



Gunthard Kraus, DG 8 GB

Moderner Entwurf von Streifenleitungs-Bandpässen aus gekoppelten Leitungspaaren

Vielfältige Hilfsmittel stehen heute jedem Elektronik-Entwickler zur Verfügung. Auch zum Thema Entwicklung im Bereich der Hochfrequenz-Technik gibt es sehr leistungsstarke Software, zum Teil kostenlos im Internet.

Nachfolgend wird an Hand von Beispielen der Einsatz moderner Entwurfs- und Simulations-Werkzeuge dargestellt.

1.

Vorbemerkung

Die Artikelreihe „Design und Realisierung von Mikrowellenschaltungen“ in [1], in der dieses Thema ausführlich behandelt wurde, liegt nun schon einige Jahre zurück. In der Zwischenzeit vervielfachten sich die Möglichkeiten zur Informationsbeschaffung und zur Schaltungssimulation ungeheuer. Außerdem werden die Analysemöglichkeiten, dank der stetigen Verbesserungen im CAD-Bereich immer genauer.

Im Internet gibt es nun von nahezu jedem modernen CAD- und Simulationsprogramm eine „Testversion“ oder „Studentenversion“, einschließlich der Original-Handbücher, die selbst meist komplette Lehrbücher darstellen - und Berge von Anwendungsbeispielen (Application Notes) zu fast jedem Thema. Das Problem ist also eher eine geeignete Auswahl zu treffen und das „Gewusst WO und WIE“, denn alle Testversionen der meist sehr teuren Programme weisen irgendwo Begrenzungen auf. Und nichts ist ärgerlicher, als sich mühsam in die aufwendige Bedienung eines neuen Programmes einzuarbeiten und dann plötzlich feststellen zu müssen, dass ausgerechnet das vorliegende Problem nicht mehr bearbeitet werden kann.

Deshalb soll heute der korrekte und erfolgreiche Entwurf von Streifenleitungs-Bandpässen samt ihrer Umsetzung in die Praxis demonstriert werden. Hierbei werden sowohl das Vorgehen, wie auch die Ergebnisse beim altbewährten CAD-Programm „PUFF“ (Version 2.1) und der hochmodernen Studentenversion von ANSOFT-Serenade verglichen.

2. Technologie-Überblick

Bandpässe dienen zum "Heraustrennen" eines bestimmten, erwünschten Frequenzbereiches bei gleichzeitiger Unterdrückung möglichst aller unerwünschten Signale außerhalb dieses Bereiches. Für den Mikrowellenbereich kommen hierbei folgende Filter-Bauarten in Betracht:

- Hohlleiter-Anordnungen (für sehr hohe Leistungen)
- Koaxialfilter
- Helix-Filter
- Filter aus Keramik-Resonatoren
- SAW-Filter
- Interdigital-Bandpässe
- Stripline-Filter mit koplanaren Strukturen
- Microstrip-Filter aus gekoppelten Leitungspaaren
- Hairpin-Filter usw.

Stellt man zusätzlich noch weitere Forderungen, wie

- möglichst preisgünstige eigene Herstellung als einfache Leiterplatte,

- leicht und ohne große Kosten oder Probleme auf andere Frequenzen umstellbar,
- abgleichfrei,
- absolute Nachbausicherheit,

dann werden üblicherweise die beiden letzten Typen bevorzugt. Hierbei stellt das Hairpin-Filter eine abgewandelte Version des Standard-Streifenleitungs-Filters zur Verkürzung der Baulänge und zur Erhöhung der Flankensteilheit dar. Die Nachteile der größeren Abmessungen muß man dabei in Kauf nehmen.

3. Grundlagen der Streifenleitungs-Bandpässe aus gekoppelten Leitungen

Hier werden „gekoppelte Leitungspaare“ verwendet, also zwei Streifenleitungen, die in engem Abstand parallel laufen. Durch die enge Parallelführung erhält man nicht nur eine kapazitive Kopplung (= über das elektrische Feld) von einer Leitung auf die andere,

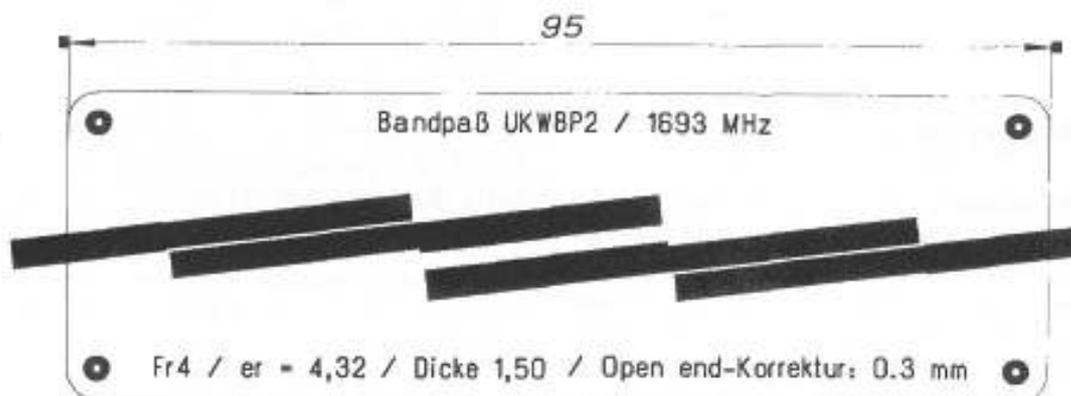


Bild 1: Fertiges Platinen-Layout eines Bandpass-Filters für 1693 MHz



sondern auch eine magnetische Kopplung. Das Magnetfeld der einen Leitung induziert in der zweiten Leitung eine elektrische Spannung und überträgt damit elektrische Leistung. Bemerkenswert daran ist, daß sich die, durch diese Kopplung von einer Leitung auf die andere ausgelösten verschiedenen Wellen nur in einer Bewegungsrichtung addieren. In der anderen Richtung sind sie aber gegenphasig und versuchen sich auszulösen.

Genau das ist das Verhalten eines Richtkopplers und er bildet auch das Haupt-Einsatzgebiet dieser Leitungsstruktur. Mit einem solchen Verhalten lassen sich hinlaufende und rücklaufende Welle in einem System trennen!

Die Beschreibung eines solchen Teiles für die Simulation wird jedoch aufwendiger:

Wegen der Gleich- und Gegenphasigkeit der in der zweiten Leitung ausgelösten Wellen ist es nötig, zwei verschiedene Wellenwiderstände anzugeben, nämlich

- a) den EVEN-Widerstand (oder: Gleichtaktwiderstand) und
- b) den ODD-Widerstand (oder: Gegentaktwiderstand).

Der EVEN-Widerstand ist stets größer als der Systemwiderstand (meist 50Ω), während der ODD-Widerstand grundsätzlich kleiner als der verwendete Systemwiderstand ist.

Die drei Widerstände hängen stets über die Formel

$$Z^2 = Z_{\text{EVEN}} \cdot Z_{\text{ODD}}$$

miteinander zusammen.

Hinweis:

Sobald nur ein Widerstand angegeben wird, reagieren viele CAD-Programme folgendermaßen: ist der Widerstand größer als der Systemwiderstand Z , so wird er als EVEN-Wert gedeutet und nach obiger Formel der fehlende ODD-Wert berechnet - und umgekehrt.

Nun zu den Streifenleitungs-Bandpässen

Schaltet man mehrere solcher gekoppelten Leitungspaare mit 90 Grad elektrischer Länge in Serie, wirken die Leitungsstücke als Resonatoren und „das Eingangssignal geht nur im Bereich um diese Frequenz glatt vom Eingang zum Ausgang durch“ - so erhält man das gewünschte Bandpassverhalten. Leider wiederholt sich das bei den ungeraden Vielfachen wieder, also z.B. der dreifachen Frequenz usw...

Zur praktischen Ausführung siehe **Bild 1**.

Gut zu erkennen sind außer den drei gekoppelten Leitungspaaren auch die 50Ω -Streifenleitungen als Anschlußleitungen zu den SMA-Buchsen. Die Unterseite der Platine ist mit einer durchgehenden Massefläche versehen.

4.

Der Entwurfsweg: vom Norm-Tiefpass zum Streifenleitungs-Bandpass

4.1 Vorarbeiten

Der Schaltungsentwickler steht zunächst vor folgenden Entscheidungen:

Welcher Filtertyp ist der Richtige?

Zur Auswahl stehen z.B. Bessel-, Butterworth- und Tschebyschef-Filter, wobei grundsätzlich gilt:

Tschebyschef-Filter weisen eine Welligkeit der Dämpfung im Durchlassbereich (= Ripple) auf, bieten aber dafür gute Flankensteilheit beim Übergang in den Sperrbereich.

Braucht man dagegen besseres Gruppenlaufzeitverhalten und kein „Ripple“ im Durchlassbereich, greift man zu den Butterworth-Filtern. Ihre Flankensteilheit im Sperrbereich ist allerdings deutlich kleiner als beim Tschebyschef-Typ.



Soll das Filter an jeder Stelle absolut sanft und möglichst eben sein und nur ganz behutsam und unmerklich sperren, bleibt nur noch das Bessel-Filter übrig. Allerdings erkauft man diesen „anschmiegsamen“ Charakter mit einem sehr „müden“ Übergang vom Durchlass- in den Sperrbereich (= um Gruppenlaufzeitverzerrungen möglichst klein zu halten). Von „Flankensteilheit“ im Sperrbereich ist also kaum mehr zu sprechen.

Dann kommt die Frage nach dem Filtergrad N, der bei normalen Tiefpässen direkt der Anzahl der erforderlichen Bauteile entspricht. Ein höherer Filtergrad ergibt steilere Flanken im Sperrbereich, aber in der Praxis erhöht sich wegen der größeren Anzahl der Bauteile und ihrer Verluste auch die Dämpfung im Durchlassbereich.

In der Praxis sehr häufig eingesetzt wird der Filtertyp:

Tschebyschef mit N zwischen 3 und 5.

Deshalb wird hier ein Filter aus dieser Gruppe als Beispiel genommen.

Die nächste Entscheidung betrifft den Systemwiderstand (meist 50Ω). Weiter müssen speziell bei den Tschebyschef-Filtern die maximale Welligkeit der Dämpfung im Durchlassbereich (= „Passband Ripple“), der Reflektionsfaktor usw festgelegt werden.

Zu beachten ist, daß die Größen:

- Passband-Ripple (= Schwankungen von S_{21} bzw. der Durchgangsdämpf.)
- Reflektionsfaktor r
- Stehwellenverhältnis VSWR
- S_{11}
- Reflektionsdämpfung a_r

beim Tschebyschef-Typ untrennbar miteinander verknüpft sind! Es gelten dafür folgende Beziehungen:

a) Zwischen dem Reflektionsfaktor r und dem Stehwellenverhältnis VSWR:

$$r = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1}$$

b) Zwischen dem Reflektionsfaktor r und dem Passband-Ripple (= maximale Durchgangsdämpfung in dB):

$$a_{MAX} = 10 \cdot \log \frac{1}{1 - |r|^2} \quad [\text{dB}]$$

c) Zwischen S_{11} bzw. S_{22} , dem Reflektionsfaktor r und der Reflektionsdämpfung a_r :

S_{11} bzw. S_{22} entsprechen bei korrekter Anpassung genau dem Reflektionsfaktor des Filters, werden aber üblicherweise in dB angegeben:

$$S_{11} = S_{22} = 20 \cdot \log |r| \quad [\text{dB}]$$

Die Reflektionsdämpfung ist dann einfach der „negative dB-Wert von S_{11} oder S_{22} “! Korrekt:

$$a_r = 20 \cdot \log \frac{1}{|r|} \quad [\text{dB}]$$

Als kleine Entwurfshilfe soll folgende (nach obigen Formeln erstellte) Übersichtstabelle dienen:

Reflektionsfaktor r	Reflektionsdämpfung a_r	S_{11} oder S_{22}	Tschebyschef Ripple der Durchgangsdämpfung
50 %	6 dB	6 dB	1,25 dB
20 %	14 dB	14 dB	0,177 dB
10 %	20 dB	-20 dB	0,0436 dB
5 %	26 dB	-26 dB	0,01 dB
2 %	34 dB	-34 dB	0,0017 dB
1 %	40 dB	-40 dB	0,00043 dB
0,5 %	46 dB	-46 dB	0,0001 dB

(In der Praxis reicht meist ein maximaler Reflektionsfaktor zwischen 5 und 10 % aus...)

4.2. Entwurf eines GPS-Bandpasses

Als Entwurfs-Beispiel soll ein Bandpass für GPS mit folgenden Daten dienen:

Filtertyp:	Tschebyschef
Mittelfrequenz	$f_0 = 1575 \text{ MHz}$
Untere Grenzfrequ.	$f_{UNTER} = 1550 \text{ MHz}$ als „Ripple“-Grenzfrequ.



Obere Grenzfrequ.	$f_{\text{OBER}} = 1600 \text{ MHz}$ als „Ripple“-Grenzfrequ.
Filtergrad	$N = 3$
Systemwiderstand	$Z = 50 \Omega$
Max. Reflektionsfaktor	$ r = 10 \%$
Max. Ripple	$a_{\text{max}} = 0,0436 \text{ dB}$
Reflektionsdämpfung im Durchlassbereich:	$a_r = 20 \text{ dB}$
S11 im Durchlassbereich möglichst kleiner als	$S_{11} = -20 \text{ dB}$

Zum gewählten Reflektionsfaktor $r = 10\%$ gehört im Durchlassbereich ein maximales Ripple von $0,0436 \text{ dB}$.

Das bedeutet, dass S_{21} bis auf $-0,0436 \text{ dB}$ absinken kann, während S_{11} und S_{22} nie größer als -20 dB werden.

Hinweis:

Der folgende Berechnungsweg entstammt dem Buch „Microwave Engineering“ von David Pozar [5], Seite 484.

Weiterer Hinweis:

Man sollte den Filtergrad N stets ungerade (also 3, 5, 7...) wählen, denn nur dann sind Quell- und Lastwiderstand gleich. Außerdem ist zu beachten, dass die Anzahl der gekoppelten Leitungspaare stets um 1 höher ist, als der gewählte Filtergrad. Für $N=3$ benötigt man also im Layout vier Leitungspaare.

Und nun zu den einzelnen Entwurfschritten:

1. Schritt:

Zuerst benötigt man die Filterkoeffizienten des Einheitstiefpasses für diesen Fall. Dazu kann man z.B. das Programm „faisyn“ einsetzen (Beschaffung z.B. aus

„<http://www.rfglobalnet.com>“).

Nacheinander gibt man die obigen Filterdaten nach den entsprechenden Aufforderungen des Programms ein und wählt die Option „Parallel Capacitor“, so erhält man schließlich folgende Tabelle mit den für die Berechnung erforderlichen 4 Koeffizienten (**Bild 2**):

$$\begin{aligned} g_1 &= \text{cap1} = 0,8532 \\ g_2 &= \text{ind1} = 1,1038 \\ g_3 &= g_1 = \text{cap2} = 0,8532 \\ g_4 &= \text{"normalized load resistance"} = 1,00 \end{aligned}$$

2. Schritt:

Bestimmung der „fractional bandwidth“ des Passes:

$$\begin{aligned} \Delta &= \frac{f_{\text{upper}} - f_{\text{lower}}}{f_{\text{center}}} = \frac{1600 \text{ MHz} - 1550 \text{ MHz}}{1575 \text{ MHz}} = \\ &= \frac{50 \text{ MHz}}{1575 \text{ MHz}} = 0,031746 \end{aligned}$$

```
Normalized Lowpass Prototype Filter Components:
Wc=1 rad/sec, Normalized Source Resistance=1
CAP 1 0 C= 0.8532
IND 1 2 L= 1.1038
CAP 2 0 C= 0.8532
The Normalized Load Resistance= 1
Press any key to continue...
```

Bild 2: Darstellung der errechneten Filter-Koeffizienten mit dem Programm "FAISYN"

**3. Schritt:**

Nun kommen die „admittance inverter constants“ für die vier Leitungspaare dran:

1. Leitungspaar:

$$Z_0 \cdot J_1 = \sqrt{\frac{\pi \cdot \Delta}{2 \cdot g_1}} = \sqrt{\frac{\pi \cdot 0,031746}{2 \cdot 0,8532}} = 0,24175$$

2. Leitungspaar:

$$Z_0 \cdot J_2 = \frac{\pi \cdot \Delta}{2 \cdot \sqrt{g_1 \cdot g_2}} = \frac{\pi \cdot 0,031746}{2 \cdot \sqrt{0,8523 \cdot 1,1038}} = 0,05138$$

3. Leitungspaar:

$$Z_0 \cdot J_3 = \frac{\pi \cdot \Delta}{2 \cdot \sqrt{g_2 \cdot g_3}} = \frac{\pi \cdot 0,031746}{2 \cdot \sqrt{1,1038 \cdot 0,8532}} = Z_0 \cdot J_2 = 0,05138$$

4. Leitungspaar:

$$Z_0 \cdot J_4 = \sqrt{\frac{\pi \cdot \Delta}{2 \cdot g_3 \cdot g_4}} = \sqrt{\frac{\pi \cdot 0,031746}{2 \cdot 0,8532 \cdot 1,00}} = Z_0 \cdot J_1 = 0,24175$$

4. Schritt:

Der EVEN- und ODD-Widerstand eines Leitungspaares wird allgemein nach folgenden Formeln bestimmt:

$$Z_{EVEN} = 50\Omega \cdot \left[1 + Z_0 \cdot J_N + (Z_0 \cdot J_N)^2 \right]$$

$$Z_{ODD} = 50\Omega \cdot \left[1 - Z_0 \cdot J_N + (Z_0 \cdot J_N)^2 \right]$$

Für das erste und vierte Leitungspaar erhält man:

$$Z_{EVEN} = 50\Omega \cdot \left[1 + 0,24175 + 0,24175^2 \right] = 65\Omega$$

$$Z_{ODD} = 50\Omega \cdot \left[1 - 0,24175 + 0,24175^2 \right] = 40,8\Omega$$

Für das zweite und dritte Leitungspaar betragen die Werte:

$$Z_{EVEN} = 50\Omega \cdot \left[1 + 0,05138 + 0,05138^2 \right] = 52,7\Omega$$

$$Z_{ODD} = 50\Omega \cdot \left[1 - 0,05138 + 0,05138^2 \right] = 47,56\Omega$$

5.**Einsatz von PUFF****5.1. Simulation der idealen Schaltung mit PUFF**

Zuerst startet man "PUFF" und sollte dadurch das SETUP-File geladen haben. Dann drückt man die Taste "F4" und gibt die nebenstehenden Werte für das Rogers-Material R04003:

mit der Dicke 0,032"

für den Wellenwiderstand $z_d = 50\Omega$,

die Designfrequenz $f_d = 1575\text{ MHz}$,

die Dielektrizitätskonstante $\epsilon_r = 3,38$

samt der Platinendicke $h = 0,813\text{ mm}$ ein,

F4 : BOARD		
zd	50.000	Ω
fd	1.575	GHz
er	3.380	
h	0.813	mm
s	200.000	mm
c	50.000	mm
Tab	microstrip	

Bild 3: Eingabe-Parameter

Die Leiterplattengröße "s" sollte 200 mm betragen, als Abstand "c" zwischen den Anschlüssen reichen 50 mm (**Bild 3**).



Anschließend wechselt man in das Feld "F3" und trägt dort nacheinander die Daten der beiden erforderlichen, gekoppelten Leitungspaare ein. Bitte genau so übernehmen wie in **Bild 4** dargestellt!

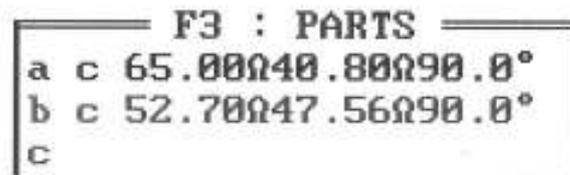


Bild 4: Eingabe der Daten der gekoppelten Leitungspaare

Ein Druck auf die "F1"-Taste bringt das Layout-Window (**Bild 5**) zum Vorschein. Und nun bitte aufpassen: Zuerst bewegt man den Cursor möglichst weit nach links. Dazu drückt man die Umschalttaste für Großbuchstaben und tippt solange auf die „Cursor-links“-Taste, bis man am gewünschten Ort

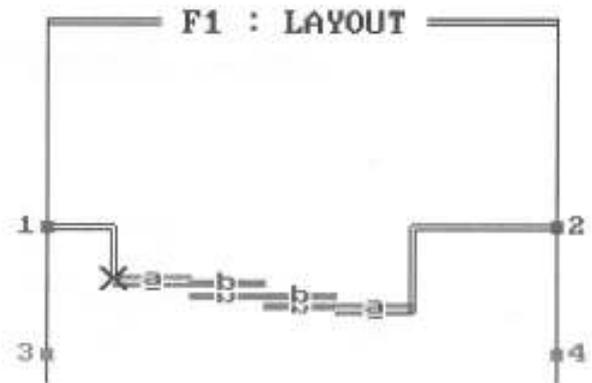


Bild 5: Darstellung der Streifenleitungen im Layout-Fenster von "PUFF"

angekommen ist. Mit „1“ kann man gleich Port 1 anschließen.

Nach dem Druck auf den Buchstaben „a“ der Tastatur folgt „Cursor rechts“. Dadurch wird das erste Leitungspaar platziert. Dann wird „b“ und anschließend „Cursor down“ gedrückt; damit wird das Leitungspaar „b“ angeschlossen.

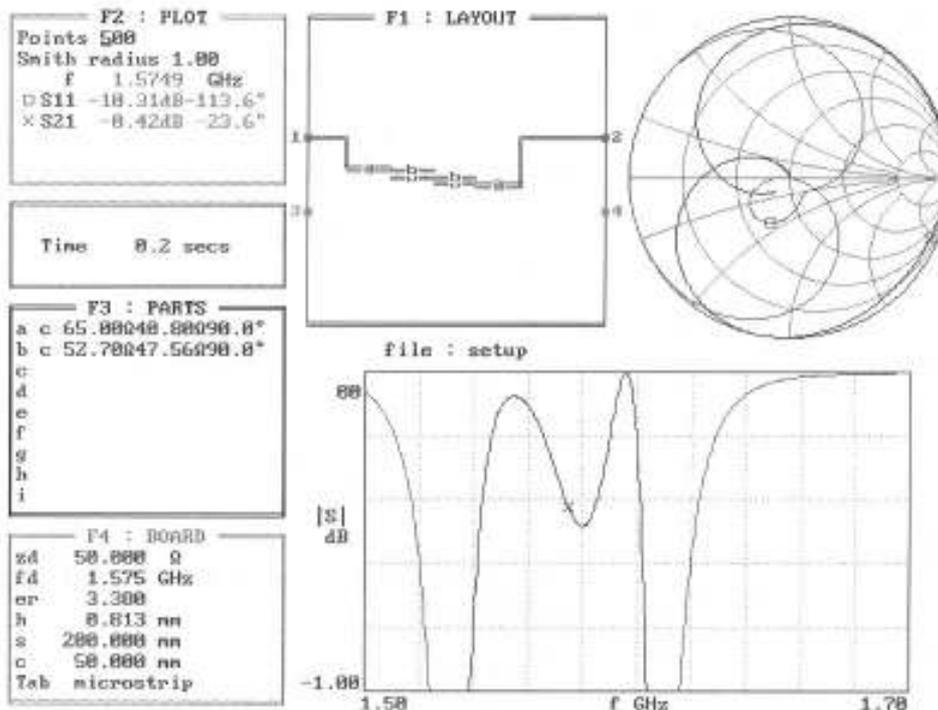


Bild 6: Eingabe der Daten für die Simulation mit "PUFF" im Simulations-Fenster

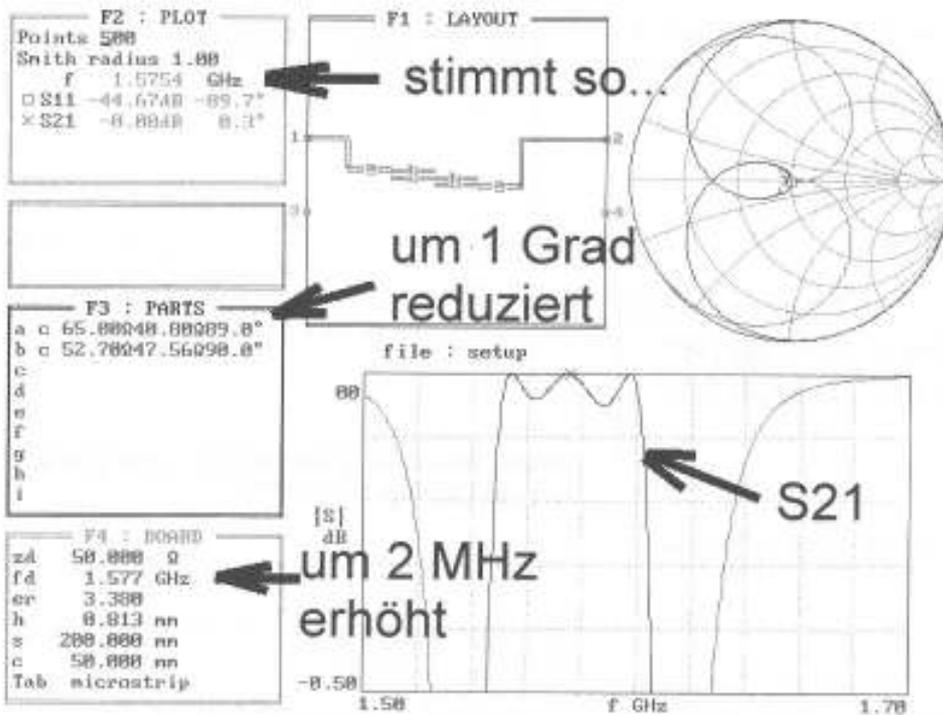


Bild 7:
Notwendige
Änderungen
im Simu-
lationsfenster,
um sich der
theoretischen
Kurve anzu-
nähern

Nun nochmals „Cursor down“ gedrückt - und schon sitzt das dritte Paar auf dem Schirm. Zum Abschluss nochmals „a“, „Cursor down“, die „2“ und Port 2 ist ebenfalls mit dem Ausgang der Schaltung verbunden.

Über die Taste „F2“ gelangt man zum Simulations-Fenster, wobei man sich mit „Cursor Up“ oder „Cursor Down“ nicht nur im linken oberen „Plot-Window“, sondern auch entlang der Achsen des unteren rechten Diagrammes (= „linear plot“) bewegen kann (**Bild 6**).

Hier gibt man z.B. vor:

500 Simulationpunkte
Smith radius = 1
Darstellung von S11 und S22

Waagrechte Achsenteilung: 1,5 ... 1,7 GHz
Senkrechte Achsenteilung: -1,00 ... 0 dB

Und jetzt bitte auf „p“ drücken, und man kann dem Rechner bei der Arbeit zusehen. Wenn das zu langsam geht, der drücke auf „Q“.

dann wird erst komplett gerechnet und hinterher das Bild aufgebaut; das geht deutlich schneller!

Wer nun das Ergebnis ansieht, ist sicherlich etwas enttäuscht: von einem Ripple mit maximal 0,0436 dB kann keine Rede sein; es ist um mehr als den Faktor 10 größer und liegt bei 0,5 dB. Aber keine Angst, das kann noch behoben werden. Es sind nur ganz geringe Korrekturen an den Leitungsdaten notwendig!

Man braucht nur die elektrische Länge des ersten und vierten Leitungspaares (= Part „a“ in der Bauteilliste) um ca. 1 Grad zu vermindern und die Designfrequenz um 2 MHz zu erhöhen, um zur theoretischen Kurve zu gelangen (**Bild 7**)!

5.2. Simulation der realen Schaltung mit PUFF

Zuerst lädt man das „SETUP.PUF“-File aus dem PUFF-Verzeichnis in einen Texteditor



und trägt darin die restlichen Platinendaten nach (Dicke der Kupferschicht = 35 Mikrometer und Oberflächenrauigkeit für eine mit dem Schleifschwamm oder Scheuermittel auf Hochglanz gebrachte Leiterbahn ca. 2 Mikrometer, Verlustfaktor „lt“ des Platinenmaterials R04003 bei dieser Frequenz höchstens 0,001):

```
....
zd 50.000 Ohms {normalizing impedance. 0<zd}
fd 1.575 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 100.000 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 2.000 Um  {metal surface roughness, use
              Um for micrometers.}
lt 1.0E-0003 {dielectric loss tangent.}
....
```

Das geänderte Setup-File wird nochmals in PUFF geladen und dann im Feld "F3" das Ausrufezeichen bei jedem Leitungspaar eingetragen. Dadurch wird auf „realistische Modellierung mit allen „Nebeneffekten“ umgestellt (**Bild 8**).

```

F3 : PARTS
a c!65.00Ω40.80Ω90.0°
b c!52.70Ω47.56Ω90.0°
```

Stellt man nun den Cursor im Feld „F3“ auf das Teil „a“ und gibt das Gleichheitszeichen

ein, werden im Dialogfeld sofort die tatsächlichen Daten des Leitungspaares eingeblendet (**Bild 9**).

Nun muß man solange die unter „a“ eingetragenen Werten ändern, bis im Dialogfeld die im vorigen Kapitel ermittelten Daten:

$Z_e = 65 \Omega$
 $Z_o = 40.8 \Omega$
 elektrische Länge l = 89 Grad

angezeigt werden. Man sieht, dass dazu bei „a“ die Eingabe

c! 66.1 Ω 43.65 Ω 49.6°

erforderlich ist.

Für Teil „b“ (**Bild 10**) muß diese Prozedur wiederholt werden. Das Ziel ist die Anzeige

$Z_e = 52.7 \Omega$
 $Z_o = 47.56 \Omega$
 l = 90 Grad

im Dialogfeld.

Dafür ist bei „b“ schließlich der Eintrag

c! 55.6 Ω 49.26 Ω 90.7°

nötig.

Bild 11 zeigt das Ergebnis der Schaltungssimulation, wenn die Verluste einkalkuliert werden.

Die Designfrequenz bleibt weiterhin auf 1577 MHz, aber nach der Simulation muß der Anzeigecursor mit <Page Down> auf 1575 MHz gefahren werden. Dort ergibt sich nun eine Durchgangsdämpfung von ca. 2,5 dB.

Stellt man den Wertebereich an den beiden Achsen des unteren Diagramms entspre-

Ze: 65.006Ω
 Zo: 40.796Ω
 l : 89.832°

Teil "a"

```

F3 : PARTS
a c!66.10Ω43.56Ω89.6°
```

Bild 9:
 Darstellung der tatsächlichen Daten des Teils "a"

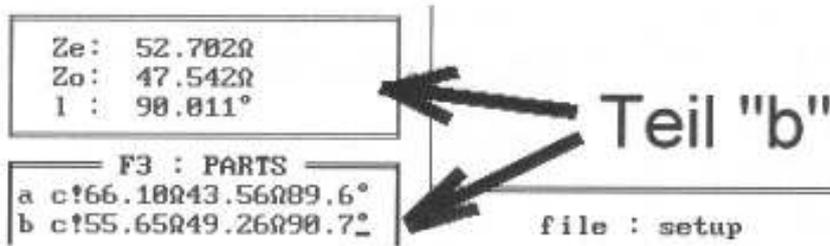


Bild 10:
 Oben Ergebnis mit
 den unter „F3“
 eingegebenen
 Werten für „b“

chend um, kann man noch einen Blick auf die Weitabselektion, also das Verhalten im Bereich zwischen 1 und 2 GHz, werfen (Bild 12).

5.3. Bestimmung der mechanischen, unkorrigierten Leitungsdaten mit PUFF

Um an die Abmessungen der Leitungspaare heranzukommen, wechselt man wieder in Feld „F3“ zurück und löscht bei Bauteil „a“

das Ausrufezeichen hinter dem Buchstaben „c“ (= für coupled lines). Sobald man hinterher das Gleichheitszeichen eintippt, erhält man im Dialogfeld (Bild 13) die gesuchten Werte:

- Länge l = 29,34 mm
- Breite w = 1,59 mm
- Koppelspalt s = 0,31 mm

Das wiederholt man für Teil „b“, also die beiden mittleren Leitungspaare, und erhält entsprechend Bild 14:

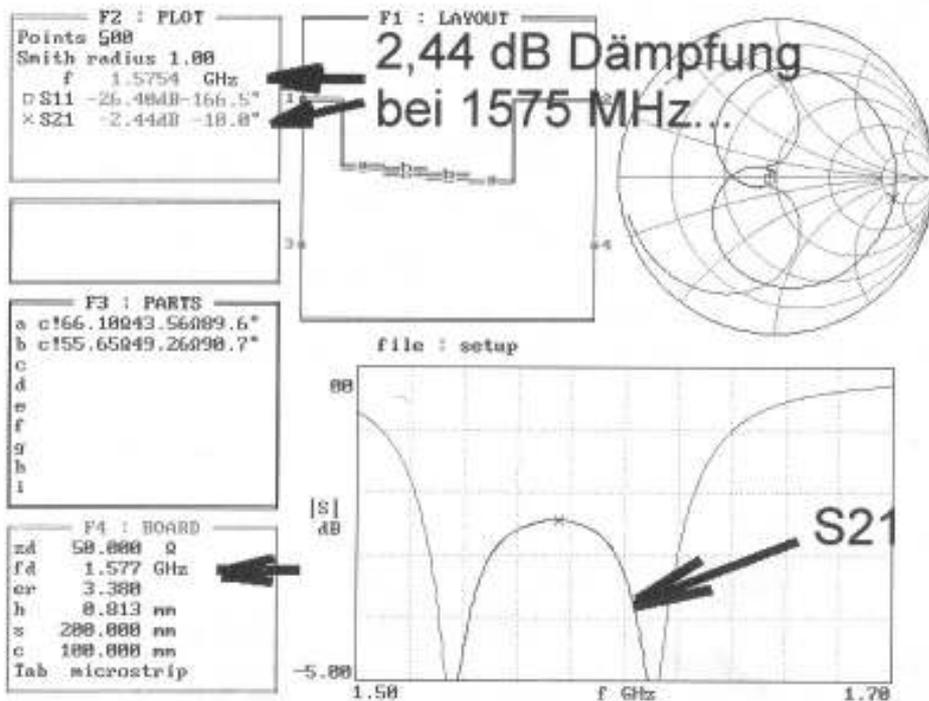


Bild 11:
 Ergebnis der
 Schaltungs
 simulation mit
 kalkulierten
 Verlusten

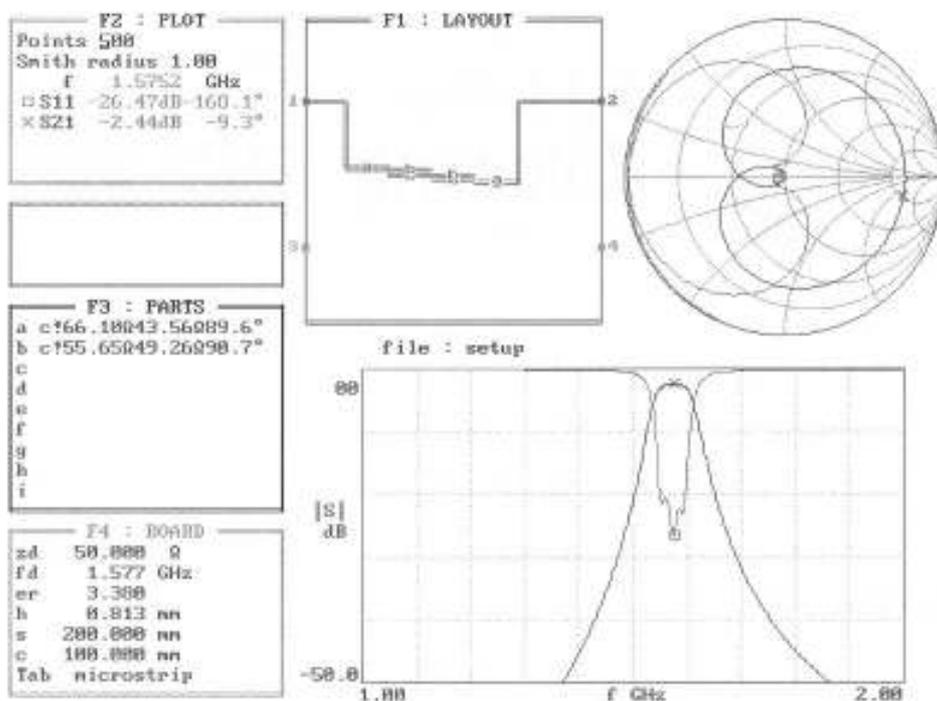


Bild 12:
Simuliertes
Verhalten
der Weitab-
selektion
im Bereich
1 bis 2 GHz

Länge $l = 29,15$ mm
Breite $w = 1,82$ mm
Koppelspalt $s = 1,84$ mm

Dann sollte man im Vorgriff auf den Platinentwurf auf dieselbe Weise gleich die Breite der $50\ \Omega$ -Zuleitung ermitteln. Sie wird als „verlustbehaftete Transmission Line mit 90 Grad Länge“ modelliert und liefert als Bauteil „c“ nach dem Herauslöschten des Ausrufe-

zeichens eine erforderliche Breite $w = 1,84$ mm (**Bild 15**).

5.4. Erforderliche Layout-Korrekturen

Hier hat man es entweder mit am Ende offenen Streifenleitungen oder mit dem Zusammenstoßen zweier Streifenleitungen zu tun,

l : 29.336mm
 w : 1.586mm
 s : 0.311mm

F3 : PARTS
a c 66.10Ω43.56Ω89.6°
b c 55.65Ω49.26Ω90.7°

Bild 13: Oben Abmessungen für das Leitungspaar „a“

l : 29.151mm
 w : 1.819mm
 s : 1.835mm

F3 : PARTS
a c 66.10Ω43.56Ω89.6°
b c 55.65Ω49.26Ω90.7°

Bild 14: Oben Abmessungen für das Leitungspaar „b“

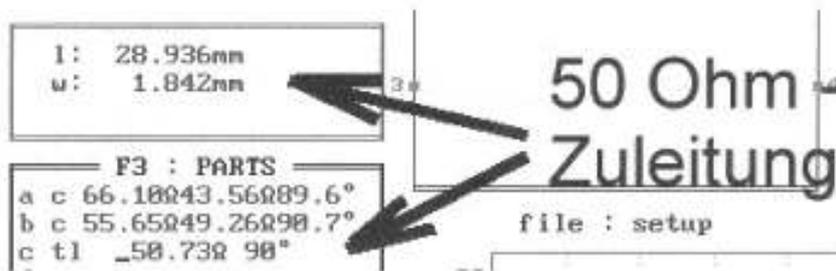


Bild 15:
50 Ω -Zuleitung als
"verlustbehaftete
Transmission-Line mit
90° Länge und einer
Breite $w=1,84$ mm"

die unterschiedliche Breiten aufweisen. In beiden Fällen ist die bekannte OPEN-END-Korrektur wegen des „Fringing“ erforderlich, wobei hier jedoch bei gekoppelten Leitungen an den offenen Enden eine Besonderheit zu beachten ist:

Die beiden Leitungspaare sind sowohl elektrisch wie auch magnetisch miteinander gekoppelt. Zwar reichen die elektrischen Feldlinien über die offenen Leitungsenden hinaus (= deshalb muß man ja verkürzen...), aber die magnetische Kopplung nimmt in diesem Bereich linear bis auf Null ab.

Deshalb darf dort nur die Hälfte der sonst üblichen „OPEN-END-EXTENSION“ einkalku-

liert und die Leitung entsprechend verkürzt werden!

Ansonsten braucht man nun für die Layout-Erstellung mehrere Werkzeuge:

- Das bekannte und bewährte Diagramm zur Bestimmung der OPEN-END-EXTENSION aus dem PUFF-Handbuch (**Bild 16**).
- Eine simple Handskizze (**Bild 17**) mit den bereits bestimmten elektrischen Daten der einzelnen Leitungspaare. Darin werden die erforderlichen Korrekturen eingetragen.
- Ein Leiterplatten-CAD-Programm, welches gleichzeitig die Lösung kniffliger Konstruktionsaufgaben zulässt. (z.B. das seit

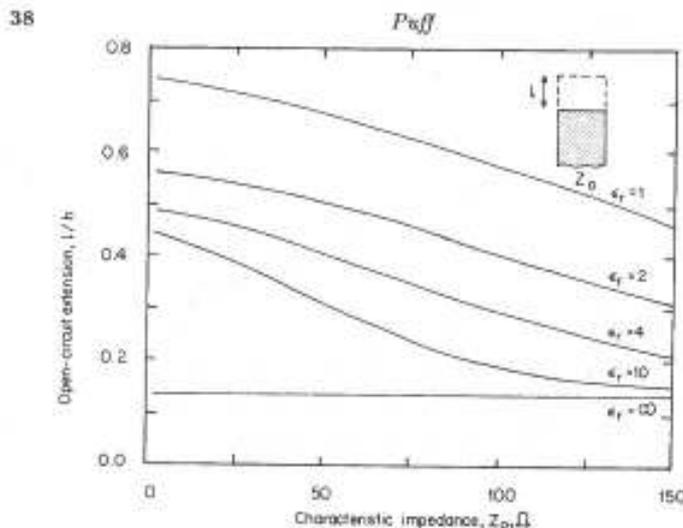


Figure 7.2 The open-circuit end correction in microstrip, plotted from (7.2). The artwork length correction in a parts list should be negative.

Bild 16:
Diagramm zur
Bestimmung der
„Open-End-Extension“
aus dem Handbuch
von „PUFF“

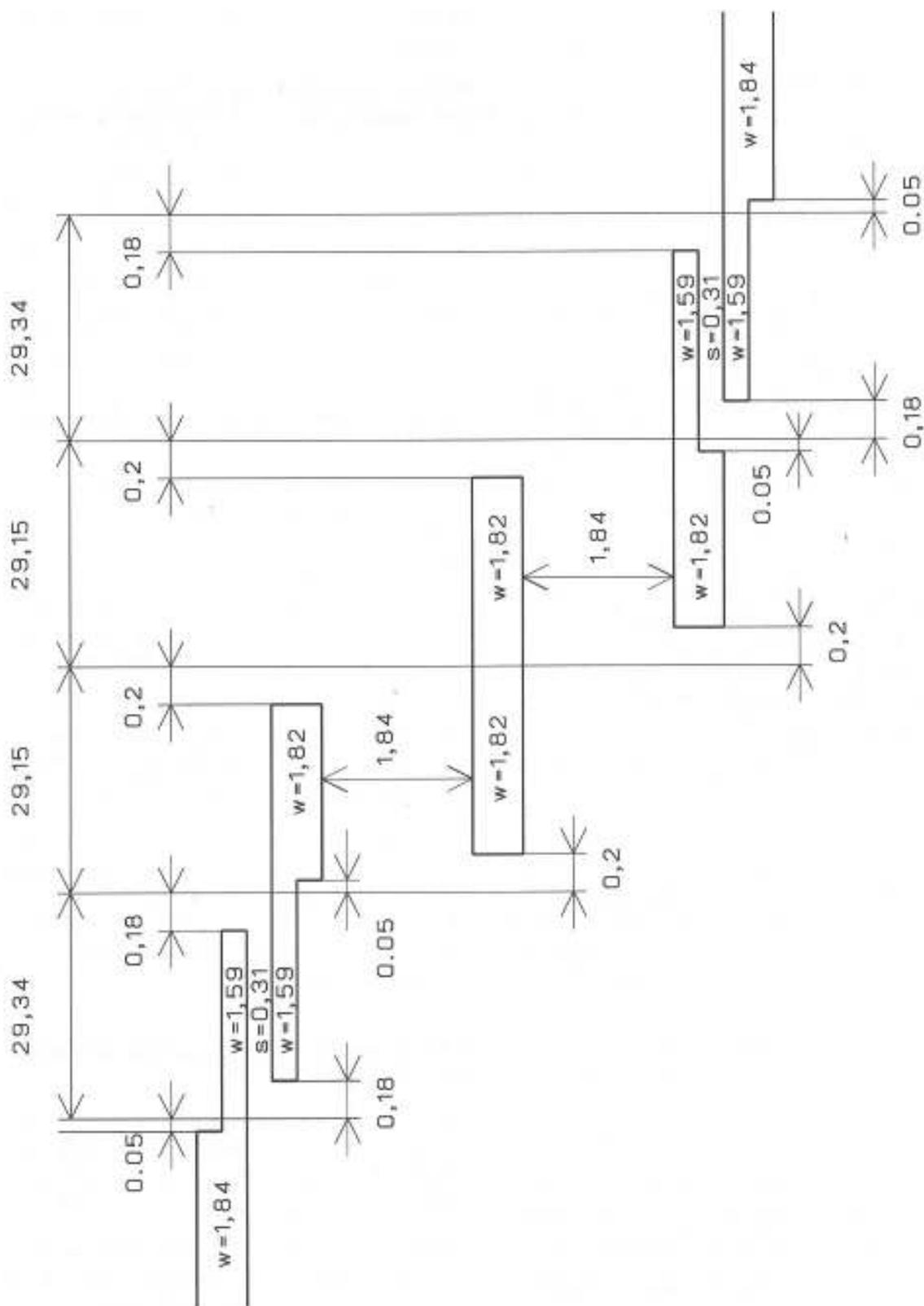


Bild 17: Skizze des Filters mit allen Details der Leiterbahnen als verbindliche Vorlage zur Layout-Erstellung

vielen Jahren für solche Mikrowellen-Aufgaben bewährte GEDDY-CAD),

Die Vorgehensweise

1. Schritt:

Das erste und vierte Leitungspaar besteht aus zwei Streifenleitungen mit je 1,59 mm Breite. Mit Hilfe von PUFF ermittelt man den Wellenwiderstand für die vorgegebenen Platinendaten:

Das Ergebnis lautet: $Z = 54,6 \Omega$

Damit geht man in das obige Diagramm aus dem PUFF-Handbuch. Es liefert dazu (mit $\epsilon_r = 3,38$) eine Open-End-Extension $\Delta l/h$ von etwa 0,45. Also müssen diese Leitungsstücke an allen offenen Enden um die Hälfte von $0,45 \times 0,813 \text{ mm} = 0,18 \text{ mm}$ verkürzt werden!

2. Schritt:

Am Anfang und am Ende des Bandpasses ist die 50Ω -Zuleitung mit einer Breite von 1,84 mm angeschlossen und geht in die (schmalere!) Streifenleitung mit der Breite 1,59 mm über. Deshalb muss die schmalere Leitung um ein Stückchen mit $(1 - 1,59 \text{ mm}/1,84 \text{ mm}) \times 0,45 \times 0,813 \text{ mm} = 0,05 \text{ mm}$ verlängert werden.

3. Schritt:

Bei beiden mittleren Leitungsparen gilt eine Leiterbreite von 1,82 mm. Der zugehörige Wellenwiderstand beträgt (laut PUFF) $50,4 \Omega$ und bei $\epsilon_r = 3,38$ erfordert das eine OPEN-END-Korrektur von $0,48 \times 0,813 \text{ mm} = 0,39 \text{ mm}$.

An den beiden offenen Enden muß man davon wieder nur die Hälfte, also ca. 0,2 mm, als Verkürzung vorsehen.

4. Schritt:

Beim Zusammentreffen des ersten mit dem zweiten und dem dritten mit dem vierten Leitungspaar ergibt sich eine Korrektur von

$(1 - 1,59 \text{ mm}/1,82 \text{ mm}) \times 0,48 \times 0,813 \text{ mm} = 0,05 \text{ mm}$.

Um diesen Wert muss die breitere Leitung verkürzt und die schmalere Leitung verlängert werden.

Man sollte niemals aus Bequemlichkeit darauf verzichten, alle diese Details in eine Skizze einzutragen. Sie dient beim Layout-Entwurf als verbindliche Vorlage (Bild 17) und macht schon bei der Erstellung beträchtliche Mühe. Aber das ist gar nichts gegen den Aufwand, den man betreiben muß, wenn das Verhalten des gefertigten Prototyps unerklärlich große Abweichungen von der Simulation zeigt und man jedes einzelne Maß an der fertigen Platine mühsam kontrollieren muss. Der Arger ist dann wirklich groß, wenn ein grober Fehler im Platinenlayout die Ursache ist.

Normalerweise liegen die Abweichungen zwischen Simulation und Prototyp - wenn man alle Hinweise in diesem Artikel beachtet hat - bei maximal 1 - 2%.

Das fertige Layout, vorbereitet zum Einbau in eine gefräste Aluminiumwanne mit den Innenmaßen 30 x 120 mm zeigt **Bild 18**.

Noch ein Tip für denjenigen, der mit dem dicken 120 mm langen Strich unterhalb der Platine nichts anzufangen weiß: diesen braucht man zur Platinenherstellung, sofern kein Fotoplotter vorhanden ist, damit man beim Abfotografieren wieder auf die korrekten Abmessungen kommt. Nur auf diese Weise landet man wieder beim richtigen Maßstab und bekommt die Fertigungsprobleme mit dem engen Koppelspalt bei Leitungspaar 1 und 4 in den Griff.

5.5. Einsatz des Stripline-Calculators TRL85

Zur Bestimmung der Daten beim Einbau der Schaltung in ein Abschirmgehäuse wird der Stripline-Calculator „TRL85“ von Ansoft verwendet

Ansoft liefert bekanntlich sehr hochwertige und teure HF-CAD-Programme, hatte aber auch immer Aus- und Weiterbildung im Auge! Deshalb findet man in der Homepage

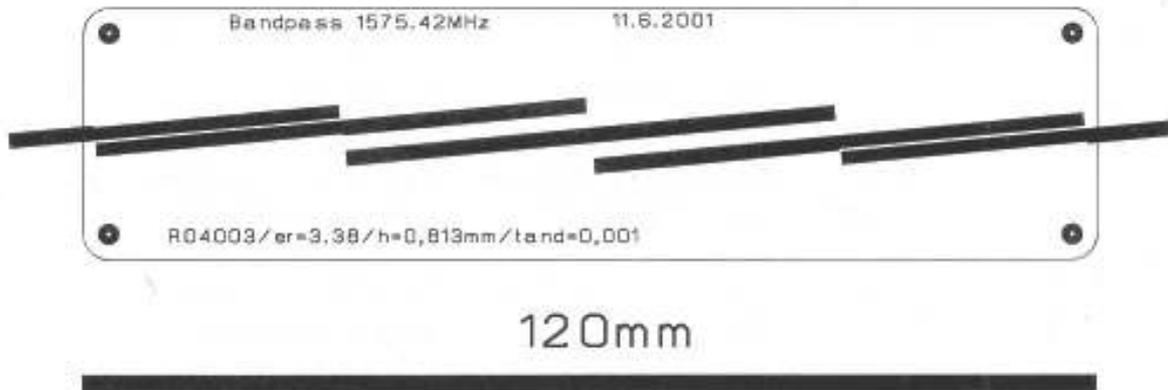


Bild 18: Fertiges Layout des Bandpass-Filters mit Anschluss-Fahnen und Maß-Balken (nicht maßstäblich)

im Internet (www.ansoft.com) eine Studentenversion vom Mikrowellen-CAD-Paket „Serenade“ zum kostenlosen Download.

Nach der Installation stellt man fest, dass ein sehr guter Stripline-Calculator dabei ist, der in einem getrennten Verzeichnis als „TRL85.EXE-Datei“ samt exzellenter ONLINE-Hilfe abgelegt wurde. Er lässt sich jederzeit getrennt benutzen, herunterkopieren und auf andere Rechner übertragen. Sehr schnell lernt man seine WINDOWS-Bedienoberfläche zuschätzen.

Vergleicht man nun die Simulations-Ergebnisse von „TRL85“ mit den Werten von PUFF, mit kann man folgende Aussage treffen:

- Im Normalfall sind die von PUFF und TRL85 ermittelten Daten bei einfachen und gekoppelten Streifenleitungen praktisch identisch.
- TRL85 bietet darüber hinaus den Vorteil, dass eine Abschirmung in Form der „Cover Height“ (= des Abstandes zwischen Deckel und Platine) in die Simulation einbezogen werden kann.
- Mit TRL85 können alle interessierenden Daten (Wellenwiderstand, Verluste aufge-

gliedert in dielectric loss, conductor loss und total loss... usw.) direkt bei einer bestimmten Designfrequenz ermittelt und ausgegeben werden. Das sieht PUFF leider nicht vor, denn dort wird zwar mit diesen Werten gerechnet, diese werden aber nicht angezeigt.

Das Programm „TRL85“ wird in dieser Ausgabe unter der Rubrik „Das interessante Programm“ vorgestellt.

In der nachfolgenden **Tabelle 1** folgt nun eine Gegenüberstellung der TRL85-Microstrip-Simulationen für den Betrieb ohne und mit Abschirmung.

Ein Vergleich mit den von PUFF in den vorigen Kapiteln ermittelten und benützten Werten zeigt, dass es langsam Zeit für eine Versuchsplatine und korrekte Messungen ist.

Noch ein Hinweis:

Auch TRL85 kümmert sich leider nicht automatisch um die OPEN-END-Korrektur. Es bleibt also weiterhin beim Einsatz des Diagramms aus dem PUFF-Handbuch, wenn irgendwo ein Leitungsende in der Luft hängt.

<i>Bandpass-Bauteil</i>	<i>Maße laut TRL85 ohne Abschirmgeh.</i>	<i>Maße laut TRL85, mit Gehäuse, Deckelabstand = 13 mm</i>
50 Ω -Microstrip-Zuleitung	Breite = 1,84 mm	Breite = 1,83 mm
Erstes Leitungspaar $Z_e = 65 \Omega$ $Z_o = 40,8 \Omega$ $E = 89$ Grad bei 1575,42MHz	Leiterbreite = 1,58321 mm Koppelspalt = 0,33225 mm Länge = 29,2968 mm	Leiterbreite = 1,5769 mm Koppelspalt = 0,32877 mm Länge = 29,3133 mm
Zweites Leitungspaar $Z_e = 52,7 \Omega$ $Z_o = 47,56 \Omega$ $E = 90$ Grad bei 1575,42 MHz	Leiterbreite = 1,8216 mm Koppelspalt = 1,87272 mm Länge = 29,186 mm	Leiterbreite = 1,81525 mm Koppelspalt = 1,82327 mm Länge = 29,2009 mm

Tabelle 1: Gegenüberstellung der Simulations-Ergebnisse von "TRL85" und "PUFF"

6. Wiederholung des Entwurfs mit ANSOFT-SERENADE

6.1. Simulation der idealen elektrischen Schaltung

Nachdem „SERENADE“ wegen des Stripline-Calculators „TRL85“ bereits auf dem PC installiert wurde, kann man doch weitermachen und sehen, wie eine solche Schaltung mit diesem hochmodernen Programm untersucht wird. Vor allem interessiert natürlich: welche Verbesserungen an Bedienungskomfort oder Genauigkeit können damit erreicht werden.

Vorgehensweise

Man startet die Software SERENADE und legt ein neues Projekt an (z.B. „BP1575_1“).

Dann sucht man nach der „idealen gekoppelten Leitung“ (**Bild 19**), platziert sie viermal auf dem Schirm und trägt jedes Mal (siehe voriges Kapitel!) den EVEN- und ODD-Widerstand, die elektrische Länge von 90 Grad sowie die dafür geltende Betriebsfrequenz 1575,42 MHz im „Property-Editor“ ein. Der öffnet sich beim Platzieren des Bauteils von selbst, ansonsten reicht ein Doppelklick mit der linken Maustaste auf das Schaltzeichen im Stromlaufplan. An den Eingang und Ausgang werden die unsere Ports angeschlossen, aber damit noch nicht genug!

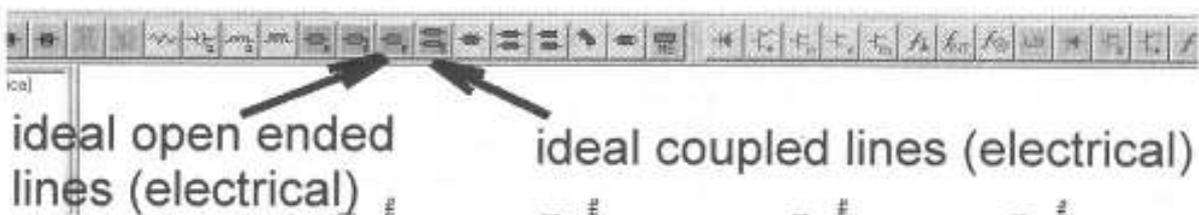


Bild 19: Hilfsmittelleiste von SERENADE unter anderem mit idealen gekoppelten Leitungen

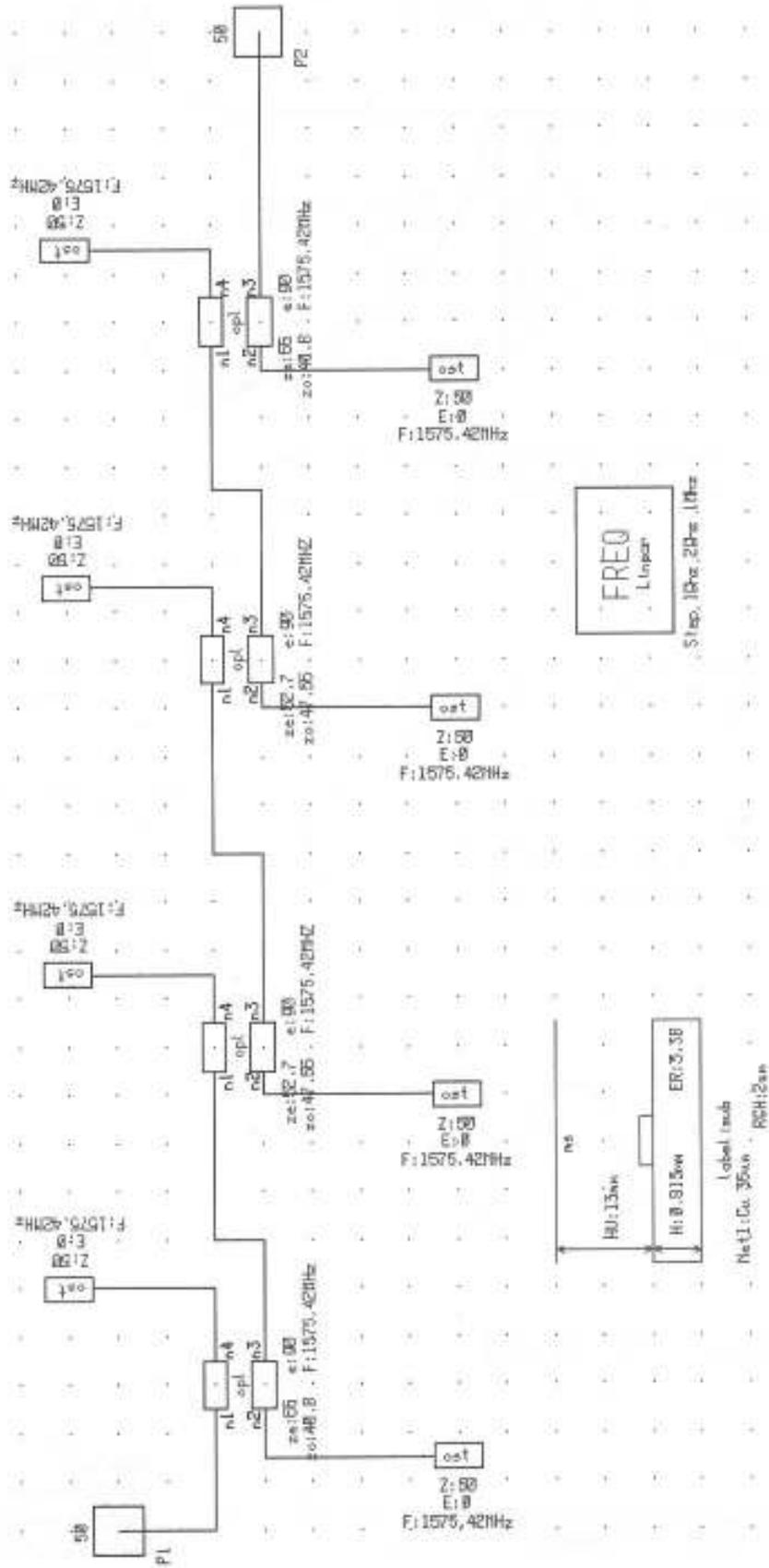


Bild 20: Gesamtes Ersatzschaltbild, wie es zur Simulation verwendet wird

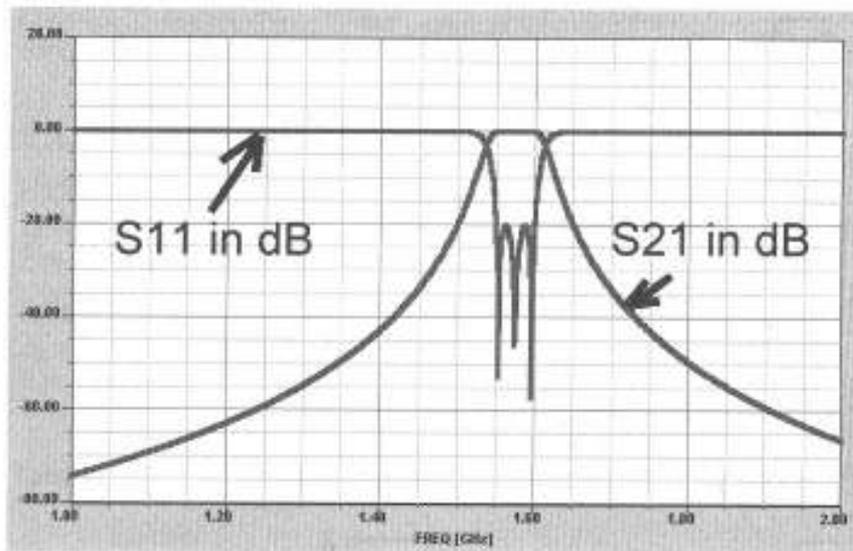


Bild 21:
Kurve S11 im
Durchlassbereich

Der Schaltungssimulator „Harmonica“ bemängelt nun, daß zwei der vier Anschlüsse bei jedem gekoppelten Leitungspaar einfach offen geblieben sind, denn das ist verboten.

Man könnte nun an einen solchen offenen Anschluss einen sehr hochohmigen Widerstand (z. B. 10 Mega-Ohm) anschließen. Wesentlich besser und verlustärmer sind jedoch

„ideale am Ende leerlaufende Leitungsstücke (= Stubs)“ mit der elektrischen Länge Null bei 1575 MHz und dem Wellenwiderstand $Z = 50 \Omega$. Sie bringen keine zusätzlichen Verluste und verändern auch die Daten der gekoppelten Leitungen nicht.

Dann legt man noch den Frequenzblock an und läßt den Bereich zwischen 1 GHz und 2

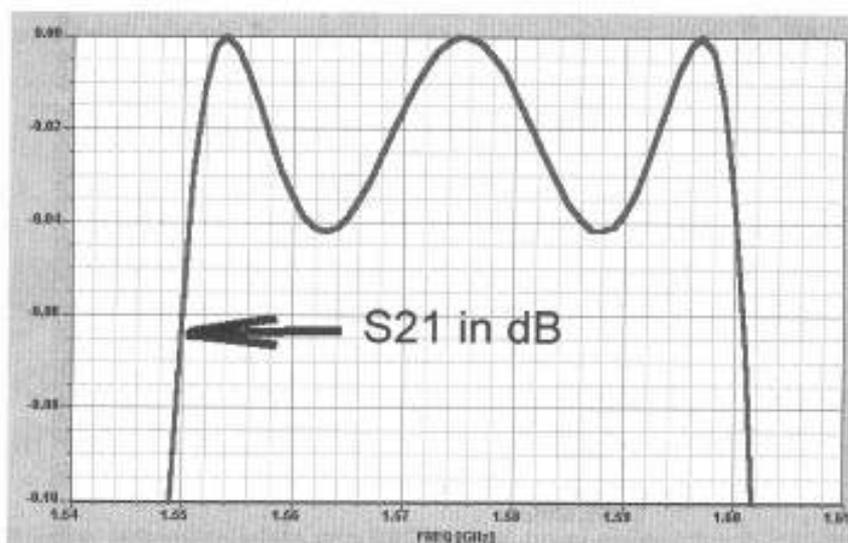


Bild 22:
Vergrößerter
Verlauf von S21 im
Durchlassbereich

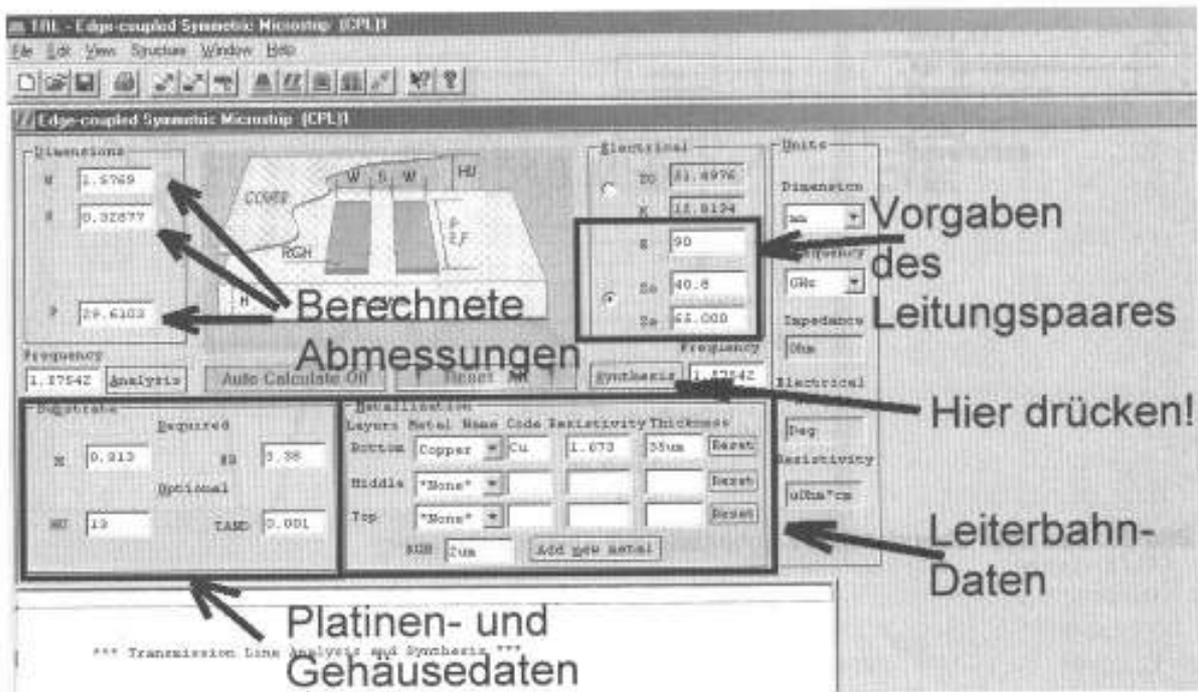


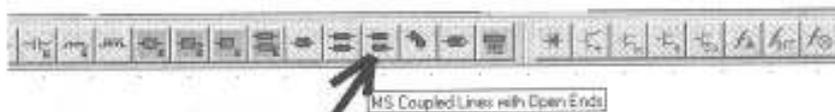
Bild 23: Vorgaben und Ergebnisse der Leiterbahnbreite, -Länge und der Koppelspaltbreite

GHz in 1 MHz-Schritten darstellen. Als Substrat wird erneut Rogers R04003 - Material mit einer Dicke von nur 32 MIL (= 0.813 mm) verwendet, denn das ergibt kleinere Abmessungen der Filterstruktur. Die sonstigen Daten lauten:

- Dielektrizitätskonstante $\epsilon_R = 3.38$
- Metallisierung Met1:
Kupfer mit der Dicke $35 \mu\text{m}$
- Oberflächenrauigkeit $\text{RGH} = 2 \mu\text{m}$
- Verlustfaktor $\text{TAND} = 0,001$.

Die Gesamtschaltung, wie sie zur Simulation verwendet wird, ist in **Bild 20** dargestellt. Selbst wenn man das Programm noch nicht kennt, lassen sich die eben aufgeführten Komponenten leicht identifizieren. Auch Frequenz- und Substrat-Kontrollblock bedürfen wohl keiner weiteren Erläuterung.

Nach einer genauen Kontrolle der Schaltung kann man die Simulation starten (= Button mit den Zahnrädern) und aktiviert den Report-Editor (= türkisblauer / grauer Button).



Gekoppeltes Microstrip-Leitungspaar mit offenen Enden

Bild 24: Erstellen des Schaltbildes mit bereits vorhandenen Bauteilen: gekoppeltes Leitungspaar

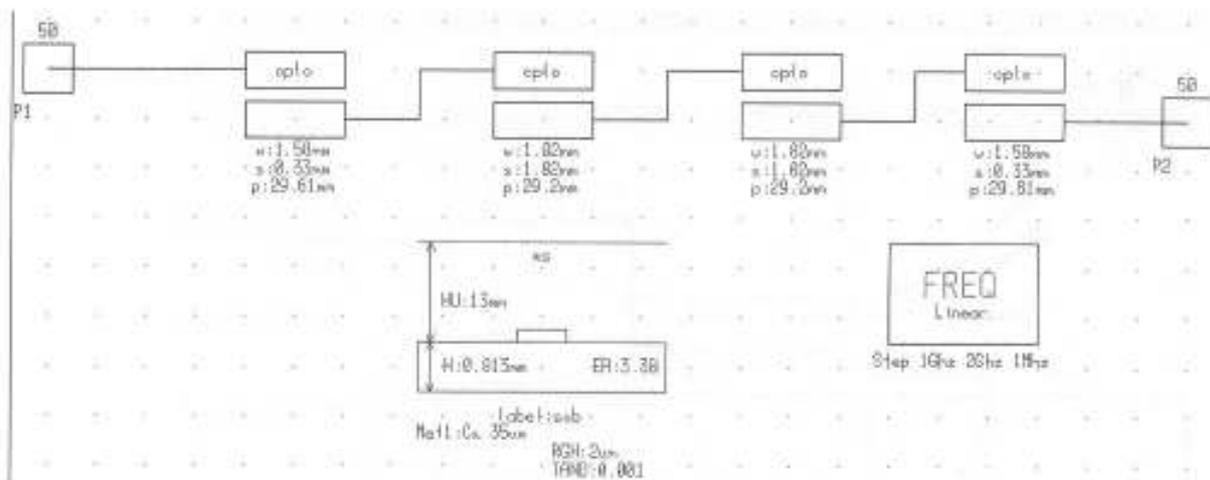


Bild 25: Das sehr übersichtliche Schaltbild mit sämtlichen Daten

Man wählt z.B. S11 und S21 in dB-Darstellung und betrachtet das Ergebnis (**Bild 21**).

Das Ergebnis sieht erfolgversprechend aus und S11 wird im Passband nirgends schlechter als die vorgesehenen -20 dB.

Mit der rechten Maustaste kann man über mehrfaches „ZOOM IN“ den genauen Ver-

lauf von S21 im Bereich von 0 bis -0,1 dB zwischen 1550 und 1600 MHz herausholen.

Nur so kann man beurteilen, ob der Entwurfsweg des vorigen Kapitels tatsächlich die gewünschten korrekten Werte liefert.

Bild 22 zeigt eine perfekte und wohlgeformte Kurve des Filters.

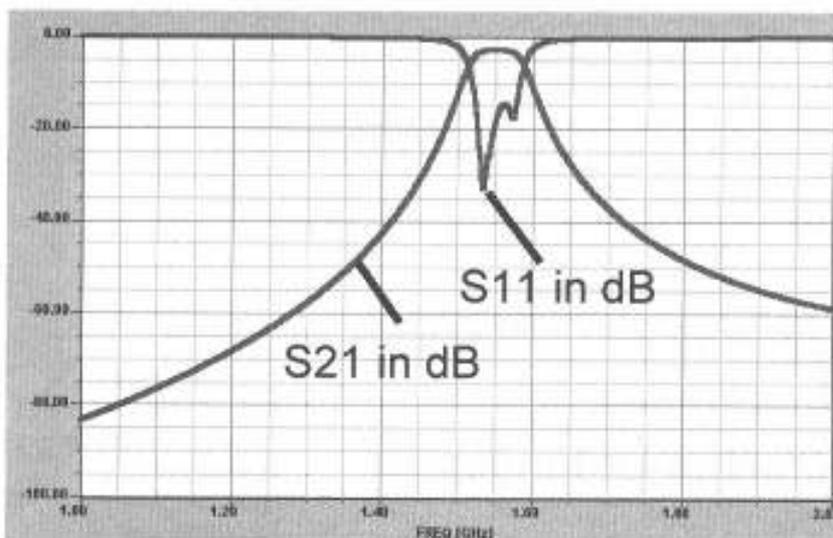


Bild 26: Darstellung der S-Parameter nach der Simulation mit HARMONICA

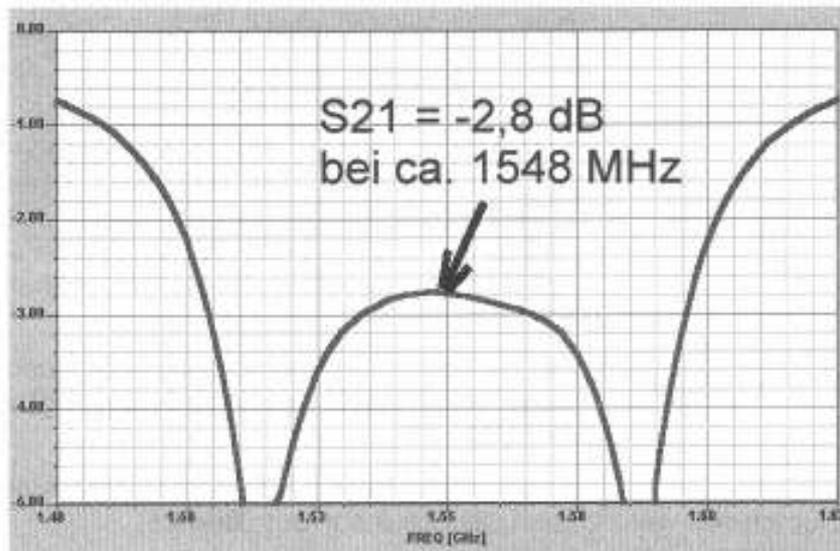


Bild 27:
Vergrößerte
Darstellung
des Durchlass-
bereiches

Sowohl die Mittenfrequenz (1575 MHz) wie auch der minimale Ripple-Wert (0,041 dB) stimmen praktisch mit den Entwurfsvorgaben überein.

6.2. Simulation der physikalischen Schaltung mit HARMONICA

HARMONICA bietet außer der Simulation des Bandpasses mit „elektrischen Bauteilen“ auch die Möglichkeit des Aufbaus aus „physikalischen Leitungen“. Das erfordert die Eingabe von Leiterbreite, Koppelspalt und Leiterlänge mit der Maßeinheit „mm“. Und an diese Werte kommt man nur über den Stripline-Calculator TRL85 heran, den man sogar per Knopfdruck vom Arbeitsbildschirm aus aufrufen kann.

Hier müssen lediglich die Werte des ersten und vierten Leitungspaares ($Z_e = 65 \Omega$, $Z_o = 40,8 \Omega$, $E = 90$ Grad), die Leiterbahn-Daten (Kupfer mit $35 \mu\text{m}$ Dicke und einer Rauigkeit von $2 \mu\text{m}$) sowie die Daten der Platine und des Gehäuses (Platinendicke $H = 0,813\text{mm}$, $ER = 3,38$, Deckelhöhe über der Platine $HU = 13\text{mm}$, $TAND = 0,001$) eingegeben werden.

Drückt man anschließend auf die Taste „Synthesis“, erhält man eine Darstellung entsprechend **Bild 23**:

Man erhält:

Leiterbreite $W = 1,58 \text{ mm}$
Koppelspaltbreite $S = 0,33 \text{ mm}$
Leiterlänge $P = 29,61 \text{ mm}$

Dieser Vorgang wird für das zweite und dritte Leitungspaar ($Z_e = 52,7 \Omega$, $Z_o = 47,56 \Omega$, $E = 90$ Grad) wiederholt.

Dann bekommt man:

$W = 1,82 \text{ mm}$
 $S = 1,82 \text{ mm}$
 $P = 29,20$

Interessant ist natürlich der Vergleich mit PUFF, wobei zu beachten ist, dass dort die Sache mit dem Gehäuse und dem Abstand von 13 mm zwischen Platine und Deckel nicht einkalkuliert ist!

Außerdem galt bei der Simulation mit PUFF für das erste und letzte Leitungspaar eine elektrische Länge von 89 Grad, während SERENADE auf 90 Grad besteht. Die unkorrigierten PUFF-Werte lauteten:

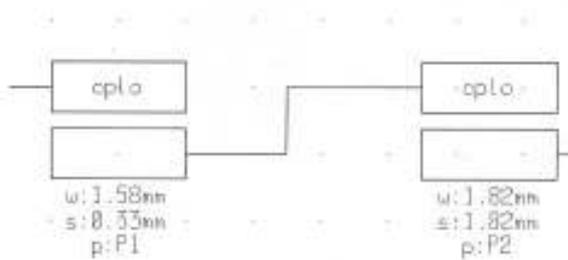


Bild 28: Variablen P1 und P2 für Optimierer

Leitungspaar 1 + 4:
 $W = 1,58 \text{ mm}$
 $S = 0,31 \text{ mm}$
 Leitungslänge $P = 29,34 \text{ mm}$;

Leitungspaar 2 + 3:
 $W = 1,82 \text{ mm}$
 $S = 1,84 \text{ mm}$
 Leitungslänge $P = 29,15 \text{ mm}$;

Man sieht, dass die Unterschiede zwischen beiden Simulationen nicht so verheerend sind, dass eine davon gleich als vollkommen unbrauchbar erscheint.

Aber simulieren wir nochmals den Bandpass mit den „physikalischen TRL85-Werten“, betrachten das Ergebnis und überlegen:

- a) woher rühren die Unterschiede zur Simulation mit PUFF und
- b) wie kann man zu den richtigen Werte kommen.



Bild 29: Eingabe des Variationsbereiches für P1 und P2 jeweils in Fragezeichen

Dazu muß man allerdings ein neues Schaltbild zeichnen und vorher das alte komplett löschen.

Schon beim Erstellen des neuen Schaltbildes geht es ganz vornehm weiter. Da gibt es tatsächlich das gekoppelte Leitungspaar mit den beiden offenen Enden als fertiges Bauteil (**Bild 24**). Das erleichtert die Arbeit natürlich beträchtlich.

Der Bildschirm wirkt viel aufgeräumter, auch wenn die erforderlichen Daten eingetragen sind (**Bild 25**).

So sehen laut HARMONICA die S-Parameter nach der Simulation aus (**Bild 26**).

Zoomt man die Darstellung des Passbandes (**Bild 27**), dann fallen mehrere Punkte auf:

- a) Die kleinste Durchgangsdämpfung wird von beiden Programmen ähnlich vorausgesagt (PUFF: ca. 2,5 dB, HARMONICA ca. 2,8 dB).
- b) Die Mittenfrequenz des Passbandes liegt bei der HARMONICA-Simulation mit 30 MHz Abweichung (= ca. 2 %) deutlich zu niedrig.



Frage1: 1.55GHz 1.6GHz
 Frage2: 1.55GHz 1.6GHz

Goals1: MS21 -3.3dB GT
 Goals2: MS11 -20dB LT

Bild 30: Formulieren der Optimierungsziele

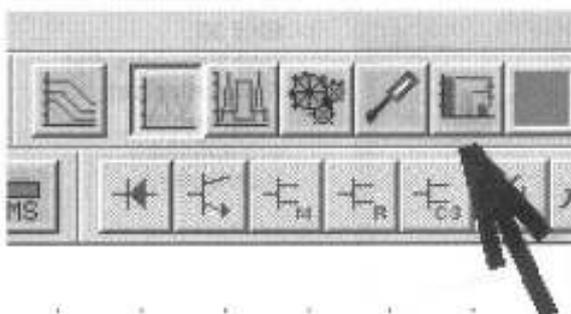


Bild 31: Start der Optimierung mit Abfrage

Das Programm nimmt also keine automatische OPEN-END-Korrekturen vor!

Glücklicherweise sind nun bei Ansoft nicht dieselben Aktionen mit dem Diagramm aus dem PUFF-Handbuch zur Korrektur erforderlich - da gibt es etwas ganz Nützliches.

Man ersetzt nämlich bestimmte Größen der Leitungspaare durch Variable, gibt maximale und minimale Werte der S-Parameter bei bestimmten Frequenzen vor und überlässt dann dem Optimierer die Arbeit, all diese Wünsche unter einen Hut zu bringen.

Hier folgen die einzelnen Schritte:

1. Schritt:

Man ersetzt beim ersten und vierten Leitungspaar die physikalische Länge P durch eine Variable $P1$. Entsprechend verwendet man beim zweiten und dritten Leitungspaar die Variable $P2$ (**Bild 28**).

2. Schritt:

Man ruft einen „Variablen-Kontrollblock“ auf (Menüpfad: „Parts/Control Blocks/Variables“) und trägt den zulässigen Variationsbereich von $P1$ und $P2$ zwischen Fragezeichen ein. In der Mitte steht der ursprüngliche Ausgangswert (**Bild 29**).

3. Schritt:

Nun muß man die Optimierungsziele formulieren. Dazu gibt es einen originellen Button

in Form einer gelb-roten Zielscheibe. In der Studentenversion sind nur maximal 3 Optimierungsziele zulässig, aber das sollte erst mal reichen.

Die Optimierungsziele lauten hier:

- a) Im Bereich „Frage1“ von 1,55 bis 1,6 GHz soll S_{21} nicht unter $-3,3$ dB sinken (Goal1)
- b) Im Bereich „Frage2“ soll S_{11} kleiner sein als -20 dB (Goal2) (**Bild 30**).

4. Schritt:

Erst jetzt darf man auf den Optimierungsknopf drücken. Das Programm weist normalerweise darauf hin, dass es zuerst nochmals die Schaltung analysieren muss und fragt dazu um Erlaubnis. Diese erteilt man und gibt zum Schluss noch genaue Anweisungen über die Anzahl der Optimierungsversuche, die Darstellung usw. (**Bild 31**).

5. Schritt:

Bitte nun genau die Reihenfolge beachten:

- 1) Man gibt z.B. 2000 Versuche vor;
- 2) Als Optimierungstyp wird „RANDOM“ gewählt;

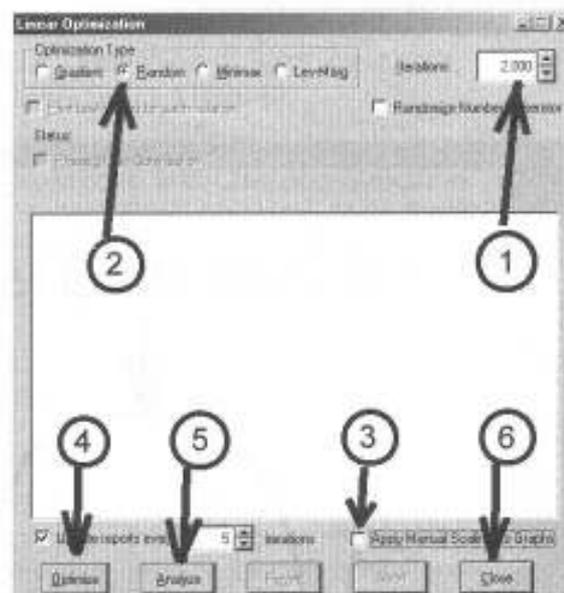


Bild 32: Schritte zur Optimierung

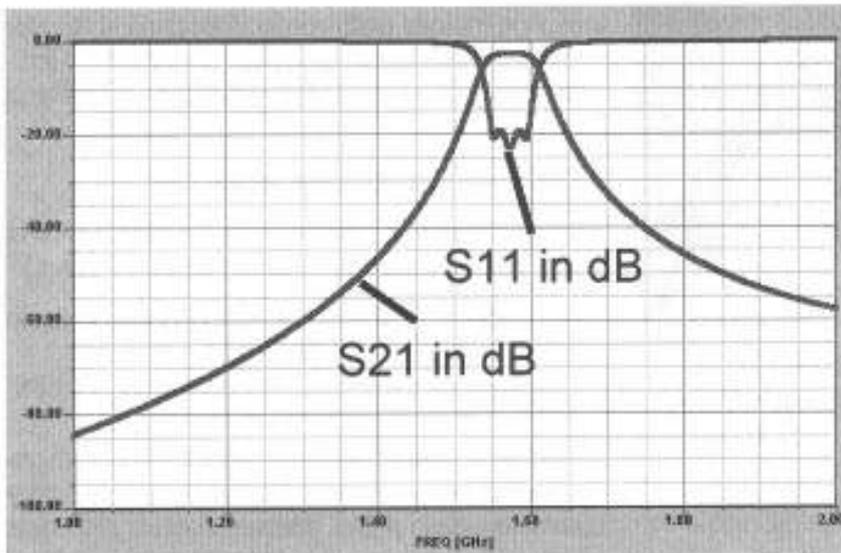


Bild 33:
Das Ergebnis der
Simulation mit
einer recht
erfreulichen
Kurvenform

- 3) Dieses Häkchen muss weg;
 - 4) Nun drückt man auf „Optimize“ und wartet, bis das Programm die beste Annäherung an die Vorgaben gefunden hat.
 - 5) Damit startet man nochmals eine Schaltungsanalyse, denn nur so erfolgt ein Update bei den Ergebnisdigrammen.
 - 6) Nun schließt man dieses Menü und holt uns die Diagramme mit S11 bzw. S21 in den Vordergrund (**Bild 32**).
- Die Auswertung zeigt **Bild 33**, wobei das Ergebnis sehr erfreulich aussieht.

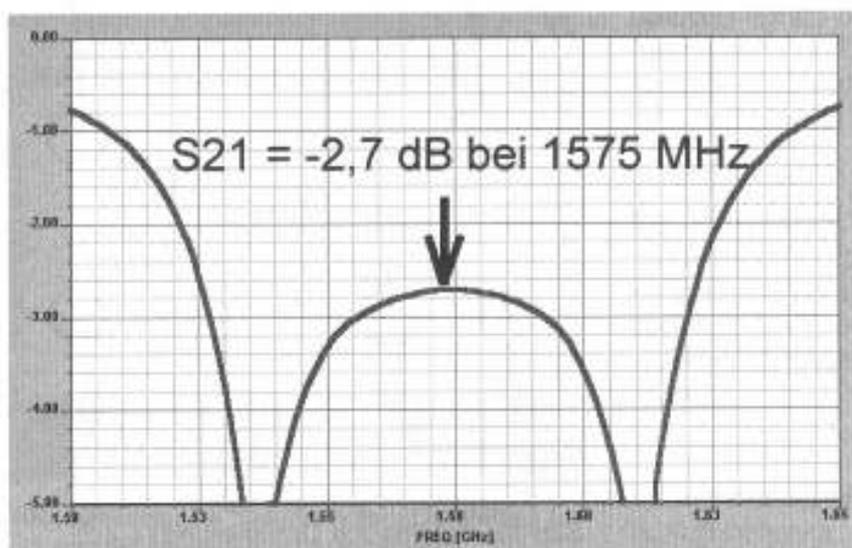


Bild 34:
Vergrößerte
Darstellung des
Durchlassbereiches,
nun mit einem
zufriedenstellenden
Ergebnis



Bild 35:
Die neuen Leitungsdaten, die vom Optimierer stammen, findet man im Variablenblock anstelle der Ausgangswerte

Die Daten innerhalb des Passbandes haben sich entsprechend **Bild 34** verändert; das Ergebnis ist brauchbar.

Es bleibt nur noch die Frage: wo stecken die zugehörigen neuen Leitungsdaten, mit denen der Optimierer die obigen Kurvenverläufe produziert hat?

Ganz einfach; sie findet man im Variablenblock anstelle der Ausgangswerte (**Bild 35**)!

Zum Abschluss stellt man alle Daten für die Layout-Erstellung nach „ANSOFTs physikalischer Variante“ zusammen.

Erstes und viertes Leitungspaar:
Leiterbreite $W = 1,58$ mm
Koppelspaltbreite $S = 0,33$ mm
Leitungslänge $P = 29,04$ mm

Zweites und drittes Leitungspaar:
Leiterbreite $W = 1,82$ mm
Koppelspaltbreite $S = 1,82$ mm
Leitungslänge $P = 28,80$ mm

Jetzt stellt sich nur noch eine einzige Frage: „Welches der beiden Programme hat nun wirklich recht“?

Für die Antwort auf diese Frage gibt es nur einen Weg: eine weitere Leiterplatte mit eben diesen Abmessungen zu fertigen, sie unter exakt denselben Bedingungen wie das „PUFF-Produkt“ mit dem Network-Analyser zu vermessen und dann die Ergebnisse emotionslos zu analysieren und zu vergleichen.

7. Literatur:

- [1] "Design und Realisierung von Mikrowellen-Schaltungen", Gunthard Kraus, UKW-Berichte ab Ausgabe 2/95, S. 120, in zwangloser Reihenfolge.
- [2] Handbuch "PUFF", englische Original-Version
- [3] Ansoft-Serenade-Manuals (werden beim Download des Programms mitgeliefert)
- [4] APLAC-Manuals (werden beim Download des Programms mitgeliefert)
- [5] „Microwave Engineering“ von David Pozar (John Wiley & Sons, New York, ISBN 0-471-17096-8).
- [6] Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures“ von G. Mattaei, L. Young und E. M. T. Jones. (Artech House Publishers, ISBN 0-89006-099-1).
- [7] "Microstrip Lines and Slotlines" von K. C. Gupta, Ramesh Garg, Inder Bahl und Prakash Bhartia. (Artech House Publishers, ISBN 0-89006-766-X).

Software, Manuals und Tutorial sind auf einer „ANSOFT-CD“ zusammengefasst und können beim Autor gegen Kostenerstattung angefordert werden. Anfragen bitte per eMail an: krausg@elektronikschule.de.