



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

PUFF-Einsteiger-Projekt: Rauscharmer Vorverstärker für den NOAA-Wettersatellitenbereich 137 MHz, bzw. für das 2-m-Amateurfunkband 145 MHz, Teil 3

Fortsetzung aus Heft 1/99

12. Einsatz von verlustarmen Helix- Spulen

12.1. Erforderliche Schaltungsänderungen

Am Anfang steht hier die Neuberechnung der Rauschanpassung, wobei man zunächst den Verlustwiderstand der Helixspulen für die Güte $Q = 150$ bestimmen muß:

$$R_p = Q \times 2\pi f \times L =$$

$$150 \times 2 \times \pi \times 138 \text{ MHz} \times 100 \text{ nH} = 13 \text{ k}\Omega$$

Damit wird die PUFF-Simulation durchgeführt, wobei man wieder auf den optimalen Innenwiderstand für minimales Rauschen (ausgedrückt durch $\Gamma_{\text{opt}} = -1,95 \text{ dB} / 8,3^\circ$) kommen muß; außerdem muß der Generator-

innenwiderstand von 50Ω entsprechend transformiert werden. Man erhält für C1 und C2 folgende neue Werte:

C1 = 16,45 pF und C2 = 27,8 pF.

Es werden diese Bauteile der Schaltung nach Bild 25 (Teil 1) bei PUFF in der Liste F3 bzw. beim Radiodesigner in der Netzliste geändert. Zusätzlich werden der Spulen-Verlustwiderstand in $13 \text{ k}\Omega$ (bei PUFF) bzw. die Güte auf 150 (im Radiodesigner) erhöht. Das erste Simulationsergebnis von PUFF zeigt **Bild 34**. Darin erkennt man zwei Dinge:

Erstens ist nun durch die geringeren Kreisverluste die Kopplung im Ausgangsbandfilter zu fest und man bekommt langsam das berühmte „Kamel“ (= die zweihöckerige Durchlaßkurve) zu sehen - siehe den Verlauf von S22.

Zweitens gibt es bei S11 einen Bereich, in dem die Kurve plötzlich Werte größer als 0 dB

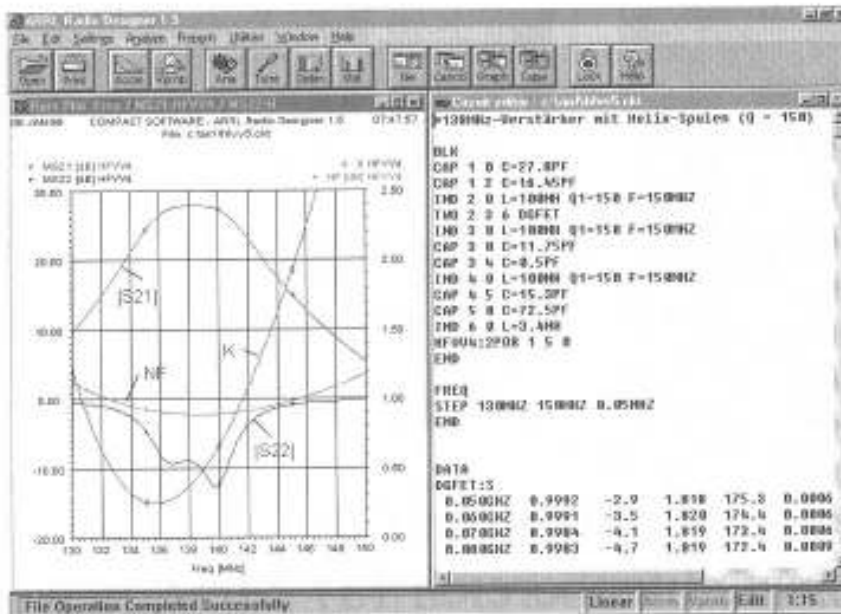


Bild 34:
 Erster Probelauf der
 Simulation mit PUFF
 für den Verstärker
 mit verlustarmen
 Helix-Spulen

aufweist, der Eingangswiderstand folglich negativ ist und Schwinggefahr besteht. Man wechselt deshalb zum DESIGNER und untersucht die Sache etwas genauer (hfv5 in **Bild 35**):

Man erkennt sehr schön, daß der Stabilitäts-

faktor k nur noch 0,3 beträgt und folglich von Stabilität (also $k > 1$) keine Rede mehr sein kann. Dafür ist aber die Rauschzahl von 1,25 dB auf 0,9 dB gesunken. Es lohnt sich also, auf diesem Weg weiterzugehen!

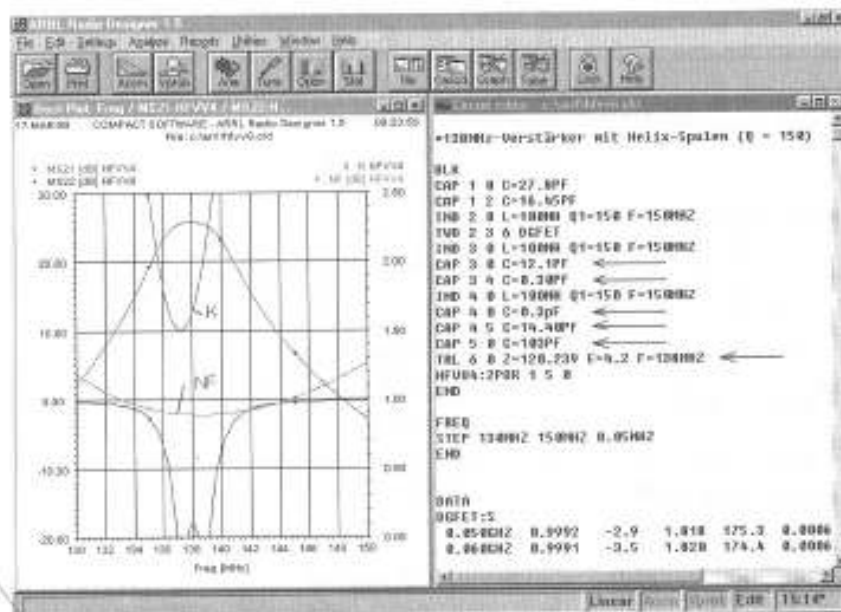


Bild 35:
 Simulation des
 Helix-Verstärkers
 einschließlich
 Rauschzahl und
 Stabilitätsfaktor mit
 dem ARRL-
 Radio-Designer

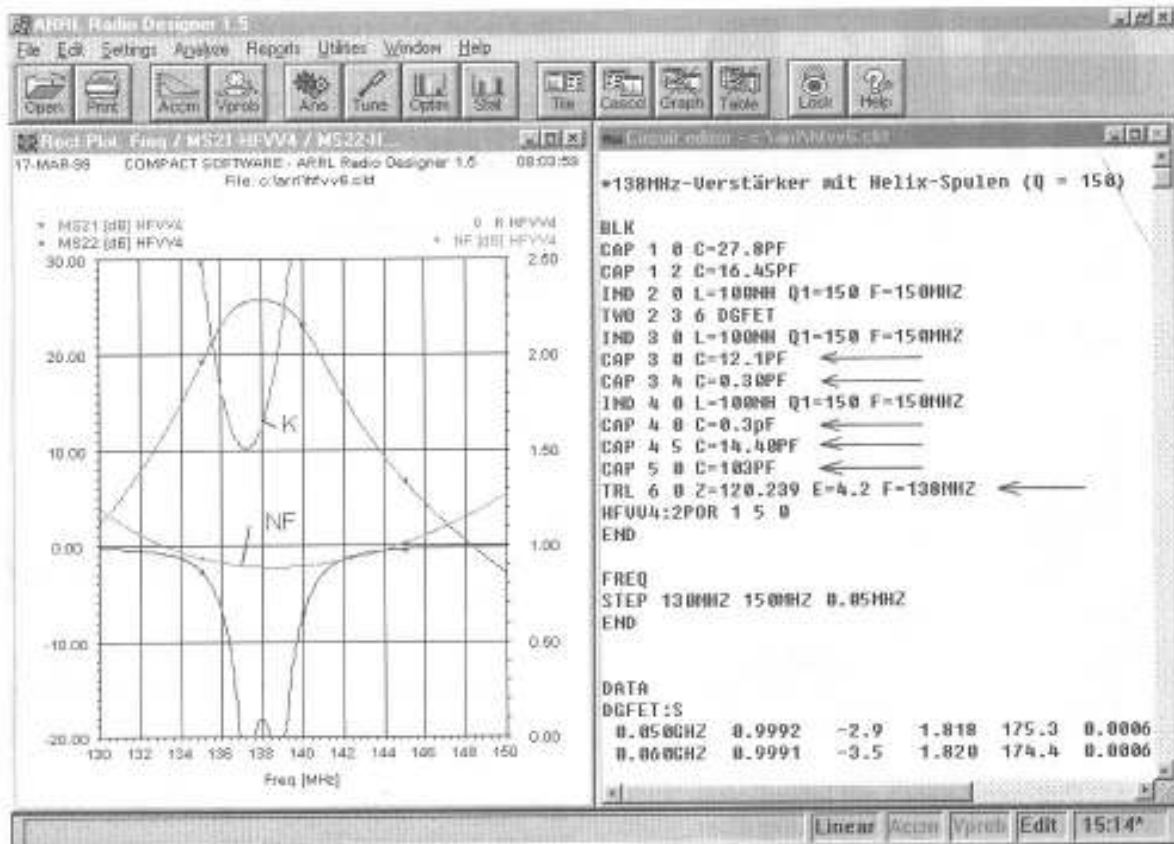


Bild 36: Simulation der optimierten Schaltung mit Helix-Filtern

Man nimmt nun in der Netzliste des DESIGNERS folgende Änderungen vor:

- Die Induktivität im Sourcekreis wird solange erhöht, bis $k = 1.5$ erreicht ist.
- Die Koppelkapazität zwischen den beiden Kreisen des Bandfilters wird bis zur kritischen Kopplung reduziert.
- Die Kreiskapazitäten in beiden Kreisen müssen neu abgestimmt werden, wobei...
- die Ausgangsreflektion S22 durch ein geändertes Teilverhältnis verbessert werden muß.
- Schließlich wird die als Induktivität ersatz im Sourcekreis dienende dünne Microstripleitung auf die neue erforderliche Länge gebracht.

Die nach diesen Gesichtspunkten mit dem DESIGNER unter Verwendung des Buttons

„ACCM“ überarbeitete Version samt ihren Eigenschaften zeigt **Bild 36**.

Hierbei sind mehrere wichtige Änderungen zu finden:

- Koppelkondensator beim Ausgangsbandfilter:

Man sieht aus der Simulation, daß zur Erzielung der geforderten Eigenschaften die Koppelkapazität bis auf 0,3 pF sinken muß; hierfür wurde ein Interdigitalkondensator eingesetzt. Seiner Dimensionierung ist das nächste Kapitel gewidmet.

- Die Fingerstruktur des Interdigitalkondensators bringt leider eine zusätzliche Kapazität gegen Masse in die Schaltung. Beim Primärkreis, also beim Drain-Ausgang des MOSFETs, ist das unproblematisch, da man

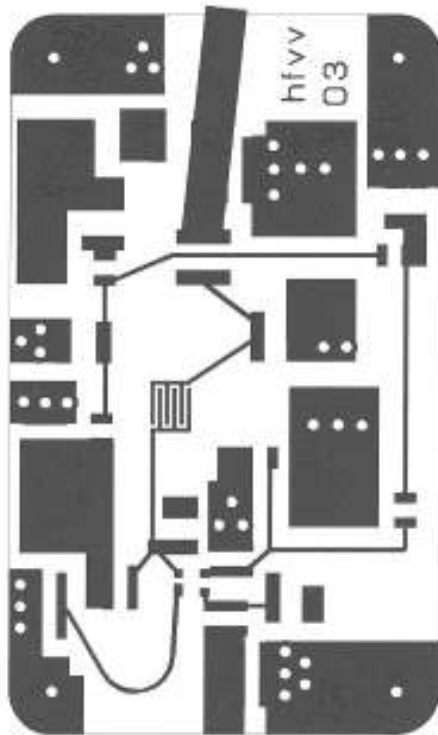


Bild 37: Platinen-Layout mit Interdigital-Kondensator und Gegenkopplung über Transmission Line

nur die einzulötende Schwingkreiskapazität um ca. 0,3 pF vermindern muß. Bei der Simulation ist keine zusätzliche Maßnahme erforderlich.

Bei der Ausgangsseite ist etwas Aufmerksamkeit gefordert, denn hier ist ein kapazitiver Teiler eingesetzt. Es läßt sich bei der Simulation also nicht vermeiden, die erwähnten 0,3 pF als Parallel-Festkapazität in den Sekundärkreis einzubauen und dann die beiden erforderlichen Kondensatoren des Teilers neu zu bestimmen.

3. Die Länge der Source-Leitung muß wegen der geringeren Bedämpfung des Ausgangskreises mit $E=4,2$ Grad fast verdreifacht werden. Die genauen Daten werden mit PUFF ermittelt (siehe Kapitel 9, Bilder 29 - 31) und lauten:

Länge = 14,3 mm und Breite = 0,29 mm

Zählt man, entsprechend den Überlegungen des vorigen Kapitels, wieder ca. 1 mm Verlängerung dazu, erhält man eine Gesamtlänge von 15,3 mm und kommt zum Layout gemäß **Bild 37**. Die als Source-Induktivität dienende dünne und aus Platzgründen „gebogene“ Streifenleitung ist ebenso wie der Interdigitalkondensator zur Kopplung gut zu erkennen.

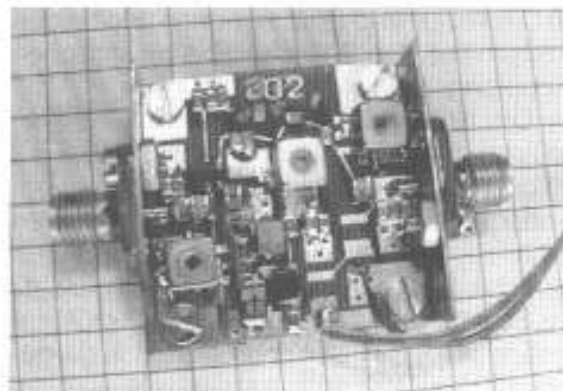
Die hier eingesetzten großen Helixspulen benötigen darauf nicht nur viel Fläche, sondern sind auch höher, was ein größeres Gehäuse, passend zu den Platinenmaßen 30 mm x 50 mm erfordert.

Bild 38 zeigt, wie die Simulationsdaten in einen praktisch verwendbaren Stromlaufplan umgesetzt wurden.

12.2. Realisierung des Interdigitalkondensators

Die Literaturrecherche ergab, daß die diversen Veröffentlichungen und Weiterentwicklungen zu diesem Thema meist vom gleichen Grundlagenaufsatz ausgehen, der von Gary D. Alley bereits 1970 veröffentlicht wurde [1].

Er verwendet sowohl für die Fingerbreite wie auch für alle Abstände innerhalb dieser Anordnung stets denselben Wert X und teilt eine solche Kondensatorstruktur in einzelne „Zellen“ = „unit cells“ auf (siehe hierzu **Bild 39**).



Muster 1: Betriebsbereites Mustergerät

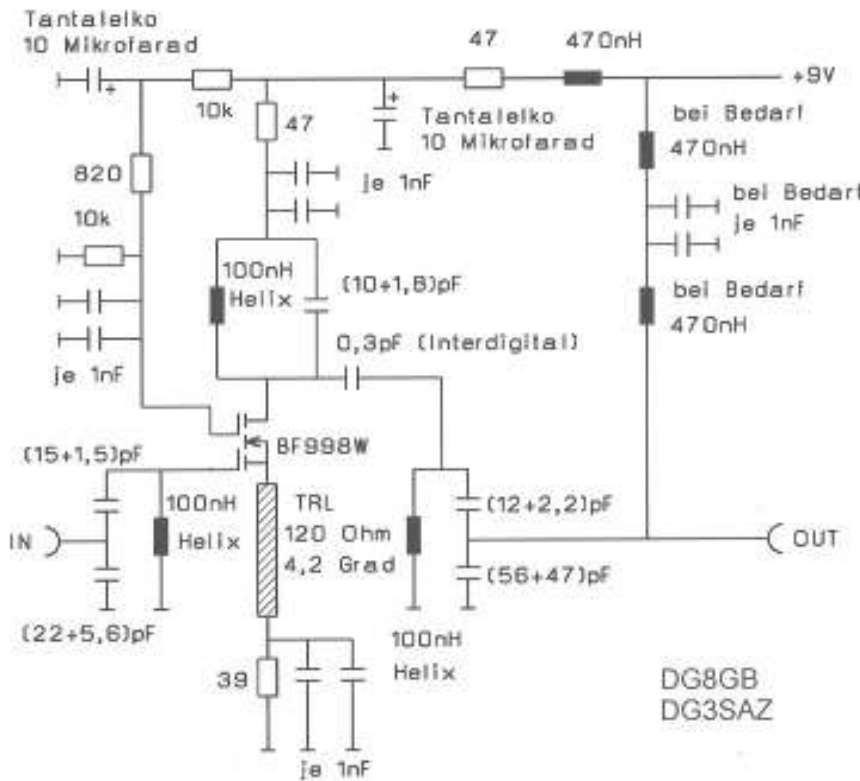


Bild 38:
Stromlaufplan des
137 MHz-Verstärkers
mit Helix-Filtern

Dann untersucht er diese Anordnung, variiert speziell die Fingerlänge „L“ und gibt schließlich eine Dimensionierungsformel für die gesuchte „Koppelkapazität“ an, die nach einer kleinen Umformung folgendermaßen geschrieben werden kann:

$$C_{\text{koppel}} = \frac{L^2}{W} \times (\epsilon_r + 1) \times [(N - 3) \times A_1 + A_2]$$

- C_{koppel} in pF mit:
- L = Fingerlänge in inch
- W = Breite der Anordnung in inch
- N = Anzahl der Finger
- ϵ_r = Dielektrizitätskonstante der Platine

A_1 und A_2 sind zwei Größen, die vom Verhältnis der Platinendicke (T) zum erwähnten Fingerabstand (X) abhängen. Ihre Werte können für das benützte Verhältnis T/X aus **Bild 40** entnommen werden.

Bevor man sich an die Dimensionierung des 0,3 pF-Kondensators wagt, sollte man sich

die angegebene Formel in Ruhe ansehen und die Zusammenhänge klar machen. Die gesuchte Koppelkapazität wird nämlich größer - mit größerer Fingerlänge (sogar quadratisch!)

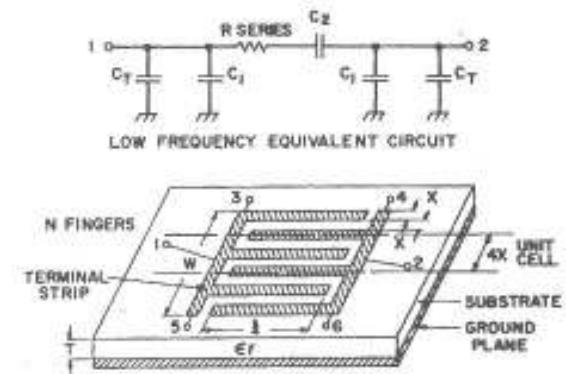


Bild 39: Zellstruktur zur Analyse von Interdigital-Kondensatoren nach [1]

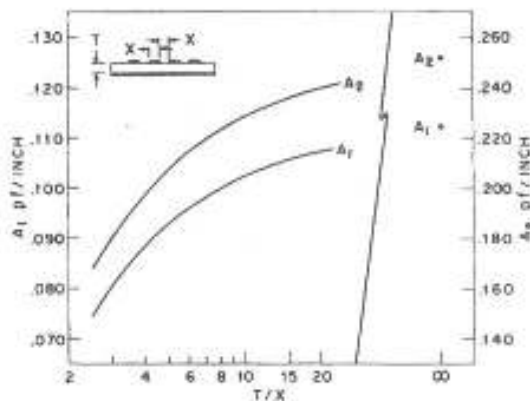
Fig. 5. Effect of substrate thickness on C_v .

Bild 40: Bestimmung von A_1 und A_2 für ein vorgegebenes Verhältnis von Leiterplattendicke T zu Fingerbreite X

- mit kleinerem Abstand X zwischen den Fingern und
- mit der Platinendicke, wenn der Abstand X gleich bleibt. Das ist logisch, denn bei dünneren Platinen fehlen uns immer mehr elektrische Feldlinien, die nun statt zwischen den Fingern lieber von den Fingern zur unteren Massefläche verlaufen.

Allerdings sollte man dabei die physikalischen und fertigungstechnischen Grenzen im Auge behalten, denn man kann:

- den Fingerabstand und die Fingerbreite X bei gedruckten Schaltungen nicht beliebig verkleinern. Ein Wert von 0,1 Inch = 0,254 mm dürfte für den "Normalverbraucher" eine reelle Grenze darstellen.
- Man darf auch die Fingerlänge nicht beliebig vergrößern, denn irgendwann werden aus den Fingern plötzlich gekoppelte Leitungen mit Resonanzeffekten. Schon deutlich unterhalb der „Resonanzfrequenz“ beobachtet man bereits, wie bei einem normalen Schwingkreis, Veränderungen der Bauteilwerte.

Man sollte also stets eine Überschlagsrechnung durchführen und prüfen, ob L noch viel kleiner als $\lambda/4$ ist. In der Praxis bedeutet das

eine Obergrenze von ca. 3 % der Wellenlänge, unter der die Länge bei der vorgesehenen Arbeitsfrequenz bleiben sollte. Genauere Hinweise zur Lösung des Problems findet man wieder in [1].

Bei der Festlegung der Bauteile zum Aufbau der Schaltung sollte man folgende Gesichtspunkte im Auge behalten:

Außer der gewünschten Koppelkapazität erhält man bei dieser Anordnung zusätzlich zwei Kapazitäten gegen Masse. Sie werden von denjenigen Feldlinien gebildet, die den Weg von der Fingerstruktur zur unteren, durchgehenden Massefläche vorziehen und damit die beiden Bandfilter-Schwingkreise verstimmen.

Die Größe kann man in der Praxis etwa der gewünschten Koppelkapazität gleichsetzen, hier ca. 0,3 pF, und die zugehörigen Kreiskapazitäten um diesen Betrag verkleinern. Die verbleibenden Abweichungen lassen sich bequem über die Abgleichkerne der Kreisplatten korrigieren.

Doch nun soll der Entwurfsweg Schritt für Schritt betrachtet werden:

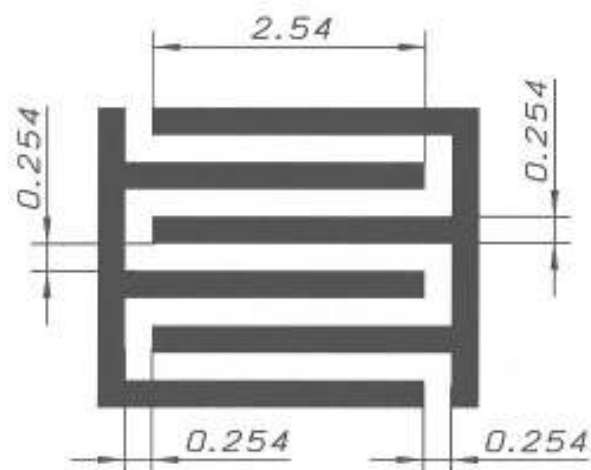


Bild 41: Gewählte Struktur des Interdigital-Kondensators

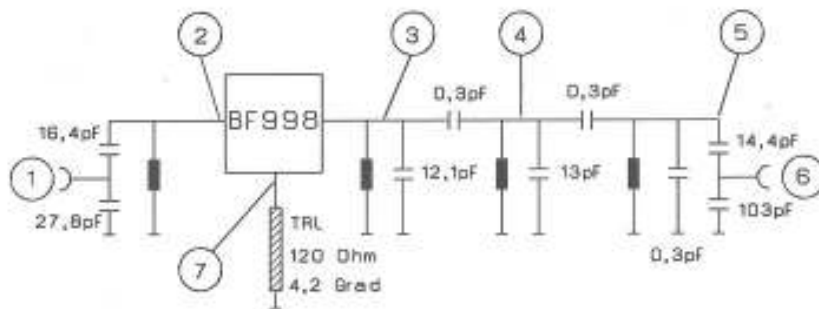


Bild 42:
Wechselstrom-
Ersatzschaltung für
die Simulation des
Super-Verstärkers mit
Dreikreis-Bandfilter
am Ausgang

Alle Schwingkreisspulen:
L = 100nH / Q = 150 bei 150MHz
(Parallelverlustwiderstand: 13 Kilo-Ohm)

1. Schritt:

Man sieht eine Struktur mit 6 Fingern und der Fingerbreite bzw. dem Fingerabstand X = 0,01 inch = 0,25 mm vor. Damit erhält man eine Breite W der Anordnung von 11 x 0,01 inch = 0,11 inch = 2,79 mm (siehe **Bild 41**). Die Dielektrizitätskonstante des FR 4 - Materials beträgt bei dieser tiefen Frequenz von 140 MHz noch ε = 4,8.

2. Schritt:

Bei einer Platinendicke T=1,5 mm und einem Abstand X=0,254 mm ergibt sich ein Verhältnis

$$\frac{T}{X} = \frac{1,5\text{mm}}{0,254\text{mm}} = 5,9$$

Aus Bild 40 kann man dazu die Werte für A1 ca. 0,095 und A2 ca. 0,22 ablesen.

3. Schritt:

Damit berechnet man mit der obigen Formel eine kleine Übersichtstabelle für Fingerlängen zwischen 0,04 inch (= ca. 1 mm) und 0,12 inch (= ca. 3 mm) mit einer Schrittweite von 0,02 inch (= ca. 0,5 mm):

Fingerlänge in inch	0,04	0,06	0,08	0,1	0,12
Fingerlänge in mm	1,016	1,524	2,032	2,54	3,048
Koppelkapazität in pF	0,046	0,1	0,187	0,293	0,42

Der Rest ist kein Problem, denn mit der Fingerlänge von gut 0,1 inch = 2,54 mm ist man bereits am Ziel.

Nach dem Bestücken der Platine wurden mit dem Netzwerk-Analyzer der Verstärkungsverlauf |S21| = f (Frequenz) ermittelt und mit der Simulation verglichen. Abgesehen von einer um ca. 1 bis 2 MHz zu tiefen Frequenzen hin verschobenen Durchlaßkurve ergaben sich keinerlei Unterschiede zur Simulation.

13.
Der Super-Verstärker

13.1. Vorgaben

Auf Grund der erfreulichen Übereinstimmung zwischen simulierter und aufgebauter Schaltung soll nun, so weit wie möglich, an die

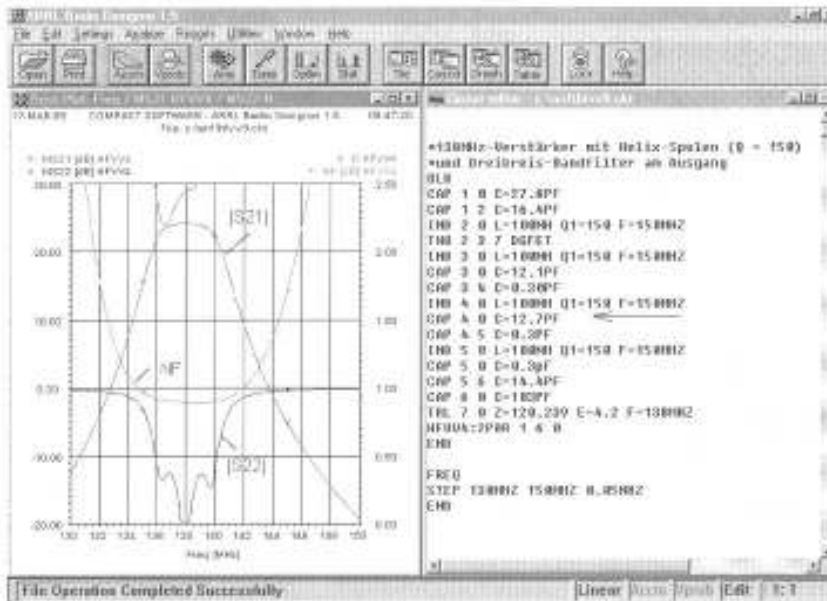


Bild 43:
Simulationsergebnis:
Kapazitätswert des
mittleren Kreises im
Ausgangsbandfilter
korrigiert

physikalischen Grenzen des verwendeten Verstärkerbauteils vorgestoßen werden. Die Anforderungen an die Schaltung wurden also präzisiert:

a) Einsatz von Helix-Induktivitäten mit hoher Güte ($Q = 150$), nicht nur zur Rauschanpas-

sung, sondern auch für möglichst hohe Trennschärfe im Ausgangsbandfilter.

b) Die Ausgangsschaltung soll zur Erhöhung der Trennschärfe von Zweikreis- auf Dreikreis-Bandfilter umgestellt werden.

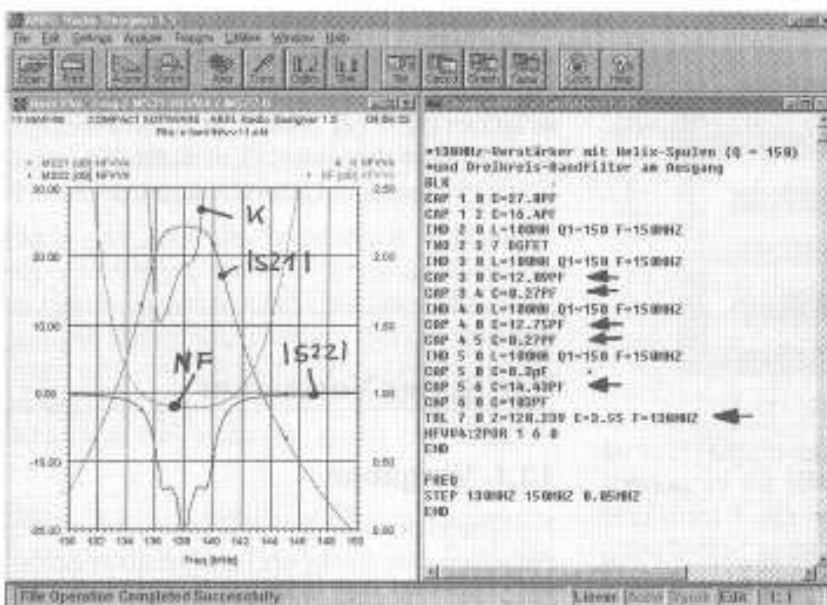


Bild 44:
Simulation der opti-
mierten Super-Ver-
stärkerschaltung
(markiert sind die
gegenüber Bild 43
geänderten Bauteile)

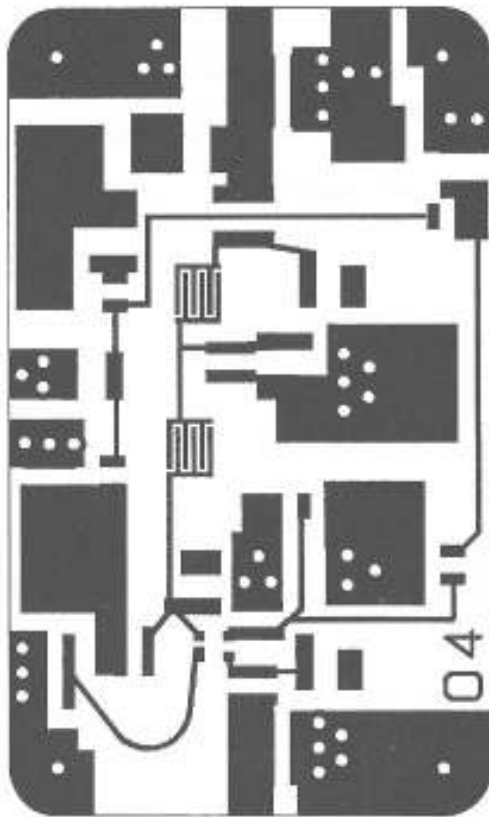


Bild 45: Layout des Super-Verstärkers mit Dreikreis-Bandfilter und Interdigital-Kondensatoren (Platinenmaße 30 mm x 50 mm)

c) Forderung nach einer möglichst flachen Gesamt-Durchlaßkurve von 137 bis 139 MHz, verbunden mit möglichst kleiner Ausgangsreflektion S_{22} in diesem Bereich. Dazu darf wieder die Kopplung beliebig verändert werden, denn es werden Interdigitalkondensatoren statt diskreter Bauteile eingesetzt.

d) Unbedingte Stabilität (also $k = 1,5$), verbunden mit minimaler Rauschzahl - deshalb Stromgegenkopplung durch eine kleine Induktivität bzw. eine kurzgeschlossene, hochohmige Microstrip-Leitung.

e) Größeres „Rastmaß“ der Platine mit 30 mm x 50 mm.

f) Ermittlung der elektrischen Daten direkt nach dem Aufbau ohne zusätzliche „Feinkor-

rekturen“, um die Abweichungen zwischen Theorie und Praxis erkennen zu können. Anschließend genaue Analyse und Ursachenfindung eventuell vorhandener Unterschiede zwischen Simulation und Realität.

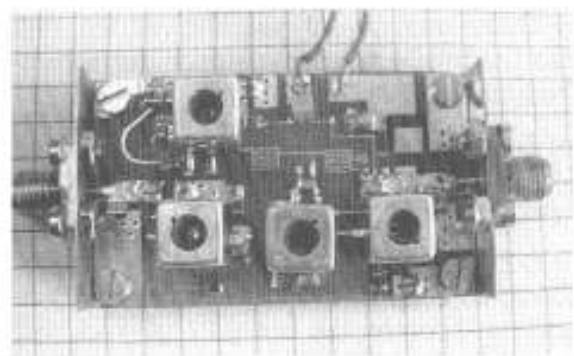
13.2. Vorgehensweise:

Der Eingangskreis mit der geänderten Rauschanpassung wird aus Kapitel 12 übernommen, ebenso die übrigen Bauteilwerte für den ersten Simulationsdurchgang. Es wird lediglich ein weiterer Schwingkreis (100 nH mit Güte $Q=150$ parallel 13 pF, kombiniert mit einem zusätzlichen Interdigital-Koppelkondensator von 0,3 pF) zwischen die beiden vorhandenen Bandfilterkreise eingefügt. Beim Ausgangskreis muß man die Zusatzkapazität der Interdigitalanordnung mit 0,3 pF zum kapazitiven Spannungsteiler parallelschalten und schließlich die Knotennummerierung für die komplette Schaltung neu durchführen (**Bild 42**).

Der erste Simulationsdurchgang ist wenig zufriedenstellend verlaufen, was jedoch eine kleine Wertekorrektur beim Kondensator des neu eingefügten Schwingkreises schnell ändert (**Bild 43**).

Hier sollte man kurz innehalten und die Schaltungseigenschaften analysieren, bevor man weitere Änderungen vornimmt:

a) Die Rauschzahl liegt weiterhin bei 0,9 dB.



Muster 2: Fertig aufgebauter Super-Verstärker, bereit für Messungen

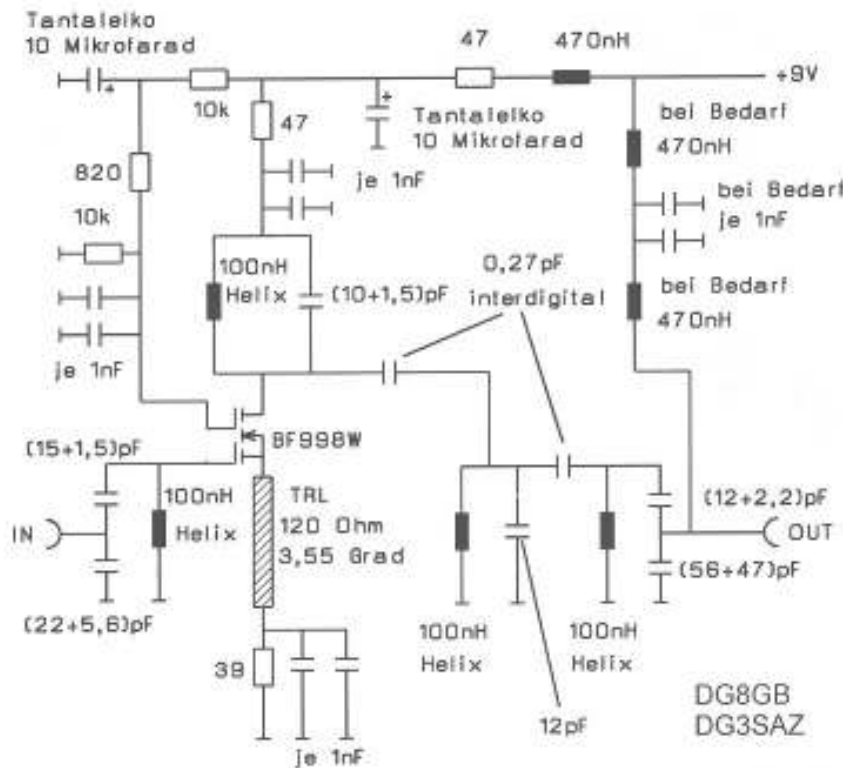


Bild 46:
Stromlaufplan des
Super-Verstärkers
für die Platinen-
bestückung

b) Der Stabilitätsfaktor k ist höher als 2, also kann die Gegenkopplung wieder vermindert und die Länge der Streifenleitung im Sourcekreis verkürzt werden.

c) Die Durchlaßkurve ist noch etwas breit, also kann die Kopplung, durch Verkleinern der Koppelkondensatoren, verringert werden.

d) Dabei muß darauf geachtet werden, daß die Durchlaßkurve symmetrisch zur Mittenfrequenz 138 MHz bleibt.

e) Die Ausgangsreflektion S_{22} sollte durch Verändern des kapazitiven Teilers noch etwas verbessert werden.

Das Ergebnis der Simulation mit dem Radio-Designer zeigt **Bild 44**. Die Koppelkondensatoren konnten bis auf 0,27 pF reduziert werden, um die Selektionseigenschaften zu verbessern. Sie werden wieder als Interdigitalkondensatoren ausgeführt, wobei ledig-

lich eine leichte Verkürzung der Fingerlänge um etwa 0,2 mm erforderlich ist.

Auf eine Kleinigkeit muß man allerdings beim mittleren Kreis des Ausgangsbandfilters achten:

dort geht nämlich die durch die Fingerstruktur der beiden Interdigitalkondensatoren erzeugte Zusatz-Parallelkapazität doppelt ein, deshalb sollte die zugehörige, einzulötende Kreiskapazität um mindestens $2 \times 0,3 \text{ pF} = 0,6 \text{ pF}$ verkleinert werden. Die elektrische Länge der Source-Gegenkopplungsleitung ist auf 3,55 Grad gesunken. Das läßt sich, wie im vorhergehenden Kapitel, durch eine 0,29 mm breite Transmission-Line mit $12,1 \text{ mm} + 1 \text{ mm} = 13,1 \text{ mm}$ verwirklichen.

13.2. Praktische Ergebnisse

In **Bild 45** ist das 30 mm x 50 mm große Layout, in **Bild 46** der umgesetzte Stromlaufplan abgebildet.

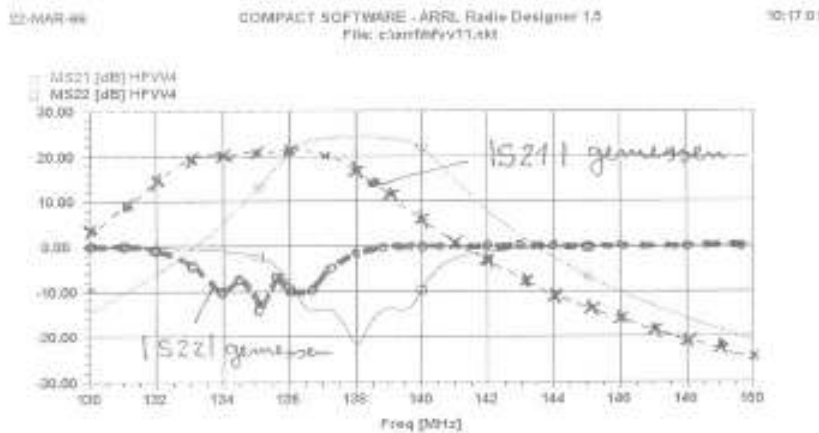


Bild 47:
Meßergebnisse:
 $|S_{21}|$ und $|S_{22}|$ im
Bereich 130 bis
150 MHz

An die bestückte Platine werden links und rechts je ein Kupferblechwinkel mit SMA-Buchse und guter Masseverbindung geschraubt (**Muster 2**); so kann die Schaltung ohne Gehäuse und ohne jede Schwingneigung oder Berührungsempfindlichkeit in Betrieb genommen und untersucht werden.

Nun werden wieder die Verläufe von $|S_{21}|$ und $|S_{22}|$ mit dem Netzwerk-Analyzer (hp 8410) bestimmt, wobei zuerst bei der langsamsten Ablenkgeschwindigkeit (Sweeptime: 10 Sekunden) mit einem schnellen Frequenzzähler die Start- und Stopfrequenz exakt ermittelt und eingestellt werden.

Auf diese Weise zeigt die waagrechte Frequenzachse des Displays genau den Bereich 130 bis 150 MHz.

Nachdem zusätzlich die senkrechte Achse (für S22 mit einem SMA-Kurzschluß, für S21 mit einem Teflon-SMA-Semirigid-Kabel) exakt kalibriert wurde, kann der Abgleich der Durchlaßkurve am Bildschirm vorgenommen und das Endergebnis analysiert werden. Es ist unverändert in **Bild 47** dargestellt und enthält interessante Details:

a) Die Mittenfrequenz liegt (leider) um ca. 2,5 MHz zu tief - da ist der Verstellbereich der Helix-Spulen einfach zu klein. Offensichtlich sind

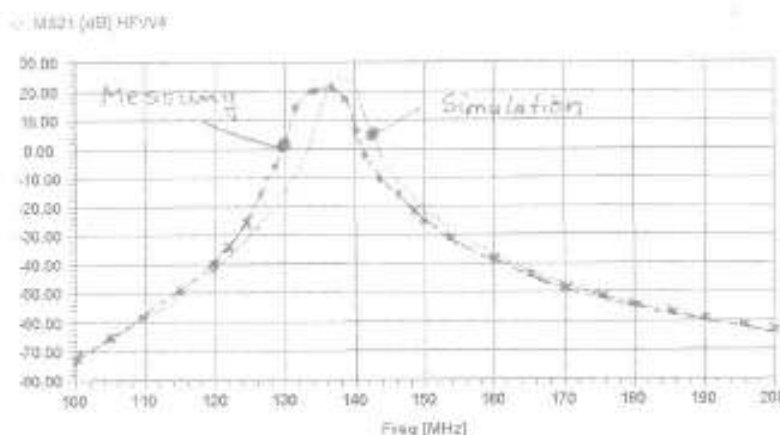


Bild 48:
 $|S_{21}|$ für den
Frequenzbereich
100 bis 200 MHz

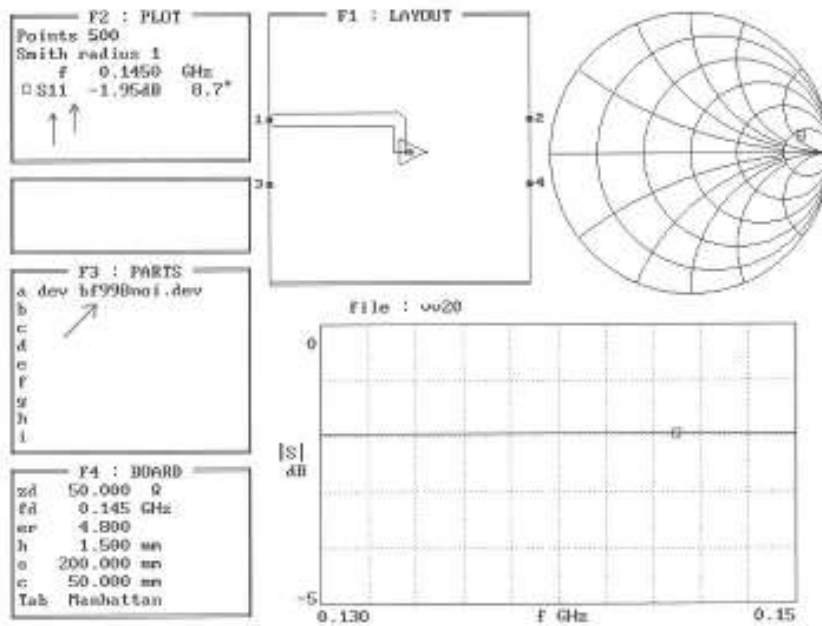


Bild 49:
Bestimmung des erforderlichen transformierten Innenwiderstandes der Signalquelle als Γ_{opt} für optimale Rauschanpassung ($f=145$ MHz)

die Schaltkapazitäten bzw. die Zusatzkapazitäten durch die Interdigitalstruktur doch etwas größer als angenommen.

b) Die Durchlaßkurve ist etwas breiter und die Verstärkung etwas niedriger als vorgesehen. Daraus ergeben sich zwei interessante Folgerungen:
Erstens ist offensichtlich die Dimensionierung der Interdigitalkondensatoren erfolgreich.

Zweitens macht sich nun eine negative Eigenschaft der Helix-Spulen bemerkbar. Wird der Messing-Abgleichkern tiefer eingedreht, verkleinert sich (durch die verstärkten Wirbelströme) die Induktivität. Das führt leider gleichzeitig zu einer Abnahme der Spulengüte bzw. zu höherer Bedämpfung. Als Folge davon wird eben die Durchlaßkurve breiter und die Verstärkung sinkt. Auch die praktisch erreichte Ausgangsanpassung S 22 leidet dann unter den niedrigen Verlustwiderständen.

c) Der Verstärkungsverlauf im Bereich von 100 bis 200 MHz ist in **Bild 48** gezeigt. Abgesehen von der verschobenen Mittenfrequenz ist das Ergebnis befriedigend und die erzielte

Selektionskurve beachtlich: bei 160 MHz erreicht man schon 60 dB Dämpfung gegenüber den Signalen bei 138 MHz.

Die Ermittlung der Rauschzahl wurde wieder extern durchgeführt und ergab $NF = 0,9$ bis $0,95$ dB", was die Simulation bestätigte.

Was zu tun bleibt, ist klar: die Platine müßte nochmals gründlich überarbeitet und dabei auf möglichst kleine Zusatzkapazitäten geachtet werden. Auch die Ausgangsreflektion zeigt zwar den erwarteten grundsätzlichen Verlauf, ist aber noch verbesserungswürdig und kommt noch nicht ganz an die Simulation heran.

14. Neue Rauschanpassung für den Betrieb im 2-m-Band

Bei der Umstellung auf den Frequenzbereich 144 bis 146 MHz beginnt man mit der Rauschanpassung. Dazu benötigt man das PUFF-Diagramm nach Bild 2 aus dem ersten

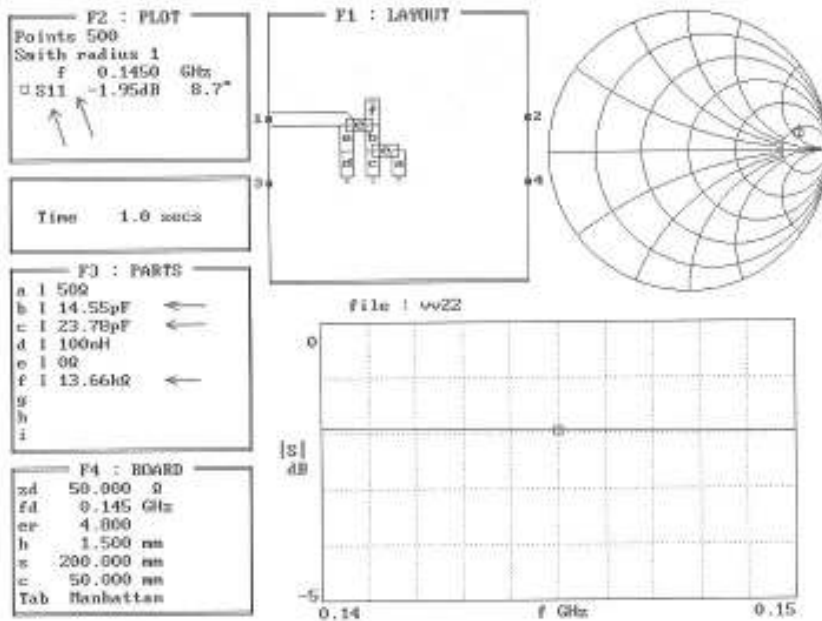


Bild 50: Bauteilwerte des kapazitiven Eingangsteilers zur optimalen Rauschanpassung bei 145 MHz (Helix-Filter mit $Q = 150$)

Teil dieses Artikels und ermittelt damit, welchen Wert der Innenwiderstand (ausgedrückt durch G_{opt} bzw. durch die Bauteile der Parallel-Ersatzschaltung) bei der neuen Mittenfrequenz von 145 MHz aufweisen muß. Wie man aus **Bild 49** ersieht, bleibt der Betrag von $S_{11} = G_{opt}$ mit -1,95 dB praktisch unverändert, während sich der Phasenwinkel von $8,3^\circ$ auf $8,7^\circ$ ändert.

Nun berechnet man zunächst für die SMD-Spulen mit $L = 100$ nH und $Q = 50$ den neuen Verlustwiderstand:

$$R_p = Q \times X_L = 50 \times 2\pi \times 145 \text{ MHz} \times 100 \text{ nH} = 4555 \Omega$$

Damit geht man in die nächste PUFF-Simulation gemäß Bild 4 aus Teil 1 und variiert darin die beiden Teilerkondensatoren solange, bis man bei 145 MHz bei einem S_{11} von -1,95 dB / $8,7^\circ$ angelangt ist. Die Werte werden mit $C_1 = 14,4$ pF und $C_2 = 25,2$ pF gewählt.

Bei den Helixspulen mit $L = 100$ nH ist die Güte mit $Q = 150$ dreimal so groß, also muß der eben ermittelte Verlustwiderstand nur mit der Zahl 3 multipliziert werden:

$$R_p = 3 \times 4555 \Omega = 13665 \Omega$$

Wiederholt man damit die PUFF-Simulation (**Bild 50**), so müssen bei dieser Schaltung später die Werte $C_1 = 14,55$ pF und $C_2 = 23,78$ pF verwendet werden.

15. Verstärker mit Zweikreis-Bandfilter und SMD-Spulen ($Q = 50$)

Der Neuentwurf ist nun recht schnell durchgeführt, wenn man sich nochmals die Simulation nach Bild 30 aus Kapitel 10 für die 138 MHz-Version in den Rechner lädt und folgendermaßen vorgeht:

- a) Man ändert die beiden Eingangskondensatoren gemäß der neuen Rauschanpassung.
- b) Die Mittenfrequenz soll um etwa 5 % erhöht werden, also läßt man die Spulen unverändert und vermindert einfach alle Kondensatoren des Ausgangsteiles um etwa 10 %

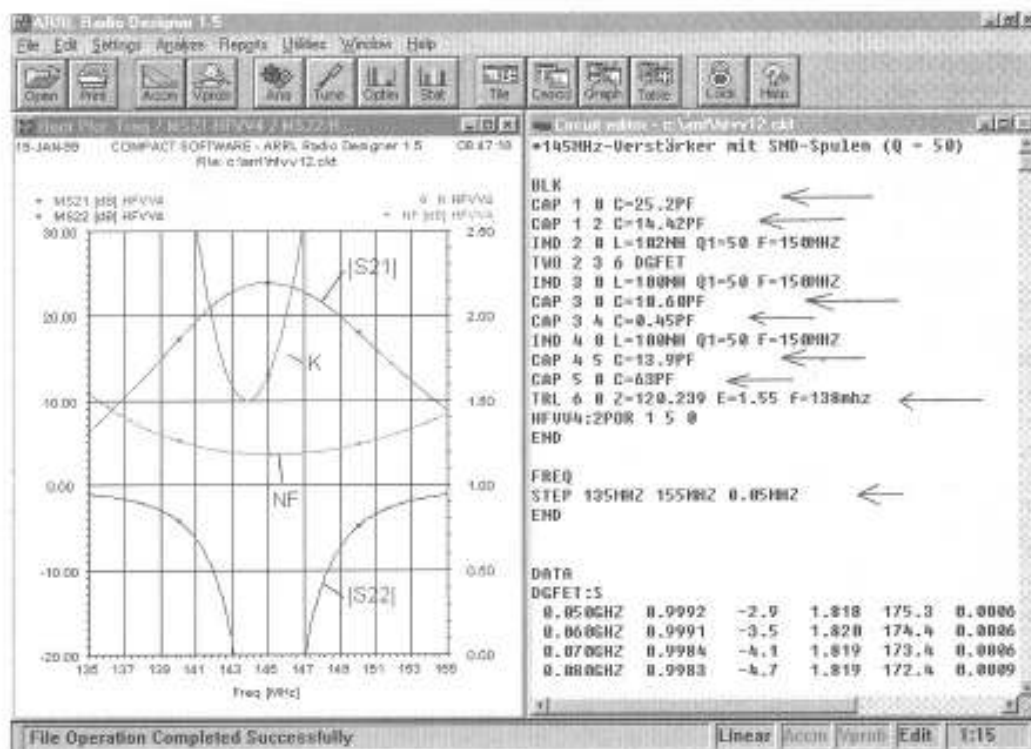


Bild 51: Radio-Designer-Simulation der vollständigen Verstärker-Version für 145 MHz Mittenfrequenz (Version mit zwei SMD-Spulen und Q = 50 im Ausgangsteil)

(zwischen Frequenz und Kapazität gilt beim Schwingkreis ein Zusammenhang mit einer Wurzel...).

c) Im „Frequenzblock“ stellt man auf den Bereich von 135 bis 155 MHz um.

d) Dann prüft man das Simulationsergebnis und führt gegebenenfalls noch Feinkorrekturen durch.

Man sieht, daß man so mit wenig Aufwand zu den Eigenschaften der neuen Schaltung (**Bild 51**) samt ihren Bauteilwerten gelangt.

Die neue Länge der „Source-Gegenkoppungs-Leitung“ mit 1,55 Grad erhält man einfach: Die Designfrequenz läßt man auf 138 MHz stehen und errechnet das Verhältnis neuer zu alter Länge (also 1,55 zu 1,4); mit der alten Länge aus Bild 28 (ca. 4,8 mm) ergibt das eine neue Länge von 5,3 mm zu der

man wieder ca. 1 mm, wegen der OPEN END-Verkürzung addiert. Also sieht man im Layout eine Leitungslänge von 6,3 mm vor.

Nur die Verkleinerung des Koppelkondensators von 0,5 pF auf 0,45 pF stellt einen vor die Entscheidung: diskretes Bauteil oder Interdigital-Kondensator? Die Interdigitalversion bedingt, wegen des hohen Platzbedarfs auf der recht kleinen Platine, eine Umarbeitung des bisherigen Layouts.

16. Umstellung des Super-Verstärkers auf 145 MHz

Hier kann man exakt nach demselben Schema wie in Kapitel 15 vorgehen:

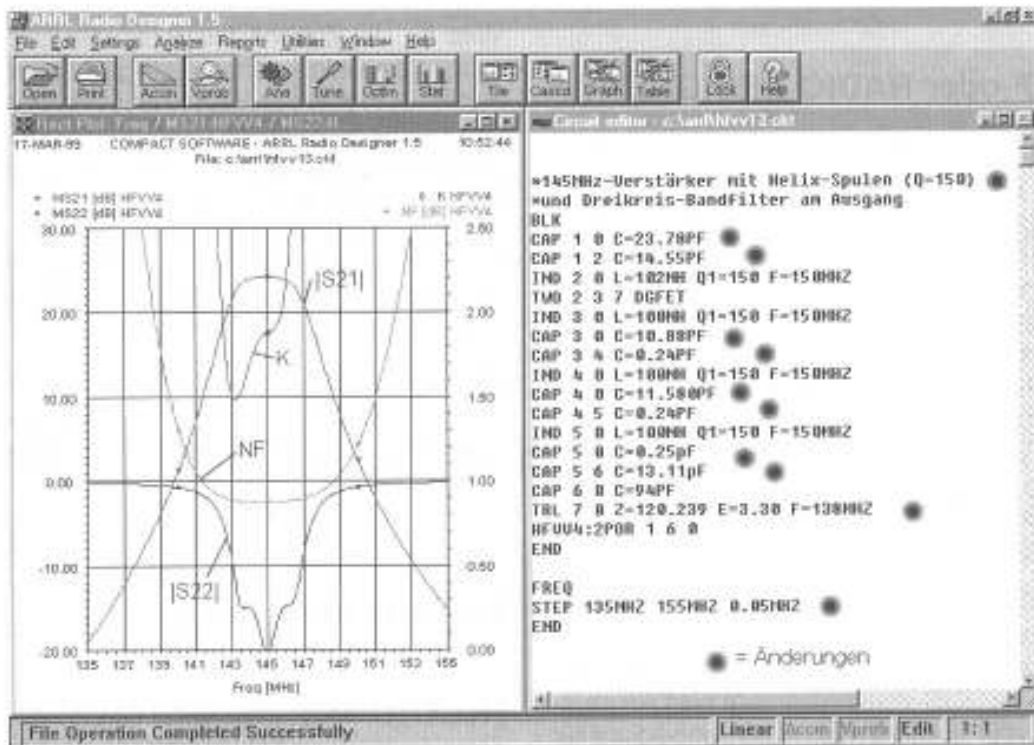


Bild 52: Umstellung des Super-Verstärkers auf 145 MHz

- Man lädt das ARD-File gemäß Bild 42 aus Kapitel 13.
- Darin werden zuerst die Eingangskondensatoren auf die neuen Werte (14,55 pF und 23,78 pF) gebracht.
- Für die Helix-Ausführung gilt weiterhin eine Güteangabe „Q = 150 bei 150 MHz“.
- Jetzt verkleinert man alle Kondensatoren im Ausgangsteil um 10 %.
- Der Frequenzbereich wird sowohl in der Netzliste, wie auch nach dem ersten Simulationsdurchlauf am Diagramm, durch Drücken von <Control> + <R> und Änderung der Angabe bei der X-Achse, auf 135 bis 145 MHz umgestellt.

Dann sieht man sich das Ergebnis an und nimmt die erforderlichen Feinkorrekturen vor.

Mit Hilfe des "ACCM-Buttons" werden alle durchgeführten Simulationen auf dem Bildschirm dargestellt und durchnummeriert. Allerdings verwirren zuviele Kurvenscharen eher, weshalb man nach zwei bis drei Schaltungsänderungen diesen Button langsam zweimal hintereinander betätigen sollte um den Speicher zu leeren.

Bild 52 zeigt die Simulation der auf diese Weise optimierten Schaltung, wobei leider einige Änderungen im Layout erforderlich sind. Der Ersatz der für 145 MHz erforderlichen deutlich kleineren Werte der SMD-Kondensatoren ist relativ einfach. Aufwendiger ist die Änderung der Interdigital-Koppelkondensatoren auf einen Wert von 0,24 pF, außerdem muß die Gegenkopplungs-Transmission-Line im Sourcekreis eine andere Länge erhalten.



17. PUFF oder RADIO DESIGNER?

Diese Frage stellt sich eigentlich nicht, denn die bisher unter PUFF vermißten Optionen wie Rauschzahlberechnung, Stabilitätsmittlung usw. stehen nun beim Radio-Designer zur Verfügung. Lediglich die Einarbeitung in die neue Software und die Bedienung mancher Funktionen ist „etwas unbequem“. Auf jeden Fall ist das Studium des Handbuchs bzw. der neuesten ARRL- Veröffentlichung im INTERNET zur Verwendung des Programmteiles „CIRCLES“ [2] dringend angeraten.

Ein WINDOWS-Programm wie der ARRL-Radio-Designer bietet außerdem alle bekannten praktischen Zusatzmöglichkeiten, die PUFF als DOS-Version versagt bleiben müssen. Dafür braucht man PUFF unbedingt für die gesperrten Microwellen-Programmteile des Radio-Designers (...Berechnung von Strip-lines, Microstrips und gekoppelten Leitungen - mit und ohne Verlusten). Ist dieses Problem in PUFF gelöst, kann man anschließend die Ergebnisse als „TWOPORT“ samt zugehörigen S-Parameterdateien an den Radio-Designer übergeben und so diese Lücke schließen - wie hier bereits demonstriert.

Was für die Zukunft bleibt, ist die Einarbeitung in die vielen weiteren Möglichkeiten des Radio-Designers wie automatische Optimierung einer Schaltung unter Vorgabe eines „Soll-Verhaltens“ als Datei, Erstellung von Ersatzmodellen anhand von beliebigen, gemessenen S-Parameter- oder Y-Parameter-Dateien, Monte-Carlo-Analysen zur Ermittlung des Einflusses von Bauteile-Toleranzen usw.

Danken möchten wir an dieser Stelle einmal all jenen, die bisher zum Erfolg dieses umfangreichen Projektes beigetragen haben.

18. Literatur zum Teil 3:

[1] Gary D. Alley: Interdigital Capacitors and Their Application to Lumped-Element Microwave Circuits. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT, NO. 12, December 1970, Seite 1028

[2] „ARRL Radio Designer and the Circles Utility, Part 1: Smith Chart Basics and Part 2: Small-Signal Amplifier Design.“ By William E. Sabin, W0IYH. Abgelegt in der ARRL-Homepage unter der Rubrik „ARD“.

Hinweise und Verbesserungen

zum Artikel: Messungen an Antennen durch die Speiseleitung von Prof. Dr.-Ing. Gerd Janzen, DF 6 SJ in Ausgabe 2/1999

Leider haben sich bei diesem Artikel eine Reihe Druckfehler eingeschlichen, insbesondere fehlen Sonderzeichen wie λ , μ und Ω -Zeichen. Bei der elektronischen Übertragung des Textes, bzw. bei der Umsetzung auf ein belichtungsfähiges Datenfile sind diese Zeichen zum Teil einfach durch Leerzeichen ersetzt worden.

Wir bitten die Verstümmelung des Artikels zu entschuldigen.