf der "bedämpften" Gesamtschaltung

durch den Mittelpunkt des Smith-Diagrammes verläuft.

Läuft sie links vom Punkt 1 vorbei, wurden die Widerstände des Ausgangskreises auf zu kleine Werte transformiert und man muß nun den unteren Kondensator verkleinern (nur in Schritten von 1 pF ändern). Um das Verhältnis beizubehalten muß auch der obere Kondensator entsprechend vergrößert werden.

Läuft sie dagegen rechts am Punkt 1 vorbei, wurde auf einen zu großen Wert heruntertransformiert und der untere Kondensator muß vergrößert (sowie der obere Kondensator verkleinert) werden.

b) Abgleich der Mittenfrequenz:

Erst jetzt beginnt man mit dem Frequenzabgleich, um die S21-Kurve möglichst symmetrisch zur Mittenfrequenz von 138 MHz zu

bekommen. Dazu werden behutsam - also in sehr kleinen Schritten bis herunter zu 0,1 pF - abwechselnd in beiden Ausgangskreisen die Schwingkreiskapazitäten variiert. Im linken Kreis ist das einfach, jedoch müssen beim rechten Kreis beide Kondensatoren des Teilers stets im gleichen Verhältnis geändert werden, damit der Transformator sein Übersetzungsverhältnis beibehält!

Ist dies erfolgreich durchgeführt kann man plotten, speichern und ausdrucken. **Bild 10** zeigt, wie der endgültige Verlauf aussehen kann. Das Ergebnis ist äußerst erfreulich, aber man sollte vorsichtshalber noch eine zusätzliche Kontrolle durchführen: Neigt die Schaltung ohne Antenne zum Schwingen?

Leider ist die übliche Möglichkeit der Stabilitätsangabe und -berechnung über den Faktor k

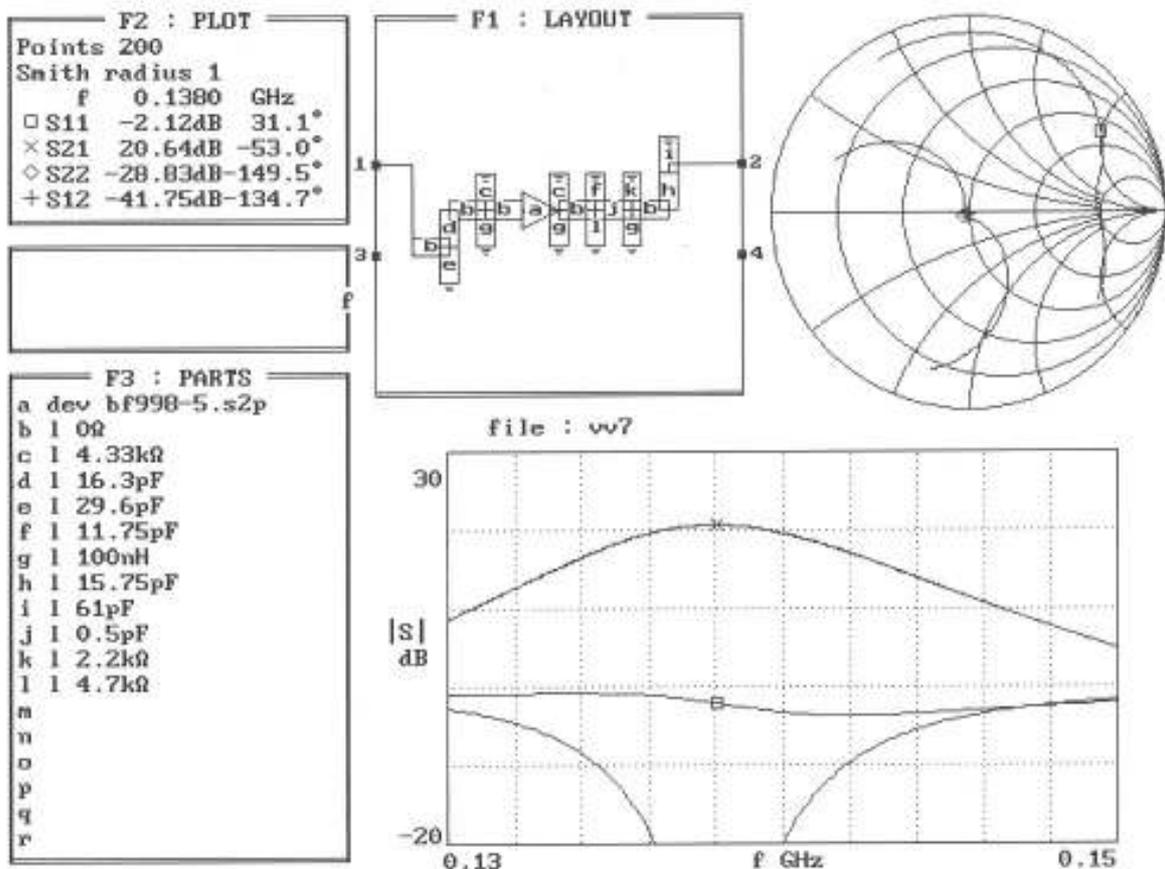


Bild 10: Ergebnis der Optimierung von Mittenfrequenz und S22

in PUFF nicht vorgesehen, deshalb kann man sich provisorisch wie folgt helfen:

Man trennt dazu einfach den Eingang von Port 1 ab und überprüft S22 daraufhin, ob der Wert irgendwo größer als 1 wird (Bild 11). Im Frequenzbereich von 0 bis 200 MHz scheint doch alles in Ordnung zu sein.

Zusätzlich kann man jetzt noch testen, ob ein abgezogener Ausgangsstecker keinen negativen Eingangswiderstand erzeugt, denn damit würde die Schaltung zum Sender. Dazu trennt man Port 2 von der Schaltung ab und plottet nur S11. Wie man am Ergebnis (Bild 12) sieht, ist das nicht der Fall.

Da auch die Verstärkung mehr als die geforderten 20 dB erreicht, kann man daran gehen, den vollständigen Stromlaufplan sowie das Layout zu entwerfen.

## 6. Übertragung der Simulation in die Wirklichkeit

Als Vorlage dient dabei die oben entworfene Schaltung nach Bild 10. Ihre Bauteilwerte werden in eine praktisch realisierbare Schaltung mit allen erforderlichen Zusatzeinrichtungen umgesetzt.

Für den FET müssen dabei folgende Einstellungen vorgesehen werden:

- Eine Gleichspannung von +4 V zwischen Gate 2 und Source; hierzu dient ein geeigneter Spannungsteiler einschließlich ausreichender Siebung und Abblockung an Gate 2.
- Eine Gleichspannung von -0,2 V zwischen Gate 1 und Source für einen Drainstrom von

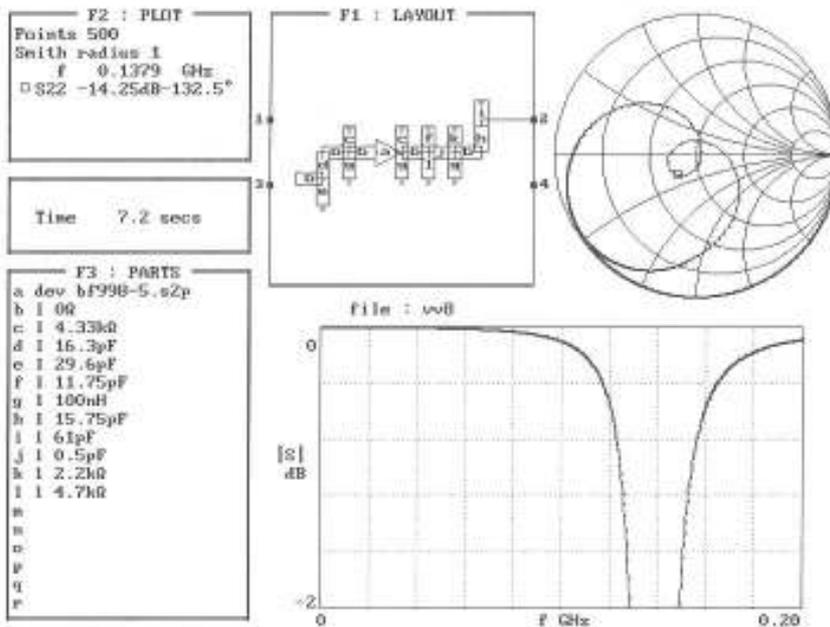


Bild 11:  
Verlauf von S22 im  
Bereich 0 bis 200 MHz  
bei herausgezogener  
Antenne

5 mA; diese Aufgabe übernimmt der Source-Widerstand mit  $39 \Omega$  mit zwei parallelgeschalteten SMD-Kondensatoren nach Masse.

c) Eine Drain-Source-Spannung von min. +8 V; deshalb dürfen die Siebwiderstände in der

Drain-Zuleitung einen Maximalwert von ca.  $100 \Omega$  nicht überschreiten.

Die endgültige Schaltung zeigt **Bild 13**, wobei die durch die Simulation vorgegebenen krummen Kapazitätswerte in den Kreisen durch

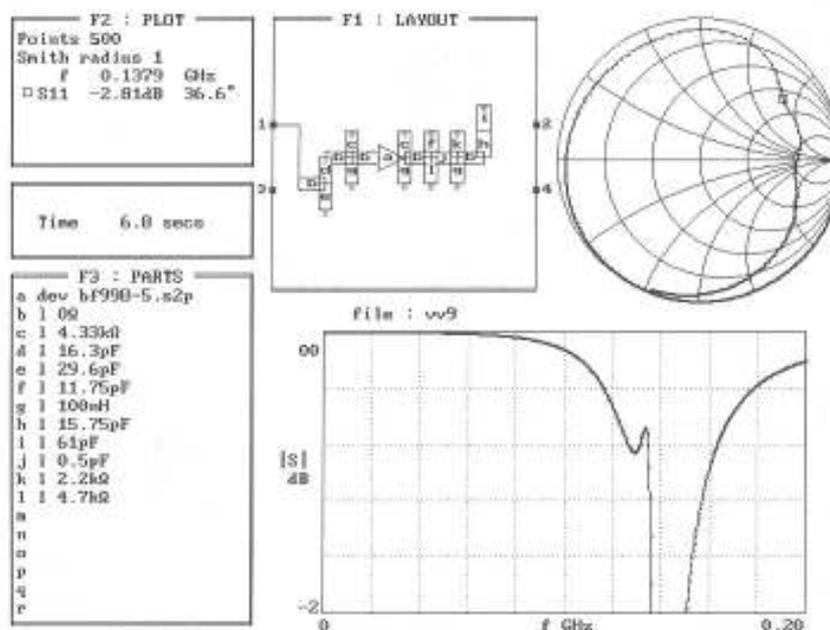


Bild 12:  
Verlauf von S11 im  
Bereich 0 bis 200 MHz  
bei leerlaufendem  
Ausgang

