



Gunthard Kraus, DG 8 GB

Praxisprojekt: Entwurf und Bau eines hochwertigen 100 MHz-Bandpasses

Die Redaktion der UKW-Berichte hat kürzlich angeregt, auch kleinere, aber erfolgreich realisierte Projekte aus der Hochfrequenz-Alltagspraxis vorzustellen und so dem Selbstbaugedanken neue Impulse zu verleihen. Hier ist also ein solches Projekt einer kurzfristig notwendig gewordenen „Zwischendurch-Entwicklung“. Allerdings dauerte es doch länger als gedacht, bis die Schaltung entwickelt war, alles funktionierte und die Vorgaben auch wirklich erfüllt waren.

1. Einsatzgebiet

Für Labor-Praktika müssen ständig neue Projekte realisiert werden. Hier können aus einem „Set“ an zusammengetragenen und selbst entwickelten Baugruppen der Mikrowellentechnik, wie rauscharme Verstärker, Mischer, Stripline-Filter, VCOs etc. je nach

Bedarf unterschiedliche Empfänger oder Konverter zusammengestellt werden.

Zur Wiedergabe und zur akustischen Demonstration von FM- oder PSK-Signalen vor einem größeren Personenkreis soll ein handelsübliches Autoradio mit Synthesizerabstimmung und eingebauten Endstufen (2 x 12 Watt) als „100 MHz-ZF-Nachsetzer“ dienen.

Das Autoradio wurde deshalb gewählt, weil hier serienmäßig hohe Empfindlichkeit und gute Abschirmung mitgeliefert werden und auch die Frequenzeinstellung oder -Speicherung leicht über die Menüführung vorgenommen werden können.

Zwischen den ZF-Ausgang eines solchen schnell zusammengesetzten Konverters und den Antenneneingang des Radios wird nun dieser steiflankige Bandpass mit guter Weitabselektion geschaltet, um tatsächlich nur die auf 100 MHz umgesetzten Signale hörbar zu machen - selbst wenn es die Spiegelfrequenz ist.

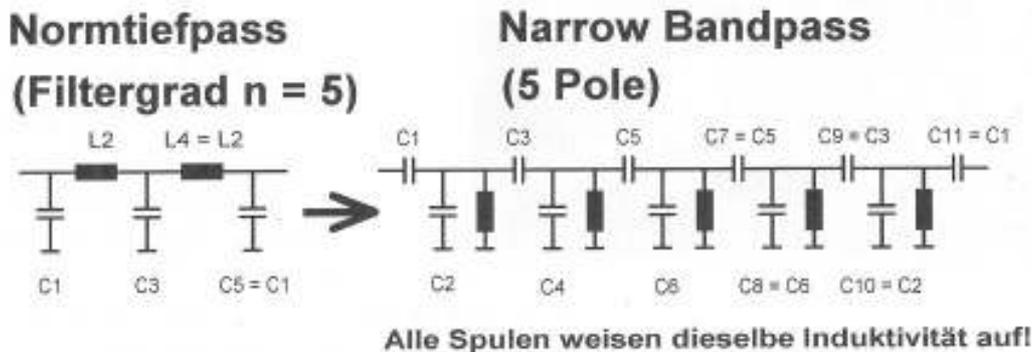


Bild 1: So wird ein Normtiefpass in einem "Narrow Bandpass" transformiert; typisch für die geänderte Schaltung sind die identischen Spulen und An- und Auskopplung über Kondensatoren

2. Pflichtenheft

Für die Entwicklung des steilflankigen Bandpasses wurden folgende Spezifikationen festgelegt:

- Systemwiderstand: $Z = 50 \Omega$
- Filtergrad = Anzahl der Pole $n = 5$
- Mittenfrequenz $f_0 = 100 \text{ MHz}$
- 3 dB-Bandbreite $b = 5 \text{ MHz}$
- S21-Ripple im Durchlassbereich $0,3 \text{ dB}$
- Durchgangsdämpfung im Passband
möglichst kleiner als 10 dB
- Flankensteilheit:
bei 90 MHz bzw. 120 MHz soll die Dämpfung gegenüber dem Durchlassbereich um ca. 70 dB angestiegen sein
- Sperrdämpfung im Stoppband:
im Frequenzbereich von 0 bis 1 GHz
mindestens 70 dB
- Filtertyp: Tschebyscheff Narrow Bandpass
- Mechanischer Aufbau:
Beidseitig mit $35 \mu\text{m}$ Kupfer kaschierte Leiterplatte aus Rogers-Material R04003 mit einer Dicke von $25 \text{ MIL} = 0,813 \text{ mm}$.
Platinenabmessungen $30 \times 130 \text{ mm}$.
Eingebaut in ein gefrästes Aluminiumgehäuse mit SMA-Buchsen als Ein- und Ausgang.
Abstand zwischen Platine und Deckel = 13 mm .

Als Filtertyp wurde nach etlichen Probesimulationen der sogenannte „Narrow Bandpass“ mit $n = 5$ ausgewählt, mit dem sehr kleine Bandbreiten realisiert werden können. Er entsteht aus dem bekannten Normtiefpass durch geeignete Transformationen und zeichnet sich dadurch aus, dass in allen erforderlichen Schwingkreisen die Induktivität den selben Wert aufweist.

Aus Erfahrung heraus wurde $L = 100 \text{ nH}$ gewählt (denn mit Blindwiderständen oberhalb von 80 bis 100 Ohm bei 100 MHz für die Spulen oder Kondensatoren gibt es bei der Breitbandigkeit der Filtereigenschaften schnell Probleme). Allerdings funktioniert das alles nur korrekt, wenn Bauteile mit möglichst hoher Güte eingesetzt werden.

Das gilt auch für die Leiterplatte, bei der weder Hartpapier noch FR4-Werkstoff zum Einsatz kommen darf. Zulässig sind nur die echten Mikrowellen-Werkstoffe aus Teflon, Keramik oder modernen Materialien wie Rogers R04003 (mit der Kombination aus hervorragender mechanischer Bearbeitbarkeit und elektrischen Eigenschaften, die selbst bei 10 GHz nicht weit unter Teflon liegen).

Diese Filterbauart ist jedoch grundsätzlich hochohmig, deshalb erfolgt die Anpassung an den 50Ω -Quell- bzw. Lastwiderstand

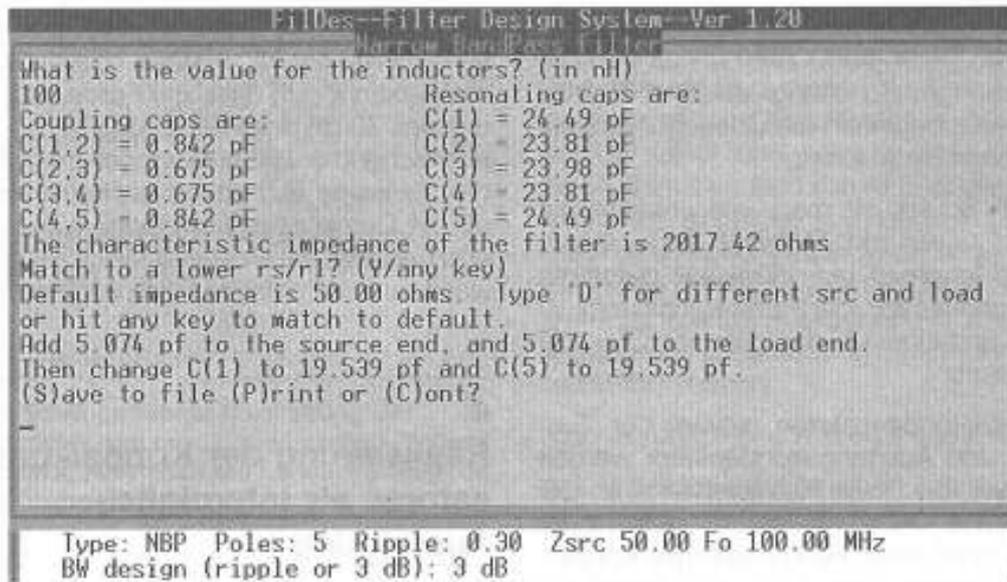


Bild 2: Schön, dass es kostenlose Programme wie „fds“ gibt, die die komplette Berechnungs- und Transformationsarbeit beim Entwurf abnehmen!

über einen Eingangs- bzw. Ausgangskondensator.

Die Prinzipschaltung ist in **Bild 1** gezeigt, die Filterberechnung selbst erfolgt mit dem kostenlosen Filter-CAD-Programm „fds“ aus dem Internet (oder von der „Fundstelle-Internet-CD der UKW-Berichte).

3. Stromlaufplan des Filters

Tippt man der Reihe nach die obigen Daten in die Eingabemaske des Filterprogramms (fds) ein und startet den Designvorgang, so

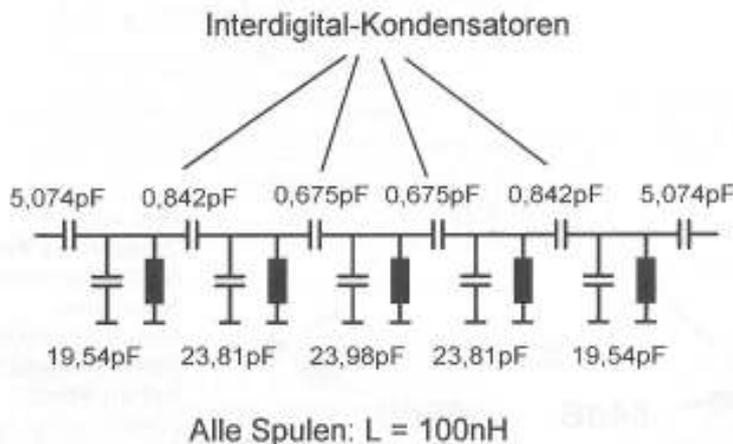


Bild 3: Dieses Schaltbild muss nun in eine praktische Schaltung umgesetzt werden. Die krummen Kapazitätswerte in den Schwingkreisen nähert man durch Parallelschaltung mehrerer Normwerte an



bietet sich der Anblick nach **Bild 2**. Man sollte sich sogleich die Mühe machen und die dazugehörige Schaltung zeichnen, denn bereits jetzt beginnen die Überlegungen zur praktischen Realisierung.

Bei den Spulen ist man, wie erwähnt auf höchste Güte und Stabilität angewiesen, deshalb kommen hier industriell gefertigte Helixversionen z.B. der Firma Neosid mit $L = 100$ nH und einer Leerlaufgüte von $Q = 130$ zum Einsatz.

Die Kreiskondensatoren sowie der Eingangs- und Ausgangskondensator werden aus zwei bis drei Normwerten mit der SMD-Größe 0805 (Werkstoff „NP0“ oder besser) kombiniert. Für die winzigen Koppelkondensatoren unter 1 pF (bei denen die Werte selbst mit hoher Genauigkeit stimmen müssen) kommen nur gedruckte Interdigitalkondensatoren in Frage.

Bild 3 zeigt die entstandene Gesamtschaltung.

Zur Kontrolle wurden mit PUFF zwei Simulationen der Filtereigenschaften für den Ideal-

fall durchgeführt. Der Frequenzbereich von 90 bis 110 MHz ist in **Bild 4** dargestellt und man erkennt gut, dass die Forderung „mindestens 70 dB Sperrdämpfung bei 90 MHz“ ausreichend erfüllt ist. Dagegen zeigt **Bild 5** das zulässige Tschebyschef-Ripple von -0,3 dB der Durchgangsdämpfung im Passband und bestätigt die Leistungsfähigkeit des verwendeten kostenlosen Filterprogramms.

4. Realisierung der Koppelkondensatoren als Interdigital-Ausführung

Die erforderlichen Kapazitätswerte für die Kopplung der Schwingkreise sind sehr klein und liegen zwischen 0,5 und 0,9 pF, müssen aber mit hoher Präzision in der Schaltung verwirklicht werden. Deshalb scheiden diskrete Lösungen aus und es bleibt nur die „Printausführung“, deren Entwurf anhand von No-

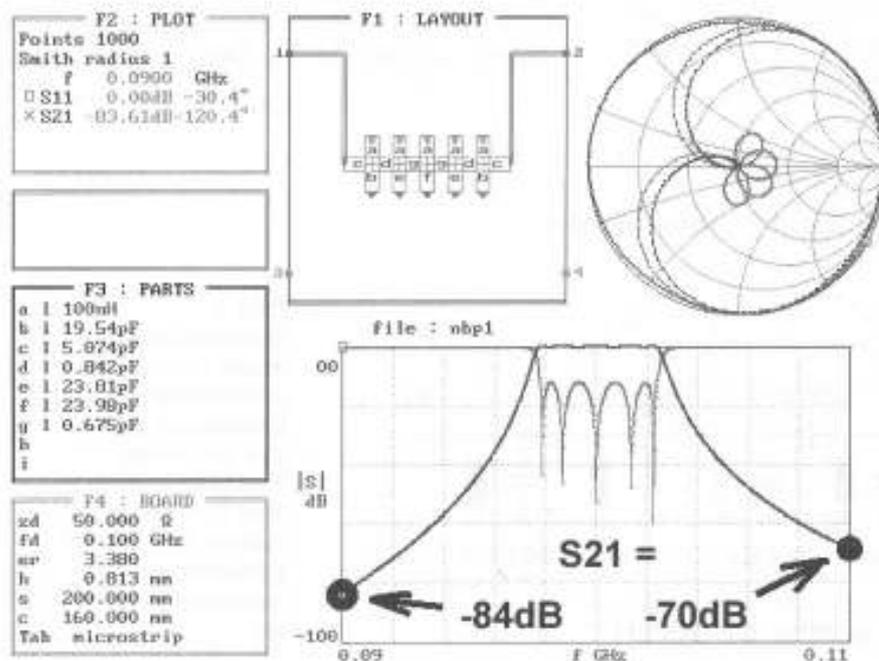


Bild 4: Simuliertes Verhalten der idealen Schaltung. Man beachte die bemerkenswert hohen Sperrdämpfungen bei 90 und 110 MHz!

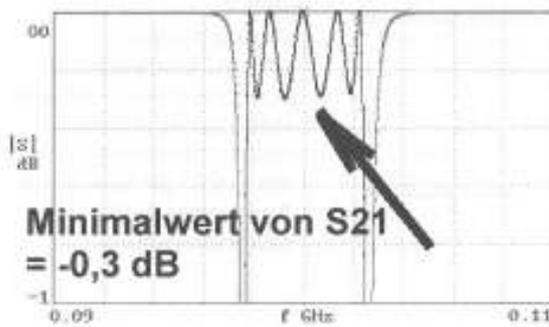


Bild 5: Stark gedehnte Darstellung der S-Parameter, um die „Tschebyschef-Wellen“ des Filters, aber auch die Leistungsfähigkeit des Filterprogramms zu demonstrieren

mogrammen schon öfters in Artikeln der UKW-Berichte demonstriert wurde [1] [2].

Bei den ersten Versuchsaufbauten der Platine zeigte sich jedoch, dass die bei diesem Verfahren auftretenden Abweichungen zwischen Theorie und Praxis von 10 bis 15 %

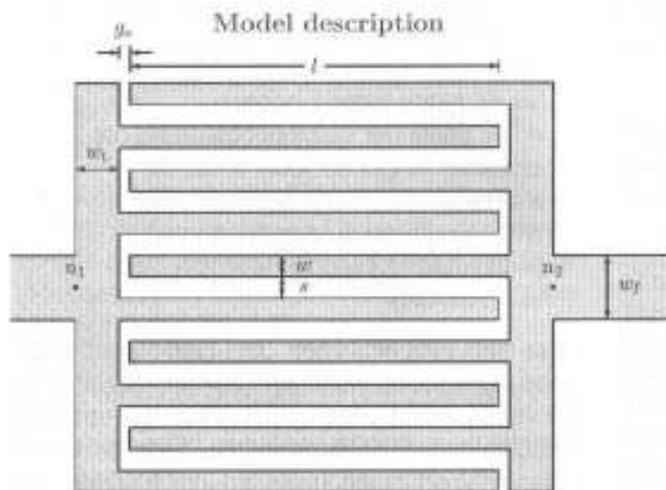


Figure 3.8: Layout of an interdigital capacitor

Bild 6: APLAC-Modellbeschreibung für den Interdigital-Kondensator. Eingetragen sind die zur Berechnung erforderlichen physikalischen Größen und Abmessungen

nicht toleriert werden können und eine andere Lösung erfordern. Die erzielten Koppelkapazitäten sind um diesen Wert zu klein und deshalb ist die Durchlasskurve deutlich zu schmal. Glücklicherweise lässt die kostenlose Studentenversion von APLAC die Simulation eines einzelnen solchen Kondensators mit wirklich hoher Präzision zu, verweigert jedoch den Dienst, sobald die damit ausgerüstete komplette Filterschaltung untersucht werden soll (Begründung: „Memory restricted in this version...“).

Also wurde folgender Weg eingeschlagen:

a. Die beiden erforderlichen Interdigitalkondensatoren mit 0,675 pF bzw. 0,842 pF werden nacheinander einzeln mit APLAC entwickelt und optimiert. Zusätzlich wird bei jedem Kondensator ein S-Parameter-File erzeugt, das in die PUFF-Simulation übernommen werden kann.

b. Mit PUFF wird dann die komplette Filterschaltung erst simuliert und anschließend von Hand optimiert (Grund: da die Interdigitalstrukturen nicht nur Kopplung bewirken, sondern auch zusätzliche Parallelkapazitäten zu den Kreiskondensatoren einbringen, müssen diese entsprechend reduziert werden).

c. Jetzt erst wird die aus dem Datenblatt entnommene Spulengüte zusätzlich in der Schaltung als Verlustwiderstand bei jeder Induktivität eingefügt und damit die nach dem Aufbau der Platine zu erwartende Durchlasskurve simuliert.

Begonnen wird mit dem Entwurf des kleineren Kondensators von 0,675 pF. Der erste Schritt nach dem APLAC-Programmstart ist das Öffnen eines neuen Files und anschließend ein rechter Mausklick auf den leeren Bildschirm. Unter „Basics“ findet man die Bauteile „Port“ und „Ground“, die jeweils zweimal benötigt werden (aber in der Studentenversion



Declare	[IAPLACVAR Leff=...]	(E)
MSub	R04003	(E)
Circuit Diagram	[...]	(E)
Sweep	["Interdigital C...]	(E)
Text	Calculations	(E)
Print	[LF LF...]	(E)

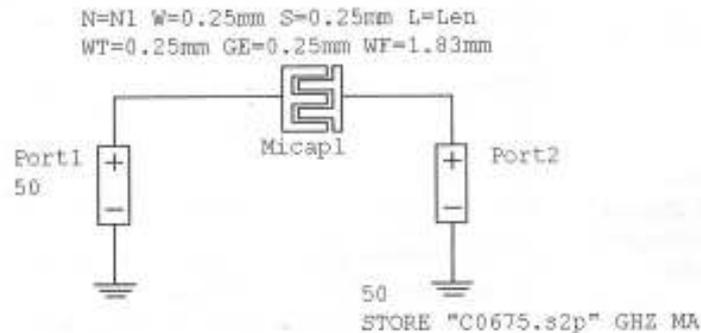


Bild 7:
Die komplette
APLAC-Simulations-
schaltung samt Object
Box List für einen In-
terdigital-Kondensator
mit 0,675 pF muss der
Anwender selbst zu-
sammenstellen.

nacheinander einzeln geholt werden müssen). Der noch fehlende Interdigitalkondensator kann über den Weg „rechte Maustaste / Microwave / Microstrip / Micap“ besorgt werden. Nach der Positionierung dieser fünf Bauteile klickt man doppelt mit der linken Maustaste auf eine freie Stelle und hat dadurch eine Drahtrolle am Cursor, mit der sich die Schaltung verdrahten lässt (Siehe hierzu auch die Vorstellung von APLAC in [3]).

Das S-Parameter-File des simulierten Kondensators wird nur dann erzeugt, wenn erst auf den Ausgangsport geklickt und anschließend unter den Attributen die Zeile

```
STORE "C0675.s2p" GHZ MA
```

eingetragen wird. Dass bei beiden Ports der Systemwiderstand bereits automatisch zu 50 Ω gewählt wird, ersieht man am automatisch vorhandenen Eintrag „50“. Man sollte jedoch zur Verbesserung der Übersicht grundsätzlich immer alle Attribute sichtbar machen.

Aber nun stellt sich die entscheidende Frage: wie werden die technischen Details eines Interdigitalkondensators programmiert?

Da hilft **Bild 6** weiter, denn es stammt aus dem entsprechenden Handbuch („RF- Com-

ponents / Microstrip Parts / Micap“) und gibt Auskunft darüber, was APLAC zur korrekten Simulation benötigt. Es handelt sich hierbei um:

- W = Fingerbreite
- L = Fingerlänge
- N = Anzahl der Finger
- S = Fingerabstand
- Ge = Gap at end, also die Lücke an der Stirnseite jedes Fingers
- WT = Breite der Verbindungsleitung der einzelnen Finger auf jeder Seite, die als Transmission Line gedeutet wird.
- WF = Breite der zu den Kondensatoranschlüssen führenden Mikrostreifen-Speiseleitung

Bei den Fingerbreiten und den verschiedenen Abständen wurden 0,25 mm gewählt. Einerseits wird das vom Platinenhersteller noch einwandfrei beherrscht, andererseits ist dieser Wert noch nicht so hoch, dass dadurch die gewünschte Koppelkapazität zu sehr absinkt.

Die Wahl von sechs Fingern orientierte sich an den bereits erwähnten älteren Entwürfen [1], [2], ebenso wurde von dort der Startwert für die Fingerlänge übernommen und an-



APLAC 7.51 Thu Dec 26 2002 at 07:50:15
 Copyright (c) APLAC Solutions Corporation, Finland, 1998-1999

APLAC 7.51 WARNING: Min T less than three skindepths
 (Tline_VCCS2<-Min_Tline<-tia2<-Micapl)

Calculation of an Interdigital Capacitor with 0,675pF

Number of Fingers = 6.000
 Length of a finger = 7.300m
 Total grounded Capacitance on every side = 535.489f
 Total coupling capacitance = 675.010f

End of APLAC 7.51 Thu Dec 26 2002 at 07:50:18 (CPU-time = 2.89 s)

Bild 8:
Das Ziel:
die Ausgabe
der Längs- und
Koppelkapazität
für die gewünschte
Interdigitalstruktur
(geforderte Kop-
pelkapazität =
0,675 pF)

schließlich optimiert. Diese Werte müssen nun korrekt (nach einem Doppelklick auf das Schaltzeichen) in das Attributfeld des Kondensators übernommen werden. In **Bild 7** sind alle besprochenen Maßnahmen zu sehen. Zu beachten ist lediglich, dass für die Anzahl N der Finger eine zusätzliche Variable „N1“ und für die Fingerlänge ebenfalls eine neue Variable „Len“ eingeführt wurde. Das ist nicht unbedingt nötig, ergibt aber bei der späteren Ausgabe der Rechenwerte mehr Übersicht. Außerdem ist es nun höchste Zeit, endlich dieses Projekt unter einem passenden Namen zu speichern.

Zusätzlich wurde auch noch die „Object Box List“ eingeblendet. Sie führt Buch über die erforderlichen Simulation Files und kann über „Presentation / Show Object Box List“ dauerhaft auf den Bildschirm geholt werden. Darin wird aber sofort der Eintrag „Isweep“ (den man hier nicht brauchen kann!) gelöscht.

Wie man sieht, sind zusätzlich zum bereits vorhandenen „Circuit File“ (= das den Schaltplan beschreibt) nun fünf neue Files anzulegen, diese werden nachfolgend im Detail durchgegangen. Und bitte beachten: die Reihenfolge der folgenden Files in der Object Box List muss unbedingt eingehalten werden...

a. Das Declare-File

In ihm werden alle später erforderlichen „Initialisierten APLAC-Variablen“ (= IAPLACVAR) deklariert, die immer irgendeinen Startwert aufweisen müssen. Im einfachsten Fall schreibt man eine „1“ hinein. So sieht es dann aus:

```
IAPLACVAR Leff=1.0
IAPLACVAR Cg=1.0
IAPLACVAR Cm=1.0
IAPLACVAR Cgtot=1.0
IAPLACVAR Cmtot=1.0
IAPLACVAR Len=7.30mm
IAPLACVAR N1=6
```

Erläuterungen:

„Leff“ stellt die vom Programm berechnete, tatsächlich wirksame Fingerlänge dar.

„Cg“ gibt die „grounded capacitance per unit length“ aus, also die zusätzlich auftretende relative Parallelkapazität pro Längeneinheit. Sie wird links und rechts vom Kondensator die Schwingkreise verstimmen.

„Cm“ entspricht der gesuchten Koppelkapazität, allerdings wieder auf die Längeneinheit bezogen.

„Cgtot“ ist die tatsächlich bei jedem einzelnen Kondensatoranschluss wirksame Paral-

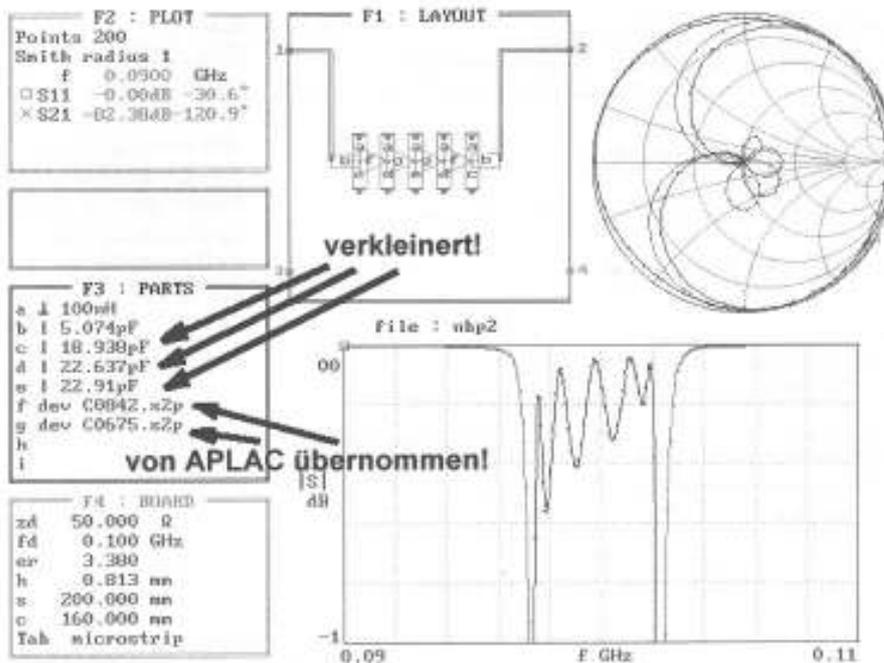


Bild 9: Bei dieser Simulation wurden die Koppelkondensatoren des Filters einfach durch die S-Parameter-Files der von APLAC simulierten Interdigital-Strukturen ersetzt. Leichte Verbesserungen sind noch erforderlich...

lelkapazität, um die der zugehörige Schwingkreiskondensator vermindert werden muss. Sie wird als Produkt aus C_g und effektiver Länge L_{eff} berechnet.

„Cmtot“ ist das eigentliche Ziel: die wirksame Koppelkapazität, berechnet als Produkt aus C_m L_{eff} und

„Len“ stellt die im Layout nachmessbare Fingerlänge dar und

„N1“ ist schließlich die Anzahl der verwendeten Finger.

b) Das Msub-File

In ihm werden alle Daten des Platinenwerkstoffs (Rogers R04003) sowie der Leiterplatte vorgegeben. Folgende Einträge sind nötig:

ER=3.38	H=0.813mm
T=0.035mm	RHO=0.75
RGH=2um	TAND=0.0005
COVER=13mm	LEVEL=2

Es handelt sich der Reihe nach um folgende Angaben:

Relative Dielektrizitätskonstante: 3,38

Platinendicke: 0,813 mm

Kupferauflage: 35 μ m

Spezifischer Widerstand von Kupfer

im Vergleich zu Gold: 0,75

Oberflächenrauigkeit: 2 μ m

Verlustfaktor des Platinenwerkstoffs:

0,0005 bei $f = 100$ MHz

Abstand zw. Platine und Deckel: 13 mm

LEVEL = 2 erzwingt die Simulation mit höchster Genauigkeit, ohne Rücksicht a. Rechenaufwand

c) Das Circuit-File

Es wird automatisch durch das Zeichnen des Stromlaufplans angelegt und erfordert keine weiteren Einträge.

d) Das Sweep-File

Damit erzeugt man nicht nur das S-Parameter-File für den gewünschten Kondensator, sondern lässt auch die Verläufe von S11 und S21 im Frequenzbereich von 1 kHz bis 3 GHz darstellen (Startwert von 1 kHz deshalb, weil z.B. AppCad 3.0 eine Fehlermeldung bringt,

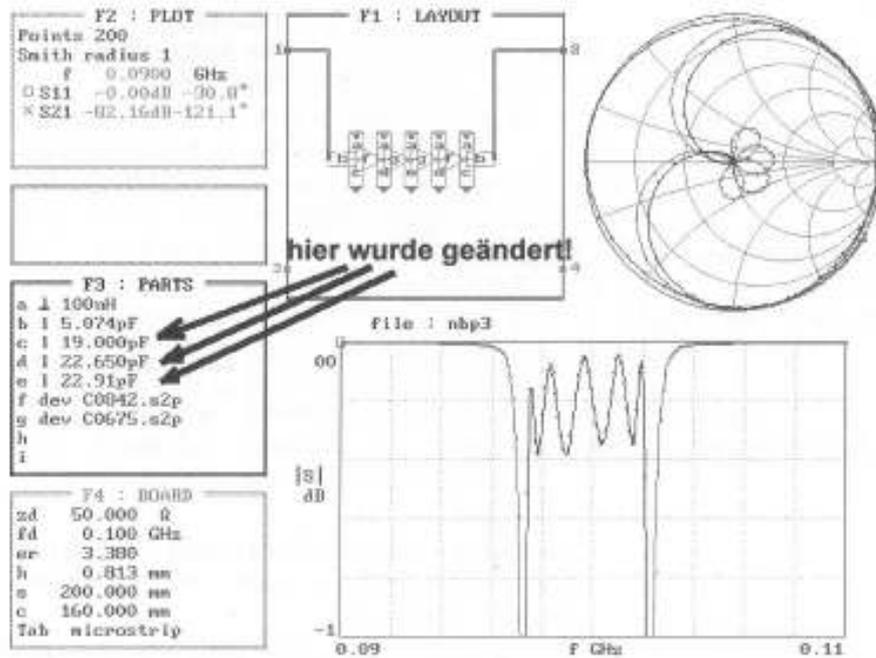


Bild 10:
Damit kann man leben: leichte Modifikationen der Kreiskondensatoren ergeben fast wieder die gewünschte Durchlasskurve

wenn in einem S-Parameter-File die Frequenz mit Null beginnt).

Das nötige Sweep-File ist in **Tabelle 1** gezeigt.

Erläuterung der einzelnen Zeilen des Sweep-Files:

1. Zeile: Bezeichnung des Simulationsprojekts, wird in die gewünschten Ausdrücke übernommen
2. Zeile: Simuliere 1001 Punkte im Frequenzbereich von 1 kHz bis 3 GHz und teile diesen Bereich linear auf.
3. Zeile: Sehe für die Ergebnisausgabe ein Diagramm vor, dessen senkrechte Achse

von -40 dB bis Null dB geteilt ist.

4. Zeile: Sie muss immer leer sein, darf NIE vergessen werden und trennt den Simulationsteil vom Anzeigeteil

5. Zeile: Zeige in Window Null den Magnitude-Verlauf von S11

6. Zeile: Zeige im gleichen Window den Magnitude-Verlauf von S21.

e) Das Text-File

Damit werden die bei der Berechnung verwendeten und als „Public“ deklarierten Variablen getrennt gespeichert sowie anschließend die genauen Kondensatordaten ermittelt (Siehe dazu die Einträge und Erläuterungen im Declare-File):

```
"Interdigital Capacitor 0,675pF"
LOOP 1001 FREQ LIN 0.000001GHZ 3GHZ
WINDOW=0 Y "" "dB" -40 0

SHOW W=0 Y MagdB(S(1,1))
+ Y MagdB(S(2,1))
```

Tabelle 1:
Aufbau des Sweep-Files



```
LF LF
S "Calculation of an Interdigital Capacitor with 0,675pF"
LF LF
S "Number of Fingers = " REAL N1
LF
S "Length of a finger = " REAL Len
LF
S "Total grounded Capacitance on every side = " REAL Cgtot
LF
S "Total coupling capacitance = " REAL Cmtot
LF
```

Tabelle 2:
Der Aufbau des
Print-Files

```
Call Leff=Ref(Micap1,L)
Call Cg=Ref(Micap1,C1)
Call Cm=Ref(Micap1,C)
```

```
Call Cgtot=Cg*Leff
Call Cmtot=Cm*Leff
```

f) Das Print-File

Es sorgt für die Ausgabe der berechneten Parallel- und Koppelkapazität auf einer eigenen Seite. Zum besseren Verständnis: „LF“ bedeutet „Line Feed“, also Zeilenvorschub. Und „S“ kennzeichnet einen „String“, also eine sogenannte Zeichenkette. Hier ist das natürlich der zugehörige Erläuterungstext (**Tabelle 2**).

Ist diese Arbeit korrekt erledigt (und die neuen Files in der angegebenen Reihenfolge angeordnet), kann die Simulation mit <Control + S> gestartet werden.

Nach der erforderlichen Rechenzeit erscheint Einiges auf den Bild-Schirm. Davon ist aber nur der „Print-Ausdruck“ wichtig (**Bild 8**), während die Darstellung der S-Parameter mehr zur Information dient. Zum besseren Verständnis sei gesagt, dass die Ausgabe der berechneten Werte immer in den Grundeinheiten erfolgt. Deshalb müssen die Einträge folgendermaßen gedeutet werden:

```
Anzahl der Finger = 6
Fingerlänge = 7,30 mm
Gesamte wirksame Parallelkapazität an je-
```

```
der Seite = 535,489 Femtofarad = 0,535 pF
Gesamte Koppelkapazität = 675,01 Femtofarad = 0,675 pF.
```

In dieser Art wird auch der 0,842 pF-Kondensator dimensioniert. Im „Declare-File“ wird die Anzahl der Finger auf $N1 = 8$ und die Fingerlänge auf $Len = 6,44$ mm geändert. Auch darf man nicht vergessen, auf den Ausgangsport im Schaltbild doppelt zu klicken und die Bezeichnung des S-Parameter-Files in „C0842.s2p“ zu ändern. Nun speichert man unter einem neuen Namen, dann kontrolliert man die Reihenfolge der Files, simuliert und übernimmt das Ergebnis:

```
Anzahl der Finger = 8
Fingerlänge = 6,44 mm
Gesamte wirksame Parallelkapazität an jeder Seite = 601.940 Femtofarad = 0,602 pF
Gesamte Koppelkapazität = 842.387 Femtofarad = 0,842 pF.
```

Damit hat APLAC seine Aufgabe erfüllt und kann wieder geschlossen werden.

5. Fertigstellung der Schaltung mit Hilfe von „PUFF“

Vorbemerkung zu „PUFF“:
Um die Arbeit mit „PUFF“ zu erleichtern, legt



```

\b{oard) { .puf file for PUFF, version 2.1d}
d 0 {display: 0 VGA or PUFF chooses, 1 EGA}
o 1 {artwork output format: 0 dot-matrix, 1 LaserJet, 2 HPGL file}
t 0 {type: 0 for microstrip, 1 for stripline, 2 for Manhattan}
zd 50.000 Ohms {normalizing impedance. 0<zd}
fd 0.100 GHz {design frequency. 0<fd}
er 3.380 {dielectric constant. er>0}
h 0.813 mm {dielectric thickness. h>0}
s 200.000 mm {circuit-board side length. s>0}
c 160.000 mm {connector separation. c>=0}
r 0.010 mm {circuit resolution, r>0, use Um for micrometers}
a 0.000 mm {artwork width correction.}
mt 0.035 mm {metal thickness, use Um for micrometers.}
sr 5.000 Um {metal surface roughness, use Um for micrometers.}
lt 5E-0004 {dielectric loss tangent.}

```

Tabelle 3:
Auflistung der
Platinendaten
für die Ver-
wendung mit
„PUFF“

man sich grundsätzlich für ein neues Projekt einen neuen Ordner an und entzippt oder kopiert PUFF2.1 dort hinein. Dieser Ordner bekommt dann nicht nur den Namen der entsprechenden Entwicklung, sondern auch ein gleichnamiges Icon auf dem Windows-Bildschirm.

Allerdings sollte man nur noch mit der wesentlich besseren Protected Mode Version von „PUFF“ arbeiten und deshalb den Aufruf-Pfad zur Datei „puffp.exe“ legen!

Nach einem rechten Mausklick auf dieses Icon werden die Eigenschaften aufgerufen und darin die Karteikarte „Speicher“ in den Vordergrund geholt und die Einstellungen nach [4] und [5] vorgenommen.

Bei „Konventioneller Speicher“ wird in beiden Fenstern „Automatisch“ aktiviert.

Bei EMS, XMS und DPML ist dagegen der Eintrag „4096 Kilobyte“ nötig.

So kann man problemlos mit „PUFF“ experimentieren. Nach erfolgreichem Abschluss aller Entwicklungsarbeiten werden nur die Ergebnisdateien gesichert und dann der Arbeitsordner wieder gelöscht.

Nach dieser Vorbemerkung kann es losgehen: Man öffnet den Windows-Explorer und kopiert erst mal die beiden von APLAC er-

zeugten S-Parameter-Dateien (C0675.s2p und C0842.s2p) in diesen neuen PUFF-Ordner.

Mit dem Text-Editor öffnet man anschließend das „setup.puf“-File, um die gerade gültigen Werkstoff- und Platinendaten korrekt einzutragen.

In **Tabelle 3** ist das File für die verwendete Rogers R04003-Platine aufgelistet (die wichtigen Dinge sind fett markiert!).

Ist das erledigt, wird „PUFF“ gestartet und in der Liste F3 ein Bauteil nach dem anderen eingetragen. Die Gesamtschaltung muss jedoch gegenüber Bild 3 und Bild 4 in folgenden Punkten modifiziert werden:

Anstelle der diskreten Koppelkondensatoren mit 0,675pF bzw. 0,842pF werden nun die beiden mit APLAC erzeugten S-Parameter-Files C0675.s2p und C0842.s2p verwendet. Das geschieht in F3 mit den beiden Zeilen

```

device C0675.s2p    und
device C0842.s2p

```

Außerdem müssen in allen fünf Schwingkreisen die Kreiskondensatoren um die von den angrenzenden Interdigitalstrukturen eingebrachten zusätzlichen Parallelkapazitäten vermindert werden. Das ergibt folgende Änderungen:

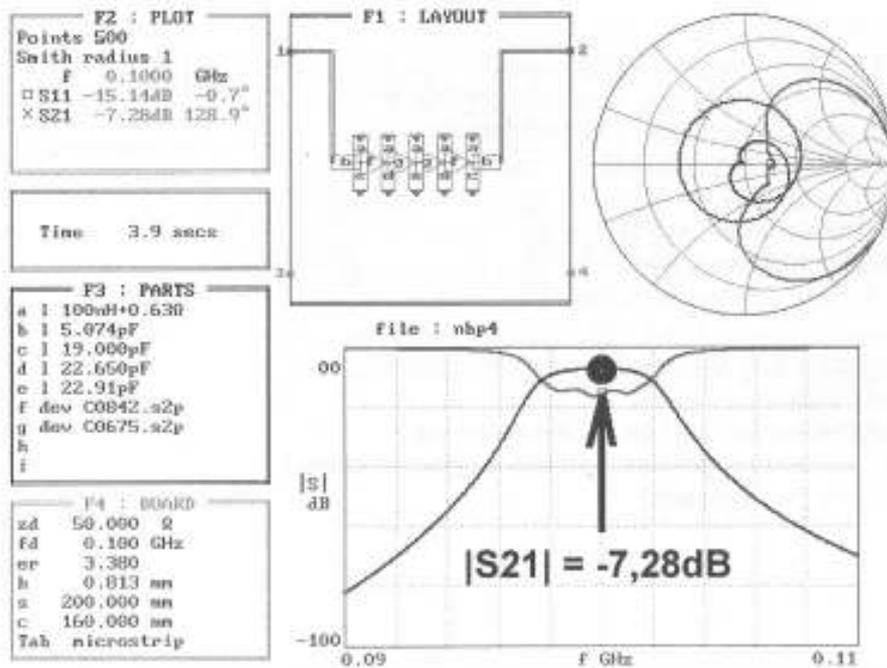


Bild 11:
Simulation des
Filterverhaltens
bei einer ange-
nommenen
Spulengüte von
 $Q = 100$.
Jegliche Art von
Verlusten ist also
zu vermeiden...

Erster und fünfter Kreis:

$$C_{\text{Kreis}} = 19,540 \text{ pF} - 0,602 \text{ pF} = 18,938 \text{ pF}$$

Zweiter und vierter Kreis:

$$C_{\text{Kreis}} = 23,810 \text{ pF} - 0,602 \text{ pF} - 0,535 \text{ pF} = 22,637 \text{ pF}$$

Mittlerer Kreis:

$$C_{\text{Kreis}} = 23,980 \text{ pF} - 0,535 \text{ pF} - 0,535 \text{ pF} = 22,91 \text{ pF}$$

Wiederholt man nun die Simulation nach Bild 4 mit dieser so geänderten Schaltung, so scheint das Ergebnis etwas weit vom gewünschten Ideal entfernt (**Bild 9**). Glücklicherweise ist die Lösung relativ einfach, denn die Ursache ist in den (leichten!) Frequenzabhängigkeiten der Interdigital-Kapazitätswerte zu suchen! Also nimmt man solange behutsame Korrekturen an den Werten der Schwingkreiskondensatoren vor, bis man den besten Kompromiss erzielt hat. **Bild 10** zeigt dieses Ziel und die dafür erforderlichen Kondensator-Modifikationen.

Interessant wird es erst, wenn man die tatsächlich vorhandenen Spulenverluste mit in

die Simulation einbezieht. Bei den verwendeten Neosid-Helixfiltern gibt das Datenblatt eine Leerlaufgüte von $Q = 130$ für die Frequenz $f = 100 \text{ MHz}$ an. Dreht man jedoch den Abgleichkern beim Abgleich hinein, um die Induktivität zu verringern, so sinkt diese Güte! Es handelt sich nämlich um Messingkerne, in denen durch das Spulenmagnetfeld Wirbelströme induziert werden und dadurch die Induktivität reduziert wird. Das ist aber gleichbedeutend mit einer Zunahme der Verluste und es ist sinnvoller, nur mit einer Güte $Q = 100$ zu arbeiten. Berücksichtigt man diese Verluste als Reihewiderstand bei jeder Spule, so müssen jeweils $0,63 \Omega$ eingesetzt werden. Wie sich diese Verluste auswirken, sieht man in **Bild 11**, die Durchgangsdämpfung steigt dadurch auf ca. 7,3 dB an, während die Weitabselektion praktisch unverändert bleibt.

Es wird interessant sein, später die Messergebnisse mit dieser Voraussage zu vergleichen, denn man hat ja ganz optimistisch bisher alle Kreiskondensatoren als ideal und verlustfrei angenommen und muss deshalb

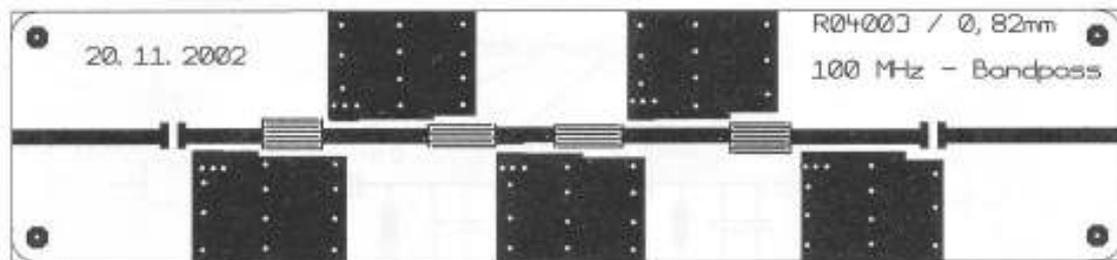


Bild 12: Layout der Bandpass-Platine. Die Unterseite ist eine durchgehende Kupfer-Massefläche. Bemerkenswert sind die Masseinseln für die einzelnen Kreise mit ihren vielen Durchkontaktierungen!

sicher noch mit einer leichten Verschlechterung rechnen.

6. Praktische Ausführung des Bandpasses

Die Platinenabmessungen lagen durch die beim Autor verwendeten selbstgefrästen Aluminiumgehäuse mit geschraubtem Abschirmdeckel fest. Diese werden für alle Mikrowellenschaltungen eingesetzt und aus Rationalisierungsgründen gibt es jetzt bei ihm nur noch die beiden Platinengrößen 30 mm x 50 mm sowie 30 mm x 130 mm. Die vier Befestigungsschrauben sind dann im Raster 24 mm x 44 mm bzw. 24 mm x 124 mm angeordnet.

Wer die Bandpassplatine (**Bild 12**) etwas genauer ansieht, erkennt sehr schnell das verwendete und für Mikrowellenschaltungen bewährte Prinzip:

Die Unterseite der Platine trägt eine durchgehende Massefläche. In die durchgehende 50 Ω - Mikrostreifen-Leitung mit einer Breite von 1,83 mm auf der Oberseite wurden die beiden SMD-Koppelkondensatoren am Ein- und Ausgang eingefügt. Zusätzlich wird diese Leitung durch die vier erforderlichen Inter-

digitalkondensatoren unterbrochen. Für die fünf Schwingkreise sind natürlich die fünf isolierten, mit vielen Durchkontaktierungen versehenen Masseflächen gedacht. Bitte bei Frequenzen ab 100 MHz nach Möglichkeit keine durchgehende Massefläche mehr verwenden, denn nur mit diesen durchkontaktierten Inseln erreicht man grundsätzlich geringe Schwingneigung und zufriedenstellendes breitbandiges Verhalten!

Ein kleines Problem boten die Helix-Filter durch ihre Bauhöhe, die mit den Anschlussfüßen ca. 15 mm erreicht und dadurch die „lichte Höhe“ von 13 mm zwischen Platine und Deckel überschreitet. Gelöst wurde das durch eine flach aufliegende Anordnung, bei der zusätzlich die versilberten Gehäuse gleich mit den zugehörigen Masseinseln verlötet werden.

Der Stromlaufplan mit den erforderlichen Bauteilen ist in **Bild 13** zu sehen, während **Bild 14** den endgültigen Aufbau zeigt.

Wer jedoch die Kapazitäten in jedem einzelnen Kreis zusammenzählt, sie mit den im vorigen Kapitel berechneten Werten vergleicht und noch die Kapazität der durchgehenden Streifenleitung in Gedanken addiert (= immerhin gehört bei den gewählten Platinendaten zu einer Leitungslänge von 5 mm eine Parallelkapazität von ca. 0,5 pF), kommt sofort auf die Idee: „...diese eingelöteten Werte

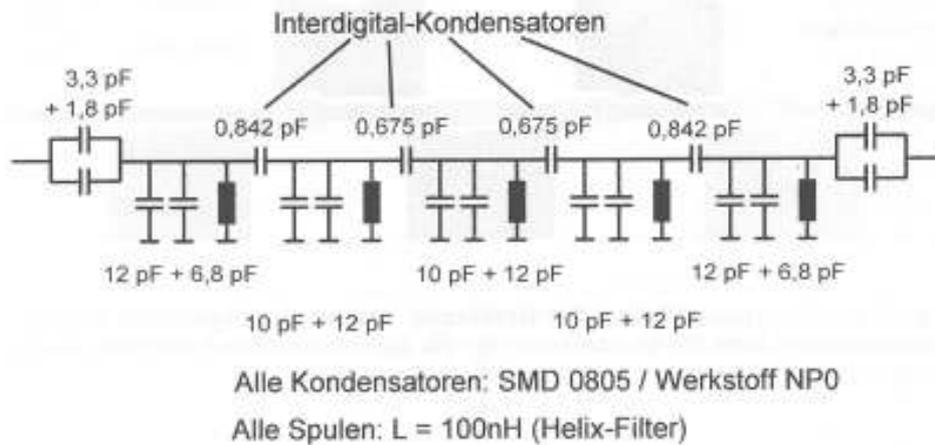


Bild 13: Das ist der endgültige Stromlaufplan für den praktischen Aufbau

sind sicher zu groß...!". Das stimmt, aber die Helix-Filter haben bei voll ausgedrehtem Abgleichkern eine Maximalinduktivität von 100 nH, die sich beim Eindrehen der Kerne bis auf 93 nH verkleinern lässt (Siehe oben!). Also gibt man lieber einen Hauch an Kapazität zu und gleicht nach dem Aufbau das Filter korrekt ab. Die folgenden Messungen zeigen

dann auch die Richtigkeit dieser Überlegungen.

Ein Problem bleibt allerdings: wie kommt man nach dem Einbau der Platine an die Abgleichkerne der liegenden Filterspulen heran? Eine Lösung wären passend angeordnete Gewindebohrungen in den beiden Längs-

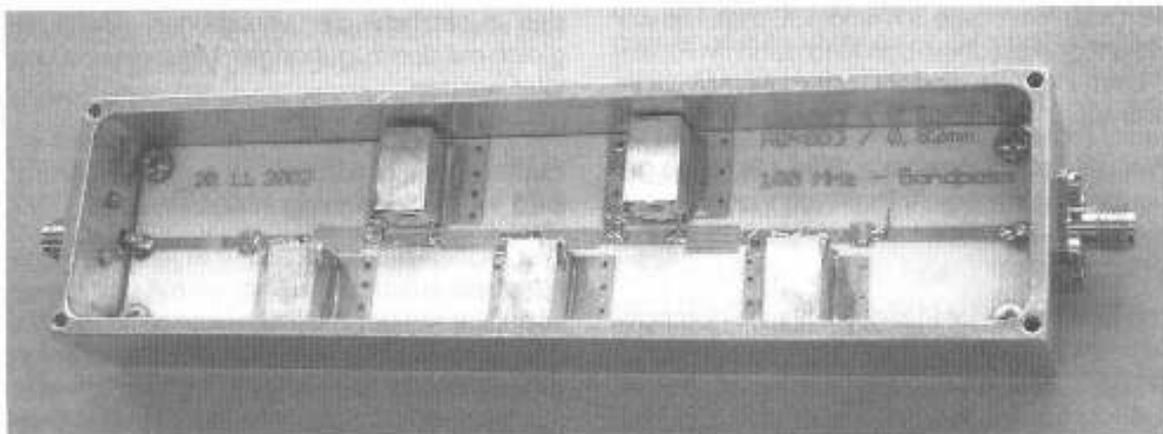


Bild 14: Und hier ist der Endzustand bei abgenommenem Abschirmdeckel zu sehen: aus dem Vollen gefrästes Aluminiumgehäuse mit SMA-Buchsen und montierter Platine.

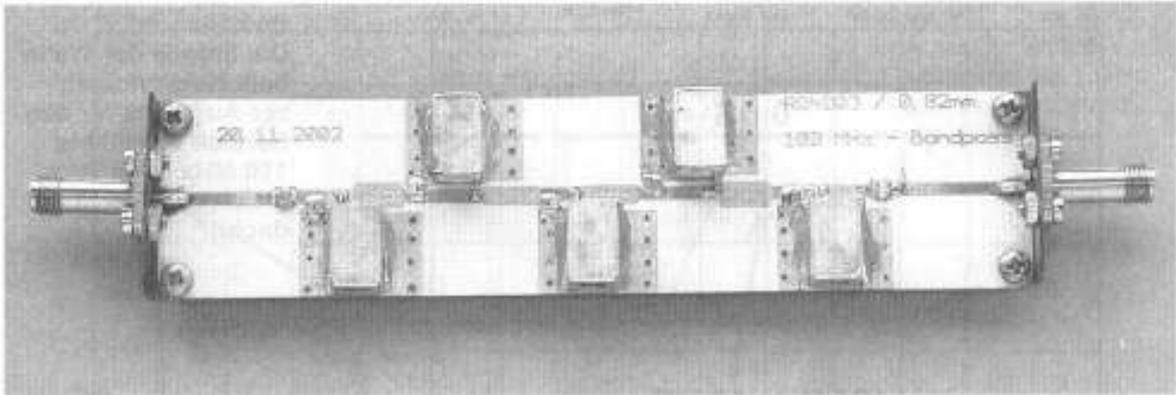


Bild 15: Eine große Hilfe zum schnellen Funktionstest ist der probeweise Betrieb mit zwei Kupferblech-Winkeln als Träger für die SMA-Buchsen. Dieser Aufbau funktioniert zunächst meist besser als das geschlossene Gehäuse ... (siehe Text)

wänden des Gehäuses, die hinterher mit Madschrauben wieder verschlossen werden. Bei dieser Filterstruktur mit wenig offenen Streufeldern funktioniert aber eine zweite Methode besser: man fertigt sich zwei kleine Kupferblechwinkel an, die als Träger der beiden SMA-Buchsen an Ein- und Ausgang dienen. Die Mittelleiter der Buchsen werden auf die zugehörigen Mikrostreifen-Leitungen gelötet, die Blechwinkel sind einfach mit der Platine verschraubt. **Bild 15** zeigt, wie das gemeint ist. So kann nun die Platine an den Network-Analyzer angeschlossen, ausgemessen und korrekt abgeglichen werden. Eine anschließende Kontrollmessung nach dem Einbau in das Abschirmgehäuse mit aufgeschraubtem Deckel zeigt, dass sich dadurch Form und Lage der Durchlasskurve nicht merkbar verändert haben.

Übrigens: diese Methode eignet sich auch hervorragend zum schnellen, grundsätzlichen Funktionstest aller Mikrowellenschaltungen im Bereich bis zu 10 GHz, denn beim Einbau in ein Gehäuse kämpft man meist erst gegen die als Hohlleiter oder Cavity-Resonator wirkende Anordnung mit ihren Eigenresonanzen und anderen Effekten. Es erfordert meist einige Mühe, z. B. mittels auf der Innen-

seite des Deckels aufgeklebtem leitenden Schaumstoffs oder zusätzlichen Trennwänden diese Unarten in den Griff zu bekommen.

7. Messergebnisse

Die Durchlasskurve im Frequenzbereich von 90 bis 110 MHz zeigt **Bild 16**, damit man direkt mit der Simulation nach Bild 11 vergleichen kann. Schmerzlich ist natürlich der (schon befürchtete) Anstieg der Durchgangsdämpfung auf 10 dB. Führt man dazu mit unterschiedlichen Werten des Verlustwiderstandes nochmals einige Probesimulationen aus, so gehört dazu bei jeder Spule einen Reihenwiderstand von $0,88 \Omega$ bzw. eine Betriebsgüte von $Q = 72$. Da an diesen Verlusten aber nicht nur die Spulen, sondern auch die Kondensatoren beteiligt sind, würde es sich lohnen, hier nochmals mit den sehr teuren, aber hochwertigen Mikrowellen-Keramikkondensatoren (wie sie z.B. in den Sat-LNBs der Industrie-Elektronik eingebaut werden) einen Versuch zu wagen.

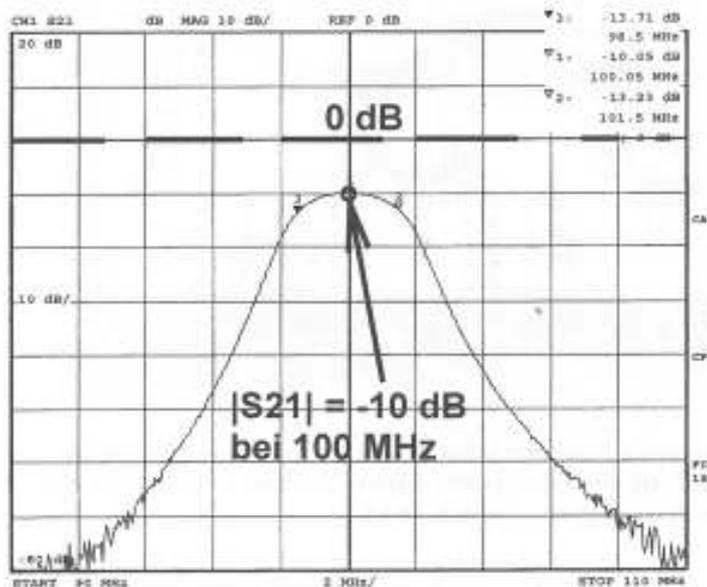


Bild 16:
Die Stunde der Wahrheit: Networkanalyser-Ausdruck für den Bereich von 90 bis 110 MHz (zum Vergleich mit Bild 11 gedacht).

Die Weitabsektion im Bereich von 100 kHz bis 1 GHz zeigt schließlich noch **Bild 17**. Prinzipiell waren hier keine bösen Überraschungen zu erwarten, denn durch Verwendung mehrerer SMD-Kondensatoren in jedem Schwingkreis wird die Eigenresonanz genügend weit nach oben geschoben. Zur Erinnerung: die Eigeninduktivität hängt bei diesen Kondensatoren nicht vom Kapazitätswert, sondern von der Gehäusegröße ab und liegt für „0805“ etwa bei 0,5 nH. Schaltet man zusätzlich mehrere Kondensatoren parallel, so schalten sich eben auch die Induktivitäten parallel und die Gesamtinduktivität sinkt entsprechend. Erst oberhalb dieser Eigenresonanz bricht die Sperrdämpfung des Filters ein, weil die Schwingkreise dort nicht mehr kapazitives Verhalten zeigen, sondern nun durch Induktivitäten zu ersetzen sind. Und deren Blindwiderstände nehmen dann leider mit steigender Frequenz zu statt ab...

Die zu beobachtende leichte Abnahme der Sperrdämpfung bei steigender Frequenz kann - da es sich wohl um direkte Kopplung vom Ausgang zum Eingang handelt - durch ein bis zwei zusätzliche Trennwände verhindert werden. Falls aber hier die eben besprochenen Effekte der Kondensator-Eigenin-

duktivität mit im Spiel sind, müssten drei anstelle von nur zwei Kondensatoren in jedem Schwingkreis eingesetzt werden.

Noch ein Hinweis: vorsichtshalber wurde die Innenseite des Deckels mit einem leitenden Schaumstoff von 2 mm Dicke beklebt, um die erwähnten Gehäuseresonanzen im GHz-Bereich zu unterdrücken. Die Wirkung aller dieser Maßnahmen für den Bereich oberhalb von 1 GHz wurden jedoch nicht mehr weiter untersucht.

8. Zusammenfassung und Ausblick

Die Kombination aus moderner Entwurfs- und Simulationssoftware unter Einbeziehung der unerwünschten „Parasitics“ (= Dreckeffekte...) zusammen mit korrektem Platinenlayout und richtiger Gehäusekonstruktion ermöglicht heute auch dem Entwickler mit kleinem Geldbeutel den Bau hochwertiger Schaltungen mit exakt voraussagbaren Eigenschaften. Auch die Umstellung auf andere Frequenzen ist kein Problem (ein Taschen-

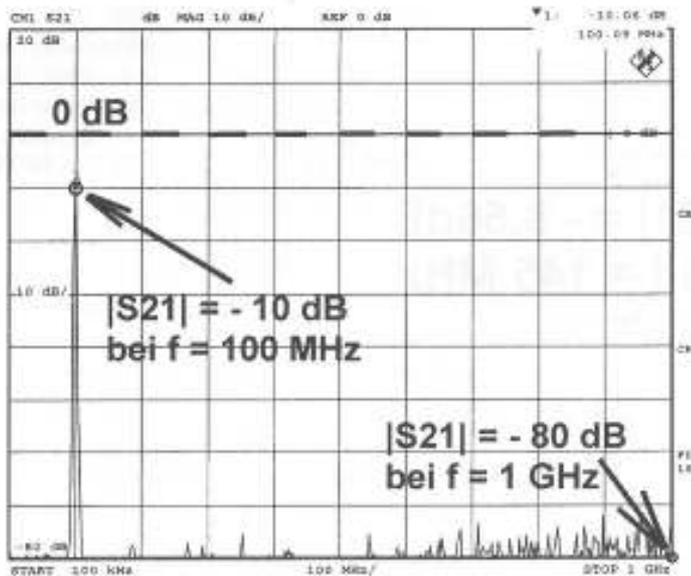


Bild 17:
Auch die Weitab-
selektion bis 1 GHz
gibt keinen Grund
zur Kritik

rechner und die Version 2.1 von „PUFF“ reichen dazu!).

Als Abschluss soll der Wunsch eines befreundeten OMs erfüllt werden: Bei der fachlichen Diskussion über die während der Bandpass-Entwicklung auftretenden Probleme sagte er: „...Nu mach doch auch mal direkt

was für die Funk-Amateure. Ich könnte so ein Filter gut gebrauchen, wenn ich bei Deiner „Konverter-Idee“ statt des Autoradios einfach einen 2-m-Empfänger verwenden könnte....“.

Recht hat er und deshalb zeigt **Bild 18** einen solchen Entwurf. Dazu wurde die Kreisinduk-

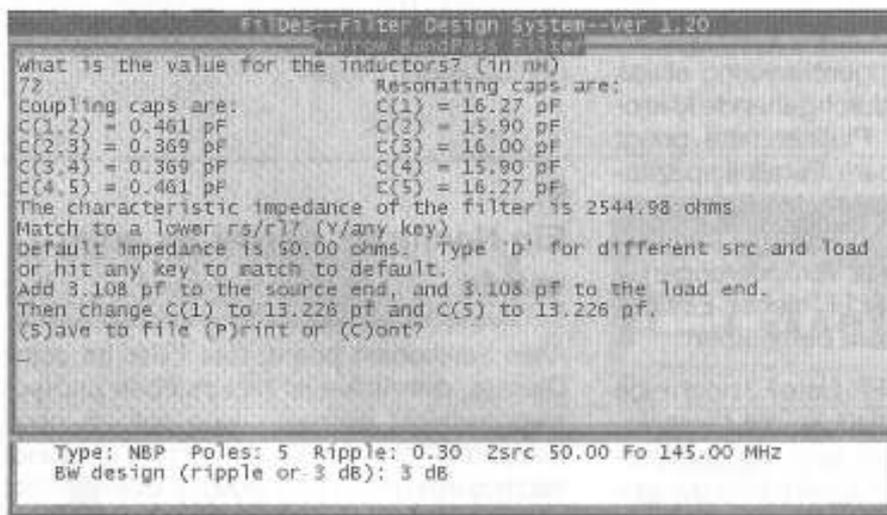


Bild 18:
Nochmals ein
Durchgang mit
„fds“, um die
Mittenfrequenz
auf 145 MHz
umzustellen

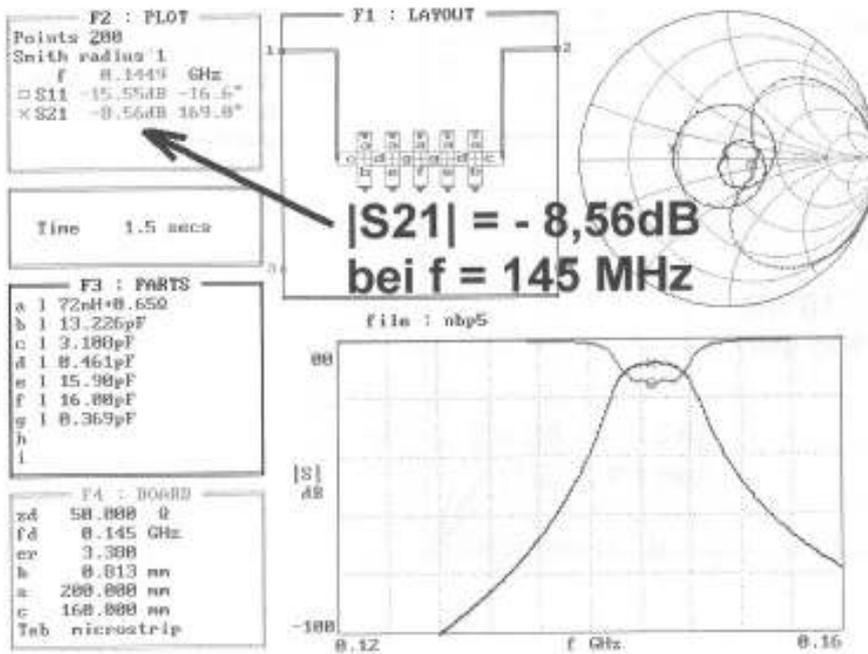


Bild 19:
Simulation des
2-m-Bandpasses
mit Verlusten für
den Bereich von
120 bis 160 MHz

tivität auf 72 nH reduziert (denn das nächstkleinere erhältliche Filter lässt sich nur zwischen 76 nH und 67 nH verändern) und die Bandbreite wurde - wegen der höheren Mittelfrequenz - auf 6 MHz erhöht. Die Simulation im Bereich von 120 bis 160 MHz zeigt **Bild 19**, wobei mit einer Güte von $Q = 100$ gearbeitet wurde (Man sehe sich darin die enormen Werte für die Weitabselektion bei 120 oder 160 MHz an!).

Allerdings wird die Fertigung etwas aufwendiger, denn die durchgehende Mikrostreifen-Leitung in der Platinenmitte bringt nicht nur deutlich fühlbare Parallelkapazitäten bei jedem Schwingkreis ins Spiel, sondern beginnt auch schon leicht zu transformieren. Zwar sind das nur Veränderungen in der Prozent-Gegend, aber dieser Einfluss macht sich leider langsam bemerkbar.

Also wird man in der PUFF-Liste F3 noch eine Reihe solcher Leitungsstücke mit verschiedenen Längen auflisten und sie entsprechend dem Platinenlayout zwischen die einzelnen Filterbauteile einfügen. Hinterher geht

natürlich die mühsame Feinarbeit mit der Korrektur der Kreiskondensatoren los.

Noch eine Sache: wegen der erhöhten Betriebsfrequenz kann sich nun die direkte kapazitive Kopplung zwischen Eingangs- und Ausgangsbuchse innerhalb des Gehäuses stärker auf die Sperrdämpfung auswirken und diese verschlechtern. Vermutlich sind dann doch Trennwände erforderlich - und so wie es aussieht, gibt das ein neues eigenständiges Projekt.

9. Ein Nachtrag, der leider nötig wurde

Alles funktioniert prima, das Filter tut seine Dienste, der Artikel ist geschrieben und soll weggeschickt werden... was soll da noch passieren? Nun, so etwas kommt ja grundsätzlich aus einer Ecke, aus der man es nicht erwartet. Diesmal war es Finnland, denn es



flatterte die CD mit der neuesten APLAC-Testversion 7.80 auf den Tisch.

Also spielt man das Update auf und testet in-teressehalber die Verbesserungen, indem man die neue Version auf fertige, vorhandene Projekte loslässt. Und was kommt dabei heraus? Es lässt sich zwar noch der Interdigital-Kondensator mit seinen Abmessungen und Teilkapazitäten berechnen, aber die Erzeugung des S-Parameter-Files (= also der Sweep) wird mit der Begründung „Memory restricted in this version“ verweigert. Nach vielen Emails und heißgelaufenen Entwicklerköpfen in Helsinki stellt sich die Sache folgendermaßen dar:

a. Beide Aufgaben (also S-Parameter-Sweep UND die Kondensator-Berechnung) funktionieren zusammen nur mit der Version 7.51, die auch beim Autor bisher im Einsatz war.

b. Mit den neueren Versionen können nur die Kondensatorberechnungen allein durchgeführt werden, da wegen des inzwischen verbesserten Modells der Simulationsaufwand beim Sweep gestiegen ist und dadurch die Begrenzungen der Studentenversion überschritten wurden.

c. APLAC ist das sozusagen peinlich und man möchte in solchen Fällen die Abgabe von verbilligten „University- and Education Licenses“ etwas weniger pingelig handhaben. Sehr großzügig wird dann auch bei der Vergabe von kostenlosen 45-Tage-Test-Vollversionen (...auch im Wiederholungsfalle...) vorgegangen. Bitte aber dazu direkt bei APLAC anfragen!

Der Autor kann noch eine weitere Lösung anbieten: Man verwende doch die bisherige Version 7.51;

Kontakt per Email:

krausg@elektronikschule.de

10.

Literaturhinweise

[1] „Puff-Einsteiger-Projekt: Rauschamer Vorverstärker für den NOAA-Wettersatellitenbereich 137 MHz bzw. für das 2-m-Amateurfunkband 145 MHz. Teil 3, Kapitel 12.2.: Realisierung des Interdigitalkondensators“ von Gunthard Kraus. UKW-Berichte 3/1999, Seite 170

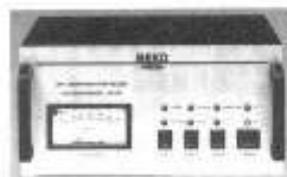
[2] „Design und Realisierung von Mikrowellenschaltung, Teil 10: Entwicklung eines 2 GHz-Oszillators. Kapitel 13.7.: Dimensionierung eines Interdigitalkondensators“ von Gunthard Kraus. UKW-Berichte 2/1999, Seite 117

[3] „Das interessante Programm. Heute: APLAC“ von Gunthard Kraus. UKW-Berichte 4/2002, Seite 229.

[4] „Ärger mit PUFF unter WINDOWS 98, WINDOWS ME und WINDOWS XP sowie seine Beseitigung“ von Gunthard Kraus. UKW-Berichte 2/2002, Seite 100.

[5] „Auf eine Neues - mit PUFF!“ von Gunthard Kraus. UKW-Berichte 3/2002, Seite 157.

ENDSTUFEN



BEKO
MOSFET-Power

 **UKW-Berichte**
Telecommunications

UKW-Berichte, Eberhard L. Smolka
Jahnstr. 7, D-91083 Baiersdorf
Tel. 09133-77980, Fax 09133-779833
Email: ukwberichte@aol.com
www.ukw-berichte.de