



Gunthard Kraus, DG 8 GB

Design und Realisierung von Mikrowellenschaltungen

Teil 5

8. Der Streifenleitungs-Bandpaß für 1700 MHz

8.1. Vorüberlegungen

Hinter der Vorverstärker-Kette folgt ein Bandpaß, der dem Mischer nur den Eingangsfrequenzbereich um 1700 MHz zur Verfügung stellen soll. Außerdem verhindert er, daß sich die im Mischer wirksame Oszillatorfrequenz einen Weg rückwärts über die Verstärker bis zur Antenne suchen kann.

Man muß also folgende Forderungen stellen:

- a) Möglichst geringe Einfügedämpfung für den Meteosat-Empfangsbereich um 1700 MHz.
- b) Möglichst hohe Einfügedämpfung für die (bei diesem Konzept verwendete) Oszillatorfrequenz von 1600 MHz.
- c) Ebenso hohe Einfügedämpfung für den Bereich der Spiegelfrequenz von 1500 MHz, um zu verhindern, daß das dortige Rauschen auf die hier gewählte Zwischenfrequenz (ca.

100 MHz) umgesetzt und so die Rauschzahl des Gesamtsystems verschlechtert wird.

Das bedeutet eine "nach rechts verschobene" Durchlaßkurve, die 1700 MHz gerade noch gut durchläßt, bei der aber die Oszillatorfrequenz und die Spiegelfrequenz bereits möglichst weit auf der "abfallenden Flanke liegen" und stark gedämpft werden.

Jetzt stellt sich die Frage der Filterbauart. Unter den verschiedenen Möglichkeiten für den Gigahertz-Bereich: Helixfilter, Interdigitalfilter, Stripline-Filter, Koaxial-Filter usw. wurden bewußt die Stripline-Filter aus folgenden Gründen herausgesucht:

- a) Um Erfahrungen bei der Realisierung solcher Filter zu sammeln — sowohl bei der Simulation mit PUFF, als auch bei der Herstellung der gedruckten Schaltung.
- b) Preisgünstige Herstellung.
- c) Keinerlei Abgleich nötig.
- d) Absolute Nachbausicherheit, wenn die Streuung der Leiterbahnabmessungen bzw. Platinenwerkstoffeigenschaften in der Serienfertigung kleingehalten werden.



Als größter Nachteil dieser Filter sind die relativ großen Abmessungen zu nennen, sobald der Filtergrad, um steilere Flanken zu erzielen, erhöht wird. Als Ausweg gibt es nur den Einsatz von Platinenmaterial mit sehr hoher Dielektrizitätskonstante und entsprechend großem Verkürzungsfaktor, üblich ist hier z. B. RT-Duroid 6810 mit $\epsilon_r = 10,4$ bis $10,8$.

8.2. Dimensionierungs-Unterlagen für Stripline-Bandpässe

Stripline-Bandpässe lassen sich leider nicht so einfach berechnen und dimensionieren wie ein Parallelschwingkreis. Es handelt sich nämlich um die Reihenschaltung von "gekoppelten Leitungsstücken mit jeweils 90 Grad elektrischer Länge", wobei die hohen Rechenleistungen moderner Computer für die dafür nötigen Analyse- und Dimensionierungsprogramme unerlässlich sind.

Hier stehen dem Anwender im Normalfall nur die folgenden zwei Möglichkeiten zur Verfügung:

a) Man verwendet den auf der PUFF-Diskette mitgelieferten Muster-Tiefpaß "bpf.dev" dritten Grades, d. h. mit drei aufeinanderfolgenden, gekoppelten Mikrostrip-Leitungspaaren und dimensioniert ihn für das verwendete Platinenmaterial, die vorgesehene Durchlaßfrequenz und, soweit möglich, für die benötigte Bandbreite um.

b) Man besorgt sich einschlägige Literatur zu diesem Thema, kämpft sich durch und entwirft anschließend selbst das passende Filter, jetzt aber mit einem deutlich höheren Grad, um zu einer besseren Charakteristik zu kommen.

Wieder wurden beide Wege beschritten, um den direkten Vergleich zwischen dem nötigen Aufwand für Recherche in der Fachliteratur, der Simulation mit PUFF und den resultierenden Meßwerten der Muster-Schaltungen ziehen zu können.

8.2.1. Arbeiten mit dem Muster-Bandpaß "bpf.puf"

Man ruft die Datei "bpf" auf und gibt anschließend im Feld F4 die Mittenfrequenz 1693 MHz, die Dielektrizitätskonstante (neuester Stand: 4,32 bei 1693 MHz) sowie die Platinendicke 1,5 mm ein.

Anschließend läßt man einen ersten Berechnungsvorgang ablaufen.

Vorgabe in F2: 200 Berechnungspunkte, Frequenzbereich 1 bis 2 GHz, Wertebereich für S_{21} und S_{11} von 0 bis -25 dB; abschließend "p" für "plot" drücken.

Das Ergebnis wird zuerst unter einem passenden Namen, beispielsweise BP1700M gespeichert und PUFF kurzzeitig verlassen.

Nun wird die Textverarbeitung aufgerufen und die Datei "BP1700M" geladen. Dort werden nun, wie schon gehabt, die für das eingesetzte FR4-Material gültigen Daten eingetragen:

Dielektrizitätskonstante $\epsilon_r = 4,32$,

Verlustfaktor $l_t = 0,015$,

Dicke der Kupfereauflage $mt = 35$ Mikrometer,

Oberflächenrauigkeit $sr = 0,002$ mm,

Minimaler Leiterabstand = 0,2 mm.

Die Datei wird wieder gespeichert (ohne Formatierungszeichen der Textverarbeitung!), PUFF neu geladen, die Datei "BP1700M" wieder aufgerufen und im Feld F3 bei jeder Streifenleitung hinter das Wort "clines" (das man problemlos bis zu "c" abkürzen darf) das inzwischen bekannte Ausrufezeichen gesetzt.

Jetzt startet man nochmals einen Plotvorgang und bekommt eine realistische Vorhersage, welche Durchlaßkurve und welche Durchgangsdämpfung das fertig geätzte Filter aufweisen wird.

Falls die Mittenfrequenz noch weiter verschoben werden muß, geschieht das im Feld F4 unter dem Punkt "fd", während eine Veränderung der Bandbreite, also der Form der Durchlaßkurve, durch geänderte Widerstands-

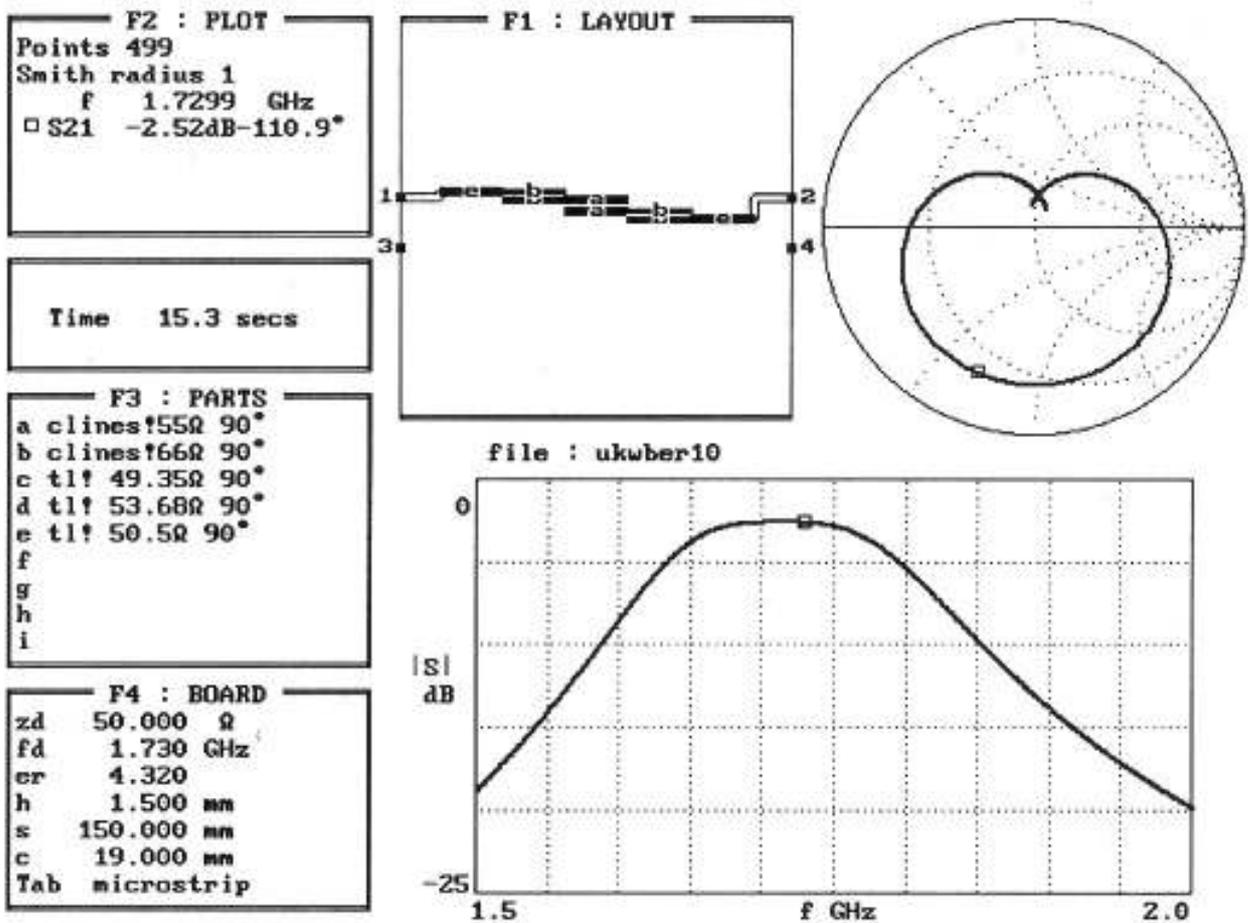


Bild 31: Simulation des verlustbehafteten Bandpasses

werte bei den beiden gekoppelten Streifenleitungen in der Bauteilliste F3 erfolgen kann.

Hierbei gilt:

a) Wird der in F3 angegebene Wellenwiderstandswert (es handelt sich um den "Even"-Wert) bei einem der beiden Leitungspaare erhöht, vergrößert sich die Bandbreite. Allerdings bekommt die Kurve, wie bei einem Zweikreis-Bandfilter, die typische "Einsattelung" bei überkritischer Kopplung.

Aber Vorsicht: Änderungen von 0,5 Ohm reichen bereits aus um die Kurven stark zu verbiegen!

b) Verkleinert man die Widerstandswerte, erreicht man den Fall der "unterkritischen Kopplung". Die Durchlaßkurve wird immer schmaler, bis plötzlich die Durchgangsdämpfung stark

ansteigt und der Reflektionsfaktor schlechter wird.

In **Bild 31** ist die Simulation für das anschließend in die Praxis umgesetzte Filter zu sehen, wobei zwei 50 Ohm-Streifenleitungen als Verbindung zu den SMA-Buchsen am Eingang bzw. Ausgang hinzugefügt wurden.

Noch ein weiterer wichtiger Hinweis zu PUFF: Wie bekommt man die einzelnen Leitungspaare zu einem Stripline-Filter zusammen?

Wer beispielsweise zuviel im Layout des Fensters F1 verändert oder gelöscht hat, möchte sicher die Schaltung neu zeichnen.

Man löscht also wie gewohnt mit < CONTROL e> erst einmal alles weg. Anschließend versucht man verzweifelt die einzelnen Leitungspaare der Liste F3 wieder zu einem



Stripline-Bandpaß aneinanderzureihen. Der Trick bei der Sache ist folgender:

Man positioniert im Feld F1 den Cursor möglichst weit links, verlegt die 50 Ohm-Stripline und verbindet den Eingang mit Pin 1 des Layouts durch Drücken der "1". Dann wählt man mit dem passenden Buchstaben das erste Leitungspaar und betätigt anschließend die "CURSOR-RECHTS"-Taste. Ab jetzt werden einfach nacheinander die nächsten Leitungspaare ausgewählt und immer "CURSOR-DOWN" betätigt. So verfährt man bis zum Ende weiter und kann zum Schluß den Ausgang über eine weitere 50 Ohm-Leitung mit Anschluß "2" verbinden.

Diese Vorgehensweise ist leider nicht im Handbuch dokumentiert!

Jetzt benötigt man nur noch die mechanischen Abmessungen der Streifenleitungen für den Platinenentwurf mit einem CAD-System. Wer in Feld F3 kurz das Ausrufezeichen bei jeder Leitung löscht und das Gleichheitszeichen eintippt, bekommt folgende Angaben geliefert:

Leitung a:

($Z_e = 55 \text{ Ohm}$), Länge = 23,96 mm,
Breite = 2,984 mm, Abstand = 1,696 mm.

Leitung b:

($Z_e = 66 \text{ Ohm}$), Länge = 24,385 mm,
Breite = 2,593 mm, Abstand = 0,281 mm.

Dazu gehört dann noch eine Breite von 2,88 mm für die 50 Ohm-Zuleitung.

Aber Vorsicht! Die Längen bedürfen noch einer Korrektur, denn bei allen am Ende offenen Leitungen reichen die elektrischen Feldlinien noch ein kleines Stück weiter hinaus. Dadurch erhöht sich aber die elektrische Länge der Leitung! Hier bedeutet das, daß man die Leitungsstücke im Platinenlayout mechanisch verkürzen muß, damit die Resonanzfrequenz wieder stimmt.

Außerdem gibt es wieder zwei verschiedene Möglichkeiten, um dies durchzuführen.

8.2.2. Längenkorrektur von Streifenleitungen

Fall A)

Die Streifenleitung endet abrupt und es folgt keine weitere Verbindung.

Hierfür findet man im PUFF-Handbuch (S. 38) ein Diagramm zur Ermittlung der Verkürzung, das als **Bild 32** wiedergegeben ist. Allerdings gibt es zuerst wieder Arbeit für PUFF, denn man muß durch Probieren ermitteln, welchen Wellenwiderstand jedes einzelne Leitungsstück mit seiner speziellen Leiterbreite hat.

Das ist nicht sonderlich schwierig, man gibt einfach in der Bauteilliste F3 eine "normale Microstrip-Leitung (tline)" mit irgendeiner Länge ein, deren Wellenwiderstand ca. 50 Ohm beträgt. Durch Drücken des Gleichheitszeichens erhält man die zugehörige Leiterbreite. Man verändert nun solange den Wellenwiderstand, bis diese Leiterbreite identisch ist mit derjenigen der Einzelbahn der gekoppelten Streifenleitung.

Mit der Dielektrizitätskonstante 4,32 und dem Wellenwiderstand des Leitungsstückes kann man dann ins Diagramm hineingehen und die nötige "OPEN-END-Verkürzung" als Bruchteil der Platinendicke ablesen.

Für die beiden vorliegenden Leitungspaare erhält man folgende Ergebnisse:

Leitung "a":

Die Leiterbahnbreite beträgt 2,984 mm, das entspricht einer verlustbehafteten Microstrip-Line (= "tline! 49,35 Ohm, 90 Grad"), deren tatsächlicher Wellenwiderstand aber $48,93 \Omega$ betragen würde. Aus dem Diagramm erhalten wir dafür, zusammen mit der Dielektrizitätskonstante von 4,32, eine elektrische Verlängerung um $0,4 \times \text{Platinendicke} = 0,4 \times 1,5 \text{ mm} = 0,6 \text{ mm}$

Leitung "b":

Zur Leiterbahnbreite 2,593 mm gehört eine "tline! 53,68 Ohm, 90 Grad" mit einem tatsächlichen Wellenwiderstand von $53,154 \Omega$ der einzelnen Leiterbahn.

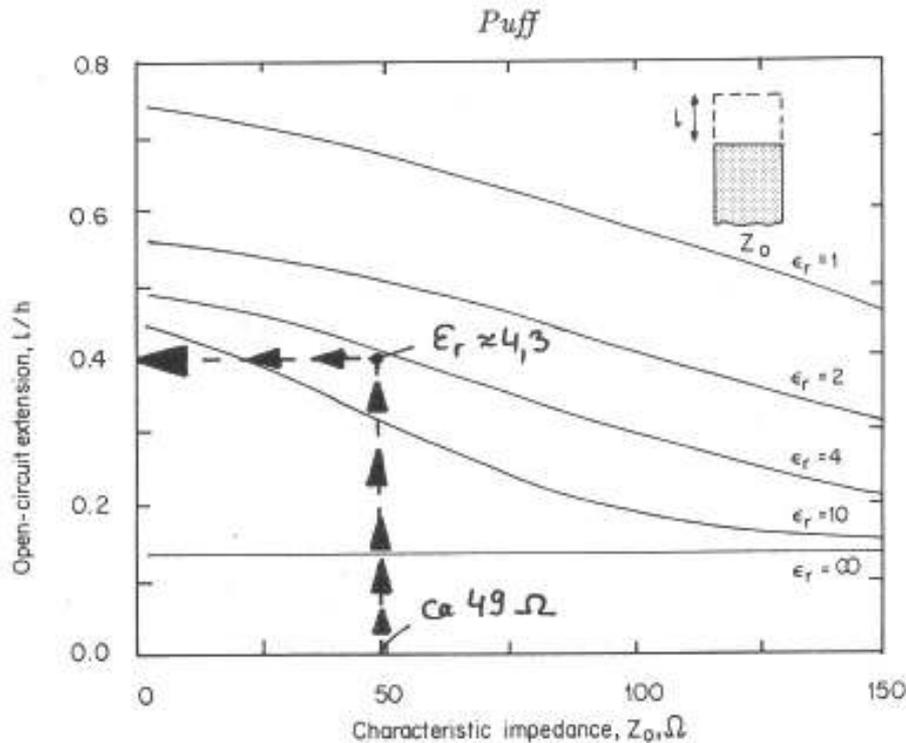


Bild 32: Ermittlung der elektrischen Verkürzung

Das Diagramm liefert dafür eine elektrische Verlängerung von $0,39 \times \text{Platinendicke} = 0,39 \times 1,5 \text{ mm} = 0,58 \text{ mm}$.

Nun kommt eine Sache, auf die ich beim Ausmessen der ersten realisierten Platine gestoßen bin, wobei mich die Abweichungen der Meßergebnisse von der PUFF-Simulation (rund 2%) zum Grübeln brachten:

Die ermittelten Verlängerungen gelten für "einfache" Streifenleitungen, dort stimmt auch das Ergebnis exakt mit der Theorie überein. Zu den hier besprochenen gekoppelten Leitungen gehört jedoch immer eine induktive Kopplung zwischen den beiden Leiterbahnen.

Offensichtlich nimmt diese an den Enden, wenn die elektrischen Feldlinien noch weiterreichen, etwa linear bis auf Null ab, sobald

man (gedanklich) die Leiterbahn verläßt, kein Kupfer mehr vorhanden ist und der Strom nicht mehr darin fließen kann.

Deshalb kommt man nur dann auf die richtige Resonanzfrequenz, wenn man ausnahmsweise nicht die gesamte Verlängerung berücksichtigt, sondern nur je die Hälfte davon auf jeder Seite des Leitungsstückes, also je ca. 0,15 mm.

Fall B)

An eine breite Streifenleitung schließt eine weitere Leitung mit geringerer Breite an.

Da sich nun die Endkapazität der breiten Leitung durch die Kupferbahn der folgenden schmalen Bahn vermindert, nimmt auch die elektrische Verlängerung ab. Außerdem zählt das schraffierte "schmale Verlängerungsstück" immer zur breiten und fehlt bei der

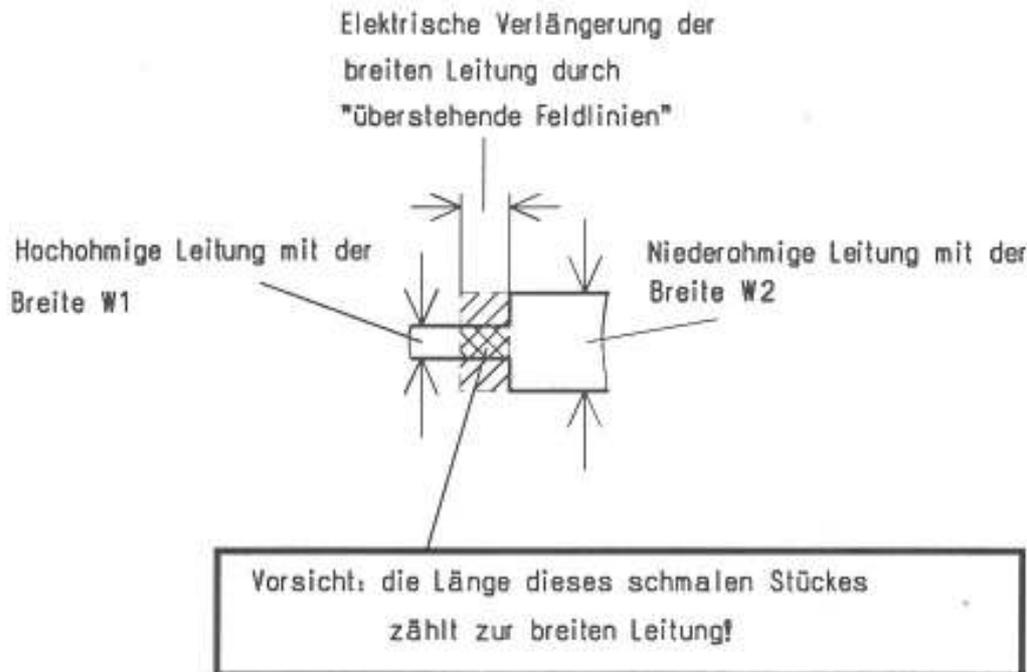


Bild 33: Darstellung der elektrischen Verlängerung

Länge der schmalen Leitung. Dieser Längenverlust muß dann entsprechend beim Layout der schmalen Leitung berücksichtigt und ausgeglichen werden (siehe **Bild 33**).

Die Korrekturformel für eine solche "Stoßstelle" lautet:

$$X_{\text{Ges}} = X_{\text{breit}} \left(1 - \frac{W_1}{W_2}\right)$$

wobei

X_{Ges} tatsächlich wirksame Verlängerung bei der Stoßstelle,

X_{breit} theoretische Verlängerung der breiten Leitung allein (aus obigem Diagramm in Bild 32),

W_1 Leiterbreite der schmalen Streifenleitung,

W_2 Leiterbreite der breiten Streifenleitung.

Für den Stripline-Bandpaß ergeben sich damit folgende Korrekturwerte für die "Stoßstellen":

1. Übergang der 50 Ohm-Zuleitung (Breite 2,88 mm) zur gekoppelten Leitung "b" (Breite ca. 2,6 mm, zugehöriger Wellenwiderstand einer einfachen Leitung wäre 53,153 Ohm):

Verkürzung = $0,6 \text{ mm} \times (1 - 2,6 \text{ mm} / 2,88 \text{ mm})$
= 0,058 mm, also 0,06 mm.

2. Übergang von Leitung "b" (Breite 2,6 mm, der entsprechende Wellenwiderstand wäre 53,153 Ohm) zu Leitung "a" (Breite 2,98 mm, der entsprechende Wellenwiderstand wäre 49,35 Ohm):

Verkürzung = $0,6 \text{ mm} \times (1 - 2,6 \text{ mm} / 2,98 \text{ mm})$
= 0,0765 mm, also 0,08 mm.

Das alles wird nun sorgfältig mit CAD ins Platinenlayout umgesetzt. In **Bild 34** ist prinzipiell dargestellt, worauf man beim Platinenentwurf achten muß, denn nun sieht man überall deutlich die Unterschiede zwischen zu druckender "mechanischer" Länge im Vergleich zur elektrisch wirksamen Länge.

Natürlich bedeutet das einen erheblichen Aufwand und viel Zeit am Computer, aber hier

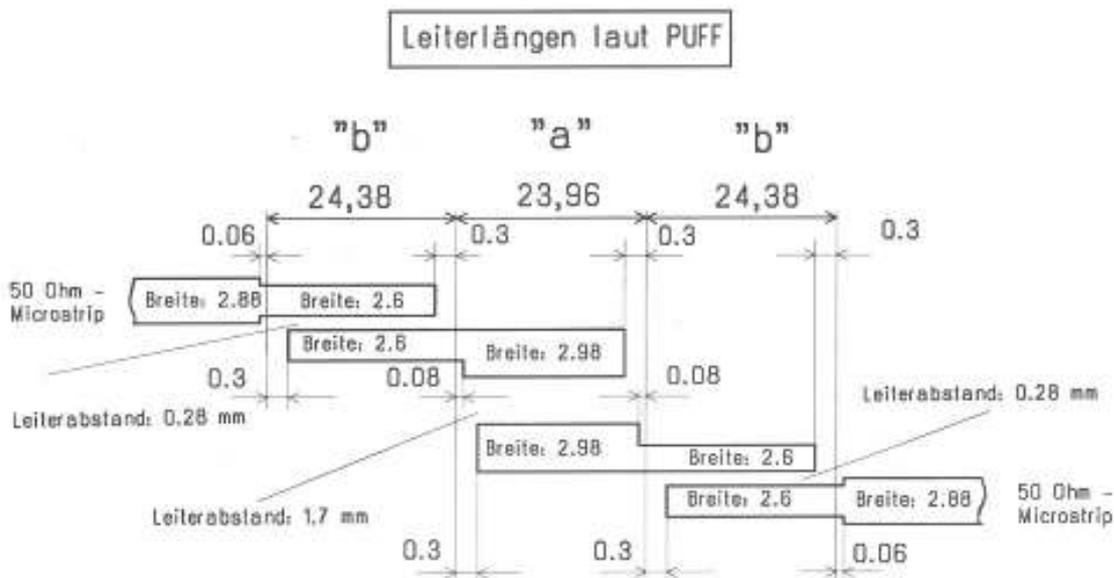


Bild 34: Unterschied zwischen "mechanischen" und elektrisch wirksamen Leiterlängen

liegen eben die Unterschiede zu den erwähnten, sehr teuren professionellen Programmen, die gleich mit der Berechnung das fertige Layout liefern.

8.2.3. Hinweise zur Herstellung

Wegen des geringen Leiterabstandes bei der gekoppelten Leitung "b" muß das Layout-Ergebnis unbedingt stark vergrößert auf dem Drucker ausgegeben und anschließend wie-

der fotografisch bei der Herstellung eines Filmes verkleinert werden. Nur so gibt es keine "Feinschlüsse", da die fotografische Reproduktion viel genauer arbeitet als ein Drucker; natürlich geht es mit einem Fotoplotter noch viel einfacher und genauer.

Bild 35 zeigt schließlich das fertige Platinenlayout.

Zu beachten ist hier: Die 50 Ohm-Anschlußleitungen an Ein- und Ausgang wurden exakt

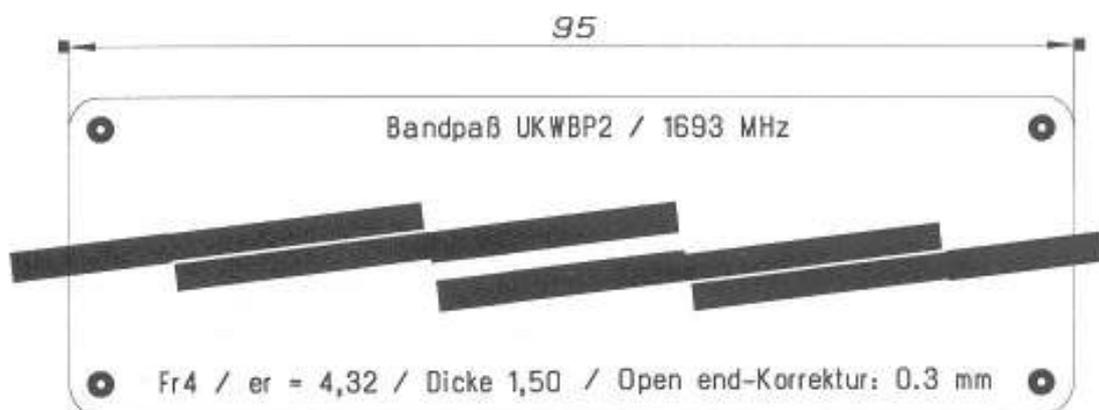


Bild 35: Fertiges Platinen-Layout des Bandpasses

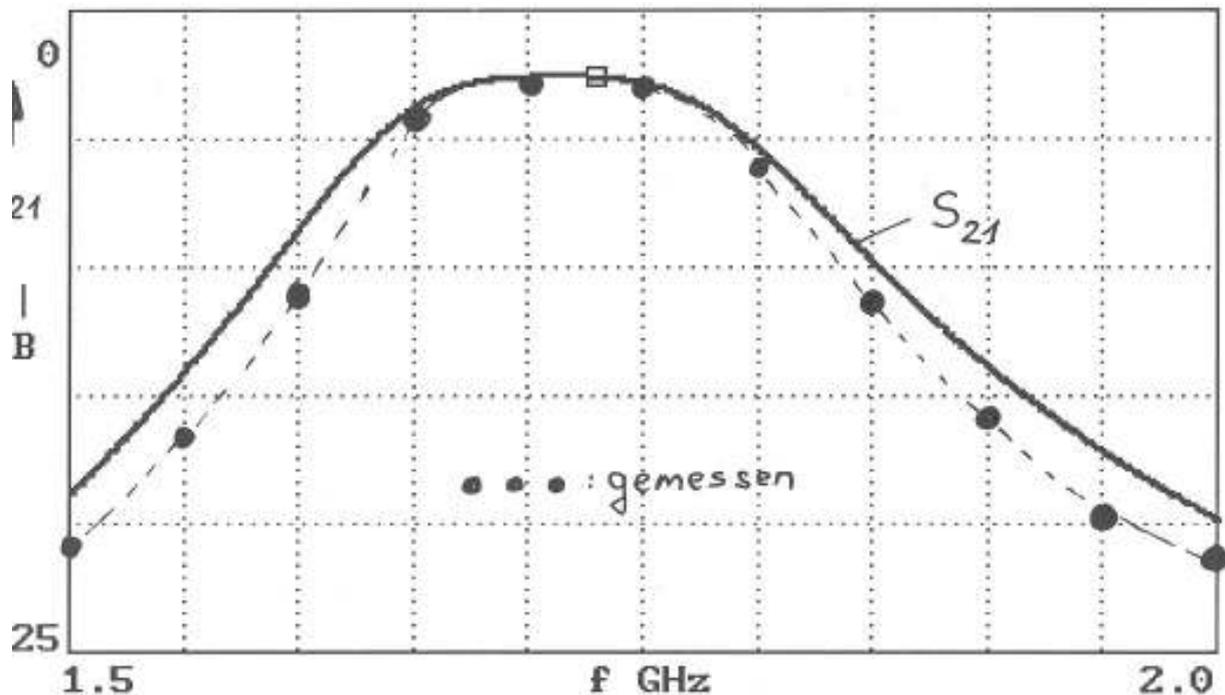


Bild 36: |S₂₁| des Bandpasses für den Bereich 1,5 bis 2 GHz

in der Verlängerung der Bandpaß-Leitungspare weitergeführt, um einen Knick zu vermeiden. Auf diese Weise stimmen die berechneten Verkürzungen weiterhin, während zusätzlich entstehende Reflektions-Fehler durch den "schrägen" Anschluß der SMA-Stecker, falls nötig, relativ leicht kompensiert werden könnten.

In **Bild 36** können die berechnete und die gemessene Durchlaßkurve im Bereich von 1,5 bis 2 GHz miteinander verglichen werden.

Wie man sieht, waren die Überlegungen ziemlich richtig. Etwas rätselhaft erschien zunächst der steilere Abfall der Flanken bei der gemessenen Platine gegenüber der Simulation, denn offensichtlich ist die "Bandfilterkoppelung" nicht ganz so fest wie berechnet.

Als eine mögliche Erklärung fand sich bei der Untersuchung der Platine mit der Lupe (!) eine Sache, auf die man vorher kaum achtet:

Der verwendete Laserdrucker besitzt nur eine Auflösung von 300 dpi, was bei den schräg zur Platinenachse verlaufenden Bahnen der

Streifenleitung im Layout der Platine zu den berüchtigten "Treppenkanten" führt. Offensichtlich reicht das beim sehr engen Abstand der beiden Leitungen "b" schon aus, daß die Kopplung loser als vorgesehen ist und damit die Durchlaßkurve steilere Flanken aufweist. Außerdem müßte man mit professionellen Methoden untersuchen, in welchem Maß auch eine "Unterätzung der Leiterbahnkanten" mitbeteiligt ist.

Einen starken Einfluß hat außerdem die Gehäusekonstruktion: wird nämlich der Abschirmdeckel abgeschraubt, dann vergrößert sich die Bandbreite deutlich und die gemessene Durchlaßkurve paßt wesentlich besser zur Simulation!

In **Bild 37** findet man noch den Verlauf von 0 bis 10 GHz. Hier gibt es ja nun wirklich keinen Grund zur Klage, denn bis auf einen schmalen Bereich um 8 GHz herum lassen sich Messung und Simulation fast nicht unterscheiden.

Übrigens sind die wiederkehrenden "Einbrüche" der Dämpfung im Sperrbereich leider bei

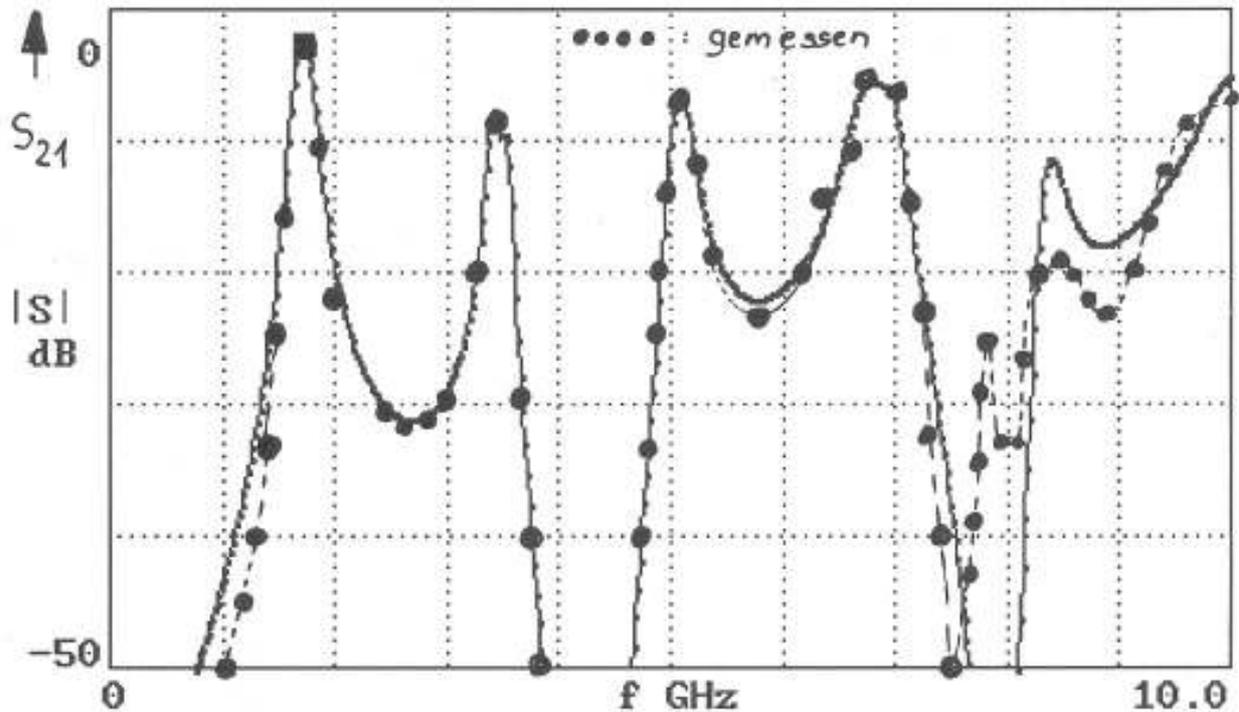


Bild 37: $|S_{21}|$ des Bandpasses für 0 bis 10 GHz

dieser Filterbauart prinzipbedingt und werden als "Streu-Resonanzen" bezeichnet.

Stören sie, kombiniert man einfach das obige Filter an beiden Seiten mit je einem zusätzlichen Stripline-Tiefpaß, der dort so richtig gut sperrt!

Diese beidseitige "Einrahmung" des Bandpasses mit zwei gleichen Tiefpässen hat schon ihre Richtigkeit und ist Industriestandard, denn dadurch bleibt die Anordnung symmetrisch.

Bei dieser Anwendung kommt PUFF allerdings bei der ersten Berechnung an seine Grenzen und erleidet somit einen Schwächeanfall; Sie erinnern sich vielleicht an die Meldung "...CIRCUIT TOO BIG FOR PUFF...".

In so einem Fall empfiehlt es sich, die komplette Bandpaß-*.puf-Datei wie schon beim GaAs-FET CFY 30 mit der Textverarbeitung zu einem "device-file" mit der Endung *.dev umzuschreiben und so einfach ein Bauteil daraus zu machen, das für weitere Berechnungen in

der Liste F3 (z. B. als "BP1700M.dev") geführt wird.

Allerdings darf man nicht vergessen, vor dem Erstellen der *.dev-Datei den Frequenzgang des Bandpasses von 0 bis 10 GHz zu plotten, damit man später nicht durch die Meldung überrascht wird, daß der zulässige Frequenzbereich überschritten sei.

Außerdem sollte man beim Plotten die maximal möglichen 499 Plotpunkte einsetzen, da sonst die Gesamtkurve sehr stufig aussieht, wenn man später die Zusatztiefpässe mit kleinerem Frequenzbereich analysiert.

8.3. Allgemeine Berechnung von Stripline-Bandpässen

8.3.1. Vorbemerkungen

Um mich in dieses Thema richtig einzuarbeiten, wurde zuerst in einschlägiger Literatur recherchiert.

Die wichtigsten Literaturstellen sind z. B. der "Ur-Aufsatz" zu diesem Thema mit den entsprechenden Berechnungsmechanismen von S. B. Cohn [1] oder die Weiterentwicklung dieser Gedanken im Aufsatz von G. L. Matthaei [2]. In deutscher Sprache steht ein Kapitel mit allen Berechnungsformeln sowie einem durchgerechneten Beispiel im Buch von Geschwinde + Krank [3]. Zum Schluß ein modernes Werk, das Antworten zu den meisten Fragen über passive Baugruppen der Mikrowellentechnik liefert und bei keinem passionierten Entwickler fehlen sollte. Es zeichnet sich durch eine Kombination von glücklicher pädagogischer und gleichzeitig mathematisch korrekter, aber übersichtlicher Darstellung aus. Dazu enthält es nicht nur zu diesem, sondern zu nahezu allen behandelten Themen Berechnungsbeispiele und ein sehr umfangreiches Literaturverzeichnis: Peter A. Rizzi [4].

8.3.2.1 Ermittlung der allgemeinen Filterkoeffizienten für einen vorgegebenen Reflektionsfaktor

Der Ausgangspunkt für alle Filterberechnungen ist der sogenannte "Norm-Tiefpaß" für einen bestimmten Filtergrad, der gleichzeitig die Zahl der erforderlichen Bauteile angibt. Mit dieser Tiefpaßschaltung lassen sich dann durch geeignete "Transformationen" alle übrigen Filterbauarten wie Hochpaß, Bandpaß oder Bandsperr sowie jede gewünschte Eigenschaft wie Wellenwiderstand, Grenzfrequenz oder Bandbreite realisieren.

Vor Beginn der Entwurfsarbeit sollte man sich über folgende Punkte Gedanken machen:

a) Wie steil soll die Filterkurve vom Durchlaßbereich in den Sperrbereich übergehen? Davon abhängig ist der Filtergrad n und damit die Anzahl der Bauteile bzw. Baugruppen: Höherer Filtergrad ergibt größere Steigung.

Hierbei muß man noch wissen, daß der Filtergrad möglichst ungerade sein soll (also $n = 3, 5, 7, \dots$). Der Grund ist der, daß bei $n = 2, 4, 6, \dots$ der Abschlußwiderstand des Filters nicht mehr gleich dem Innenwiderstand auf der Eingangsseite ist und sich zusätzlich mit der gewählten Filterdämpfung ändert. Das ist in vielen Fällen sehr unpraktisch.

b) Darf die Dämpfung und Gruppenlaufzeit im Durchlaßbereich in bestimmten Grenzen schwanken oder muß sie möglichst konstant sein? Wobei immer gilt, daß kleinere Schwankungen im "Durchlaßbereich" leider gleichzeitig einen "flacheren Anstieg" der Filterdämpfung außerhalb des Durchlaßbereiches ergeben.

c) Zum Maximalwert der Dämpfung im Durchlaßbereich gehört immer ein genau berechenbarer Reflektionsfaktor bzw. ein bestimmtes maximales Stehwellenverhältnis (VSWR). Ohne seine Festlegung kann das Filter nicht berechnet werden.

In **Bild 38** ist ein solcher Normtiefpaß mit seinen Filterkoeffizienten g_1 bis g_5 , den zwei Aufbaumöglichkeiten, kapazitätsarm oder spulenarm, sowie der grundsätzliche Verlauf der Durchgangsdämpfungen für die beiden wichtigsten Filtertypen, Butterworth und Tschebyscheff, dargestellt. "Butterworth" ergibt eine schöne glatte Kurve mit geringen Verzerrungen, aber in der Praxis gibt man oft dem Tschebyscheff-Filter mit seiner steileren Flanke den Vorzug und akzeptiert dafür das "Ripple" der Dämpfung im Durchlaßbereich.

A)

Hier folgen zunächst die Formeln zur Bestimmung der Koeffizienten bei Butterworth-Tiefpassen.

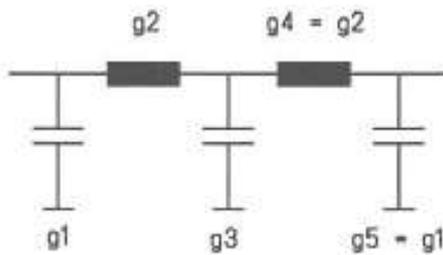
Allgemein gilt dort:

$$g_k = 2 \cdot \sin \left[\frac{(2k-1) \cdot \pi}{2n} \right] \quad (1)$$

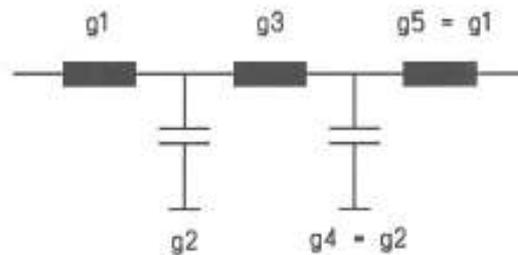
mit $k = 1, 2, 3, \dots, n$.



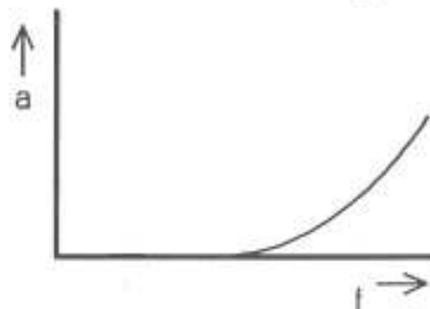
Spulenarm



Kapazitätsarm



Butterworth-Typ



Tschebyscheff-Typ

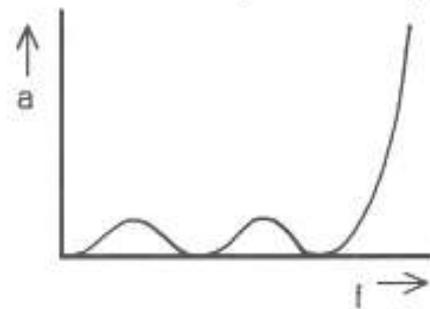


Bild 38: Normtieflpaß in zwei Ausführungen und grundsätzliche Verläufe der Durchgangsdämpfung

Beispiel für $n = 3$:

$$g_1 = 2 \cdot \sin \left[\frac{(2 \cdot 1 - 1) \cdot \pi}{2 \cdot 3} \right] = 1,00 = g_3$$

$$g_2 = 2 \cdot \sin \left[\frac{(2 \cdot 2 - 1) \cdot \pi}{2 \cdot 3} \right] = 2,00$$

B) Beim Tschebyscheff-Typ ist es leider etwas schwieriger:

1. Schritt:
Ermittlung der maximalen Dämpfung im

Durchlaßbereich aus dem Reflektionsfaktor bzw. dem VSWR.

Umrechnung von VSWR in Reflektionsfaktor

$$r = \frac{\text{VSWR} - 1}{\text{VSWR} + 1} \quad (2)$$

Die maximale Dämpfung in dB im Durchlaßbereich beträgt dann

$$a_{\text{max}} = 10 \cdot \log \frac{1}{1 - |r|^2} \quad (3)$$

Beispiel:
Ein Reflektionsfaktor von $r = 10\%$ bedeutet



$$a_{\max} = 10 \cdot \log \frac{1}{1 - (0,1)^2} \text{ dB} = 0,043648 \text{ dB}$$

2. Schritt:

Jetzt benötigt man die Größe β :

$$\beta = \ln \left(\coth \frac{a_{\max}}{17,37} \right) \quad (4)$$

Für einen Reflektionsfaktor von 10 % gilt:

$$\beta = \ln \left(\coth \frac{0,043648}{17,37} \right) = 5,98634$$

Damit kann man die nächste Größe γ bestimmen:

$$\gamma = \sinh \left(\frac{\beta}{2n} \right) \quad (5)$$

Als Beispiel wird nun ein "Mustertiefpaß" fünften Grades ($n = 5$) mit dem Reflektionsfaktor $r = 10\%$ komplett berechnet und gebaut.

Dafür erhält man

$$\gamma = \sinh \left(\frac{5,98634}{2 \cdot 5} \right) = 0,635$$

3. Schritt:

Die einzelnen Filterkoeffizienten werden nach folgender Formel bestimmt:

$$g_1 = \frac{2 \cdot a_1}{\gamma} \quad (6)$$

$$g_k = \frac{4 \cdot a_{k-1} \cdot a_k}{b_{k-1} \cdot g_{k-1}} \quad (7)$$

mit $k = 2, 3, \dots, n$

Dazu benötigt man aber noch a_k und b_k :

$$a_k = \sin \left[\frac{(2k-1) \cdot \pi}{2n} \right] \quad (8)$$

mit $k = 1, 2, 3, \dots, n$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2 \left(\frac{k \cdot \pi}{n} \right) \quad (9)$$

mit $k = 1, 2, 3, \dots, n$.

Zum ersten Koeffizienten für den "Mustertiefpaß" kommt man auf folgende Weise:

Mit $k = 1$ wird

$$a_1 = \sin \left[\frac{(2 \cdot 1 - 1) \cdot \pi}{2 \cdot 5} \right] = 0,309$$

Das ergibt:

$$g_1 = \frac{2 \cdot a_1}{\gamma} = \frac{2 \cdot 0,309}{0,635} = 0,97322$$

Für den nächsten Koeffizienten ($k = 2$) benötigt man:

$$a_2 = \sin \left[\frac{(2 \cdot 2 - 1) \cdot \pi}{2 \cdot 5} \right] = 0,809$$

sowie

$$b_1 = \gamma^2 + \sin^2 \left[\frac{1 \cdot \pi}{5} \right] = 0,748716$$

Damit bekommt man als zweiten Filterkoeffizienten:

$$g_2 = \frac{4 \cdot a_1 \cdot a_2}{b_1 \cdot g_1} = \frac{4 \cdot 0,309 \cdot 0,809}{0,748716 \cdot 0,97322} = 1,37226$$

Für den letzten Koeffizienten erhält man mit

$$a_3 = \sin \left[\frac{(2 \cdot 3 - 1) \cdot \pi}{2 \cdot 5} \right] = 1,00$$

und

$$b_2 = (\gamma)^2 + \sin^2 \left(\frac{2 \cdot \pi}{5} \right) = (0,635)^2 + \sin^2 \left(\frac{2 \cdot \pi}{5} \right) = 1,3077$$

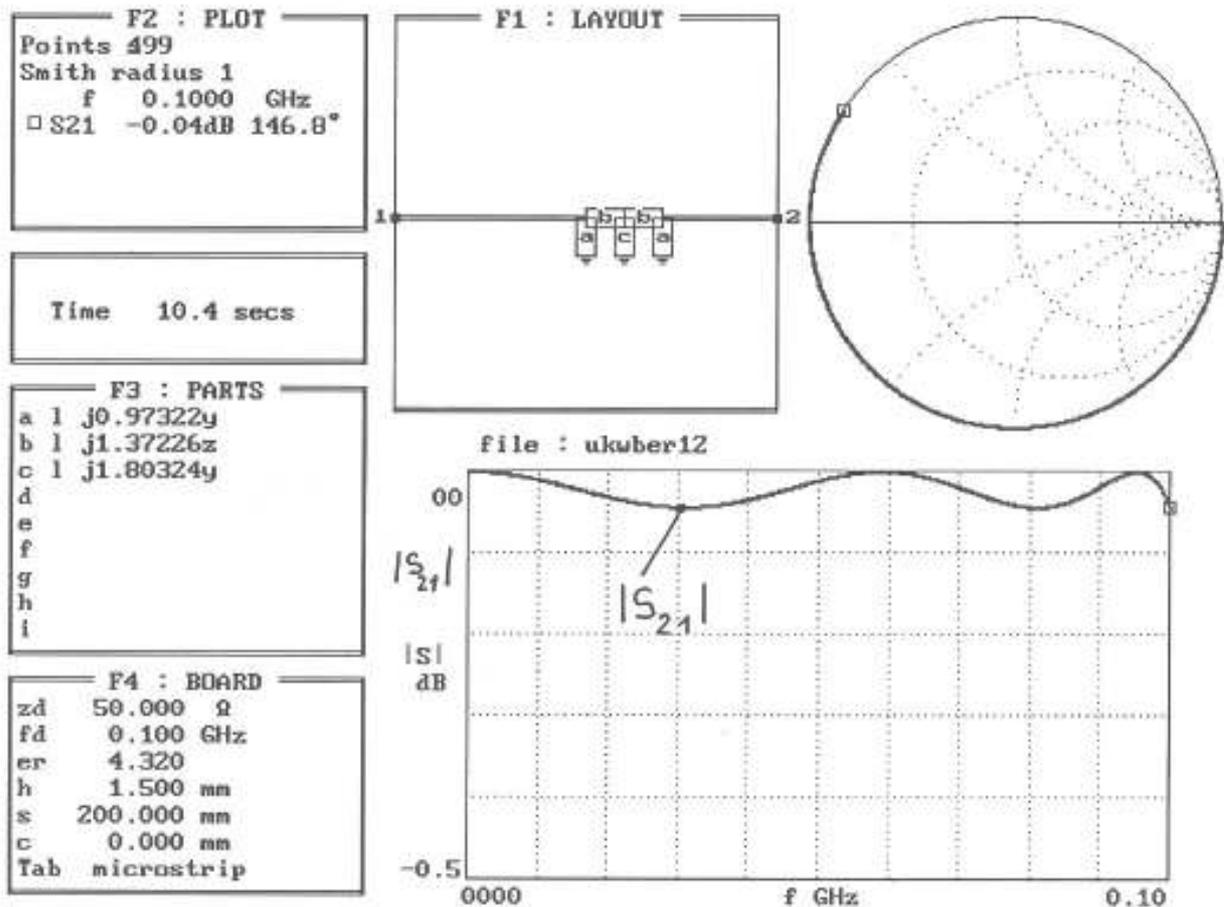


Bild 39: Simulation eines 100 MHz-Tiefpasses mit $n = 5$ und $r = 10\%$

schließlich

$$g_3 = \frac{4 \cdot a_2 \cdot a_1}{b_2 \cdot g_2} = \frac{4 \cdot 0,809 \cdot 1,00}{1,3077 \cdot 1,37226} = 1,80324$$

8.3.2.2. Überprüfung der Rechenergebnisse mit PUFF

Die einfachste Methode zur Kontrolle der Berechnungen wäre der Entwurf eines Tiefpasses mit irgendeiner vernünftigen, geraden Grenzfrequenz, z. B. 100 MHz oder 1 GHz; so ließen sich die Ergebnisse auf dem Bildschirm am leichtesten kontrollieren.

PUFF bietet aber auch die Möglichkeit, direkt die Filterkoeffizienten in die Bauteiltabelle hin-

ezunehmen. Dann braucht man nur in Feld F4 den gewünschten Wellenwiderstand sowie die Grenzfrequenz einzutragen und erhält sofort den Dämpfungsverlauf für diesen Fall geplottet. Die tatsächlich benötigten Bauteilwerte der Spulen und Kondensatoren lassen sich anschließend leicht und schnell mit dem Taschenrechner ermitteln.

Als Beispiel soll ein 100 MHz -Tiefpaß mit $n = 5$ und einem maximalen Reflexionsfaktor von $r = 10\%$ in der "spulenarmen Ausführung" berechnet werden.

Dazu werden einfach die Kondensatoren und Spulen in normierter Form, also in Form der eben ausgerechneten Koeffizienten g_1, g_2, g_3 in das Feld F3 geschrieben.

Zu beachten ist aber: Spulen müssen hierbei als "normierte Blindwiderstände", Kondensa-



toren dagegen als "normierte Blindleitwerte" dargestellt sein. Zu einem Blindbauelement gehört aber immer der Buchstabe "j". Eine Normierung auf den Wellenwiderstand erfolgt durch die Angabe "z" hinter dem Bauteilwert, während die Normierung auf den Leitwert durch den Buchstaben "y" erfolgt.

Damit erhält die Bauteilliste F3 folgendes Aussehen:

part a: lumped j0,97322y

part b: lumped j1,37226z

part c: lumped j1,80324y

Wer beim Frequenzgang-Diagramm eine Grenzfrequenz von 100 MHz und in senkrechter Richtung für $|S_{21}|$ den Bereich 0 bis -0,5 dB vorgibt, muß den Ausdruck nach **Bild 39** erhalten.

Fährt man mit der <page down>-Taste nun genau auf eines der Dämpfungsmaxima, kann man im Feld F2 exakt eine Durchgangsdämpfung von 0,04 dB ablesen, mit der dieses Filter berechnet wurde. Plottet man zusätzlich auch den Eingangsreflexionsfaktor $|S_{11}|$ bei einem auf 0 bis -50 dB umgeschalteten Wertebereich für die Frequenzen von 0 bis 200 MHz, kann man dort genau die vorgegebene minimale Reflexionsdämpfung mit 20 dB bewundern, die zu 10 % Reflexionsfaktor gehört (**Bild 40**).

Die Bestimmung der Bauteilwerte selbst ist relativ einfach:

Jeder normierte Wert aus der Liste F3 ist nämlich nichts anderes als der Blindwiderstand bzw. Blindleitwert des betreffenden Bauteils bei der angegebenen Grenzfrequenz, bezogen auf den Wellenwiderstand von hier 50 Ohm.

Mit dieser Information rechnet man:

$$\begin{aligned} Y_{c1} &= \frac{0,97322}{50 \Omega} \Rightarrow \\ \Rightarrow 2\pi \cdot f_g \cdot C_1 &= \frac{0,97322}{50 \Omega} \Rightarrow \\ \Rightarrow C_1 &= \frac{0,97322}{2\pi \cdot 100 \text{ MHz} \cdot 50 \Omega} \Rightarrow \\ \Rightarrow C_1 &= 30,97 \text{ pF} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X_{L2} &= 1,377226 \cdot 50 \Omega \Rightarrow \\ \Rightarrow 2\pi \cdot f_g \cdot L_2 &= 1,377226 \cdot 50 \Omega \Rightarrow \\ \Rightarrow L_2 &= \frac{1,377226 \cdot 50 \Omega}{2\pi \cdot 100 \text{ MHz}} \Rightarrow \\ \Rightarrow L_2 &= 109,2 \text{ nH} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Y_{c3} &= \frac{1,80324}{50 \Omega} \Rightarrow \\ \Rightarrow 2\pi \cdot 100 \text{ MHz} \cdot C_3 &= \frac{1,80324}{50 \Omega} \Rightarrow \\ \Rightarrow C_3 &= \frac{1,80324}{2\pi \cdot 100 \text{ MHz} \cdot 50 \Omega} \Rightarrow \\ \Rightarrow C_3 &= 57,39 \text{ pF} \end{aligned}$$

Wer Spaß daran hat, kann nun mit diesen Bauteilen wieder eine PUFF-Simulation durchführen und kontrollieren, ob nun wirklich der 100 MHz-Tiefpaß daraus wird... Beim praktischen Aufbau eines solchen Filters dürfen *nur SMD-Bauteile* zum Einsatz kommen. Nur bei ihnen liegen die Eigenresonanzen (wegen der winzigen Eigeninduktivität um 1 nH bei den Bauformen 0805) so hoch, daß die daraus entstehenden Einbrüche im Sperrbereich nicht mehr stören. Allerdings sind dann auch beim Platinenentwurf sowie bei der Abschirmgehäuse-Konstruktion bestimmte Spielregeln zu beachten, um auf die von der Theorie vorausgesagten Dämpfungsverluste zu kommen. Selbstverständlich kann man jetzt wieder über PUFF mit den vollständigen Ersatzschaltungen der Spulen und Kondensatoren sowie den Streukapazitäten der Lötflücke im Layout den Dämpfungsverlauf bis weit in den Gigahertz-Bereich hinein sehr exakt voraussagen.

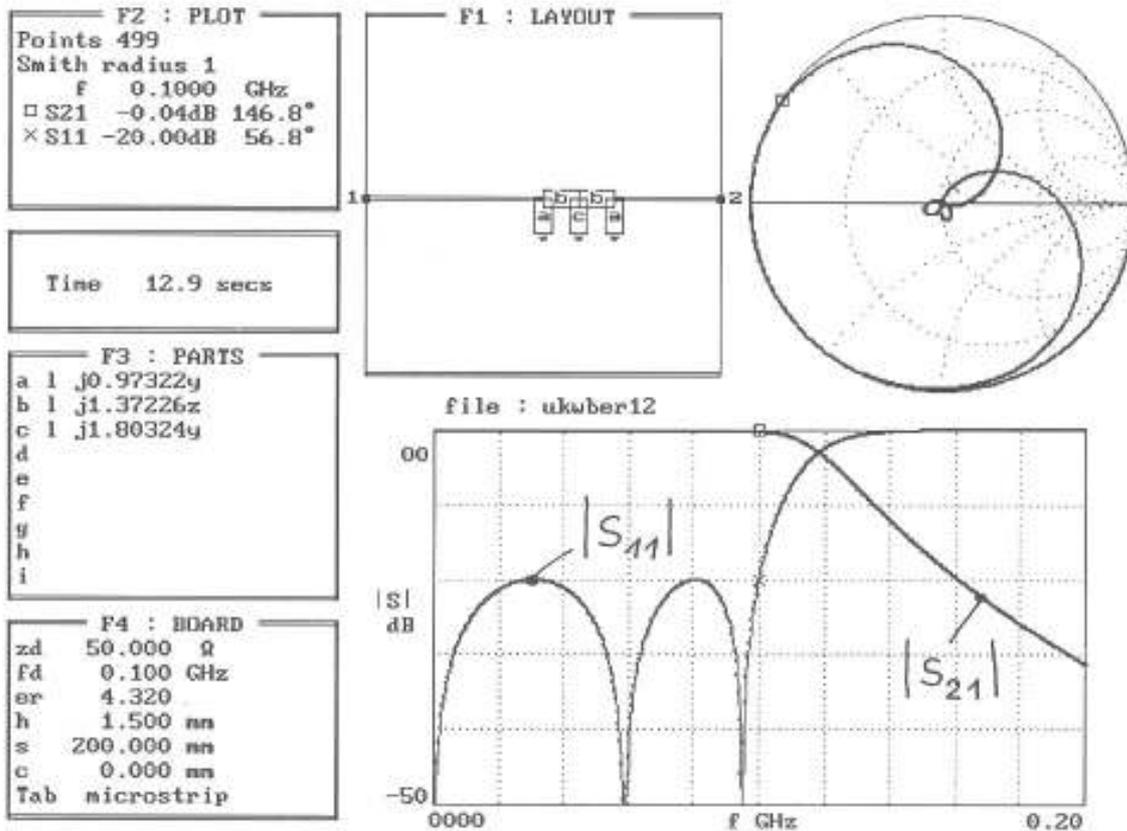


Bild 40: |S11| und |S22| für den 100 MHz-Tiefpaß, Bereich 0 bis 200 MHz

8.3.2.3. Entwurf des 1700 MHz-Stripline-Bandpasses mit den berechneten Werten für den Normtiefpaß

Geht man von einem Normtiefpaß mit $n = 5$ und einem Reflektionsfaktor von 10 % aus, gehören dazu die Filterkoeffizienten:

- $g_1 = 0,97322$
- $g_2 = 1,37226$
- $g_3 = 1,80324$

Das Stripline-Bandpaßfilter soll hier für einen Wellenwiderstand von 50 Ohm entworfen werden, wobei die untere Grenzfrequenz $f_{\text{unten}} = 1680$ MHz und die obere Grenzfrequenz $f_{\text{oben}} = 1780$ MHz betragen soll; das ergibt eine Bandbreite von 100 MHz.

1. Schritt:

Man bestimmt den Bandpaß-Filterkoeffizienten g_0 , der jetzt die Grenzfrequenzen enthält.

$$g_0 = \pi \cdot \frac{(f_{\text{oben}} - f_{\text{unten}})}{(f_{\text{oben}} + f_{\text{unten}})} \quad (1)$$

Das ergibt:

$$g_0 = \pi \cdot \frac{(100 \text{ MHz})}{(3460 \text{ MHz})} = 0,0907974$$

2. Schritt:

Nun läßt sich das erste Stripline-Paar bestimmen; es ist baugleich mit dem letzten Paar, also der Nr. 5.

Zuerst der "normierte Wellenwiderstandswert":

$$\frac{Z_c}{k_{0,1}} = \frac{g_0}{\sqrt{g_0 \cdot g_1}} \quad (2)$$



Das ergibt:

$$\frac{Z_0}{k_{0,1}} = \frac{0,0907974}{\sqrt{0,09074 \cdot 0,97322}} = 0,30544$$

"EVEN"-Widerstand (= Gleichtaktwiderstand):

$$Z_{\text{even}} = 50 \, \Omega \cdot \left[1 + \frac{Z_0}{k_{0,1}} + \left(\frac{Z_0}{k_{0,1}} \right)^2 \right] \quad (3)$$

$$Z_{\text{even}} = 50 \, \Omega \cdot [1 + 0,30544 + (0,330544)^2] = 69,937 \, \Omega$$

"ODD"-Widerstand (= Gegentaktwiderstand):

$$Z_{\text{odd}} = 50 \, \Omega \cdot \left[1 - \frac{Z_0}{k_{0,1}} + \left(\frac{Z_0}{k_{0,1}} \right)^2 \right] \quad (4)$$

$$Z_{\text{odd}} = 50 \, \Omega \cdot [1 - 0,0544 + (0,30544)^2] = 39,3926 \, \Omega$$

3. Schritt:

Jetzt kommt das nächste Leitungspaar mit der Nummer 2 dran (es ist identisch mit dem Paar Nr. 4).

$$\begin{aligned} \frac{Z_0}{k_{1,2}} &= \frac{g_0}{\sqrt{g_1 \cdot g_2}} = \\ &= \frac{0,090744}{\sqrt{0,97322 \cdot 1,37226}} = 0,078568 \end{aligned}$$

Damit wird

$$Z_{\text{even}} = 50 \, \Omega \cdot [1 + 0,078568 + 0,078568^2] = 54,237 \, \Omega$$

und

$$Z_{\text{odd}} = 50 \, \Omega \cdot [1 - 0,078568 + 0,078568^2] = 46,38 \, \Omega$$

4. Schritt:

Mittleres Leitungspaar mit der Nummer 3.

$$\begin{aligned} \frac{Z_0}{k_{2,3}} &= \frac{g_0}{\sqrt{g_2 \cdot g_3}} = \\ &= \frac{0,0907974}{\sqrt{1,37226 \cdot 1,80324}} = 0,05772 \end{aligned}$$

Lösung:

$$Z_{\text{even}} = 50 \, \Omega \cdot [1 + 0,05772 + 0,05772^2] = 53,052 \, \Omega$$

$$Z_{\text{odd}} = 50 \, \Omega \cdot [1 - 0,05772 + 0,05772^2] = 47,28 \, \Omega$$

5. Schritt:

Die drei Leitungspaare werden nun mit ihren EVEN- und ODD-Widerständen sowie der elektrischen Länge von 90 Grad in die Bauteilliste F3 von PUFF eingetragen. Mit der vollständigen Schaltung im Feld F1 muß sich dann ein Plotergebnis nach **Bild 41** ergeben.

Man sieht, daß doch noch kleine "Nacharbeiten" nötig sind, um eine gleichmäßige und nicht zu große Welligkeit der Durchgangsdämpfung zu erreichen.

Offensichtlich war eine solch hohe Perfektion zur Zeit der Erstellung der Grundlagenartikel - also im Zeitalter von Rechenschieber und Logarithmentafel - noch nicht möglich oder man stößt an die heimlichen Vereinfachungen bzw. Vernachlässigungen der damaligen Autoren.

Natürlich können das die heutigen professionellen Mikrowellen-CAD-Programme wie Touchstone, SuperCompact, Harmonica usw. alles viel besser, allerdings eben zum Kaufpreis eines Mittelklasseautos!

Die Perfektion des Entwurfs ist hierbei durch die modernen Simulations- und Feldanalysemethoden so hoch getrieben, daß die Fertigungsgenauigkeiten der Leiterbahnstruktura-

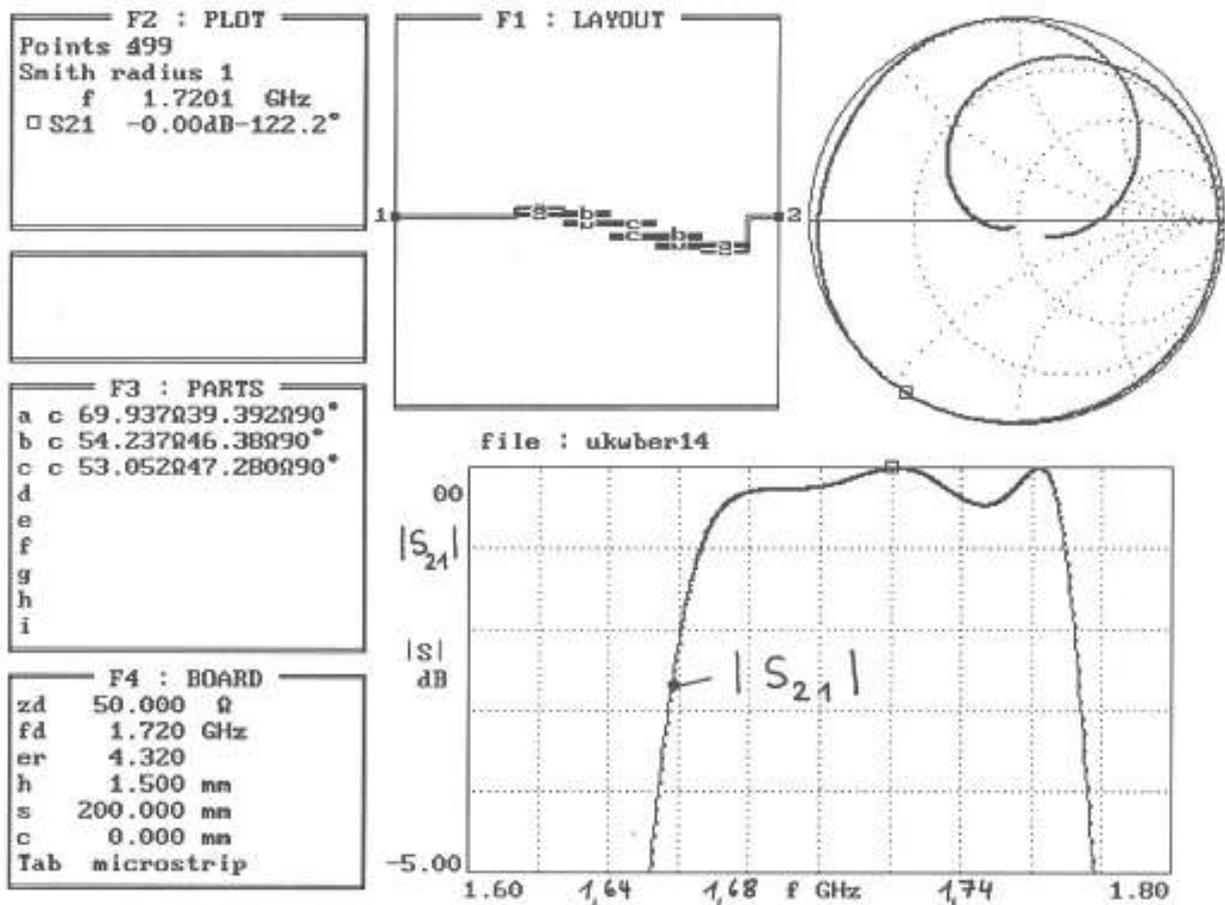


Bild 41: Erste Simulation des 1700 MHz-Bandpasses mit den theoretisch ermittelten Werten

ren beim Ätzen oder Erstellen der Platinen die eigentliche Schallmauer bilden. Man sollte sich jedoch davon nicht abhalten lassen und noch etwas mit den Rechenwerten experimentieren. Mit wenig Aufwand und Änderung kommt man nämlich zum Verlauf nach **Bild 42**.

Hier wurde besonders darauf geachtet, ein möglichst gleichmäßiges "Ripple" hinzukriegen, denn nur so erhält man anschließend beim Ausplotten der Kurve für das Filter mit Verlusten die geringste Durchgangsdämpfung!

Daran sollte man denken: Erhöht man einen EVEN-Widerstand irgendwo in der Tabelle probeweise etwas, sollte man den ODD-Widerstand möglichst um denselben Wert vermindern, damit der Wellenwiderstand des Lei-

tungspaares konstant bleibt; ansonsten verliert man ganz schnell den Überblick.

Im nächsten Schritt werden wieder die unvermeidlichen Effekte der rauhen Wirklichkeit berücksichtigt.

Man lädt also wie schon bekannt das PUFF-File in die Textverarbeitung, schaut nach, ob alle Werte, wie Verlustfaktor = loss tangent, Oberflächenrauigkeit usw. noch stimmen, ruft wieder PUFF auf und paßt die Leitungspaar-Eigenschaften an die Wirklichkeit an.

Dazu muß man im Feld F3 hinter jedes "c" oder "cl" ein Ausrufezeichen setzen. Anschließend wird bei jeder Zeile das Gleichheitszeichen eingetippt und so lange die elektrischen Werte der Bauteile geändert, bis die im Dialogfeld angezeigten Widerstände und

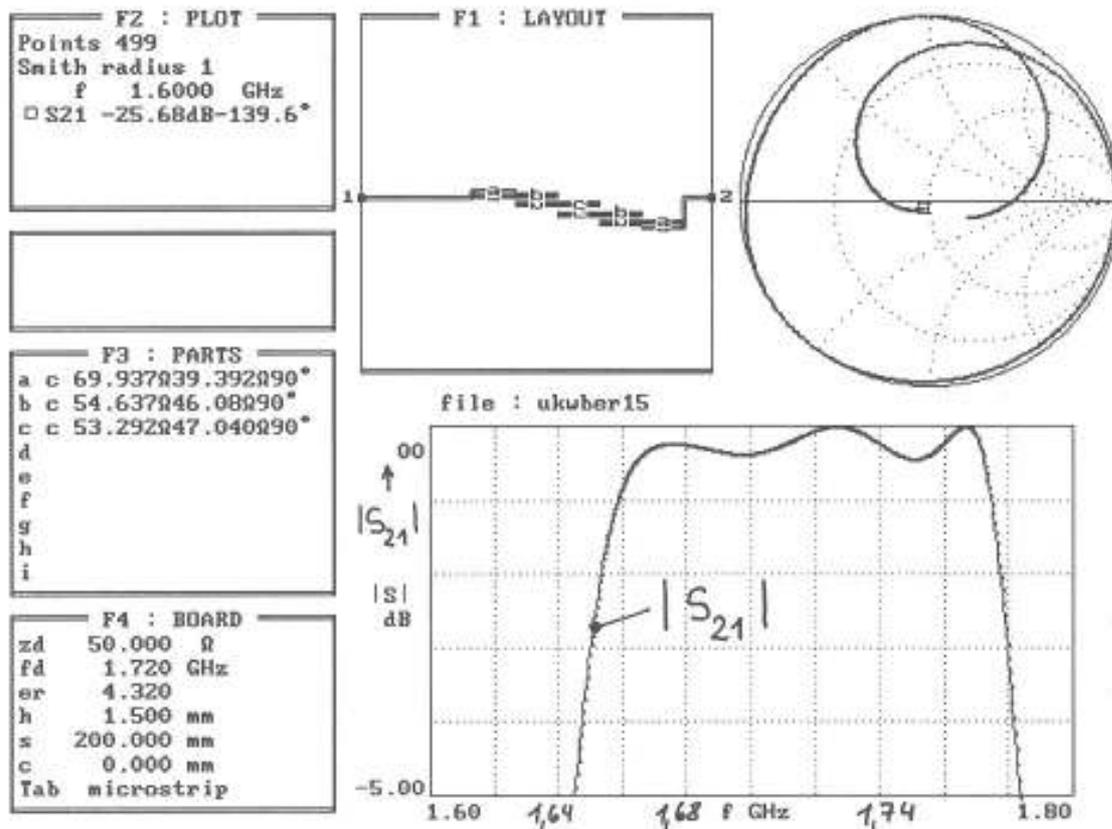


Bild 42: Verbesserter Dämpfungsverlauf durch Variation der Leitungsdaten

die elektrischen Längen den Idealwerten von Bild 42 entsprechen.

Wenn das geschafft ist, benötigt man noch die mechanischen Abmessungen der Leiterbahnen und ihren Abstand, also den "Koppelspalt", für den Platinenentwurf.

Deshalb löscht man vorübergehend in jeder Bauteilzeile das Ausrufezeichen und gibt erneut das Gleichheitszeichen ein; hinterher wieder den alten Zustand herstellen!

Im Dialogfeld kann man dann Länge, Breite und Abstand der Leiterbahnen ablesen.

So kann man folgende Tabelle zusammenstellen:

Leitungs-paar	Leiter-breite	Leiter-länge	Koppel-spalt
a	2,28	24,95	0,42
b	2,8	24,44	2,2
c	2,82	24,36	2,86

(alle Maßangaben in mm)

(Dazu kommt noch die 50 Ohm - Zuleitung am Eingang und Ausgang mit einer Breite von 2,88 mm).

Die Verkürzungen an den offenen Enden bzw. an den Stoß-Stellen zwischen schmalen und breiten Leiterbahnen müssen noch ermittelt werden. Führt man sie nach der Methode des letzten Kapitels durch, erhält man zum Schluß

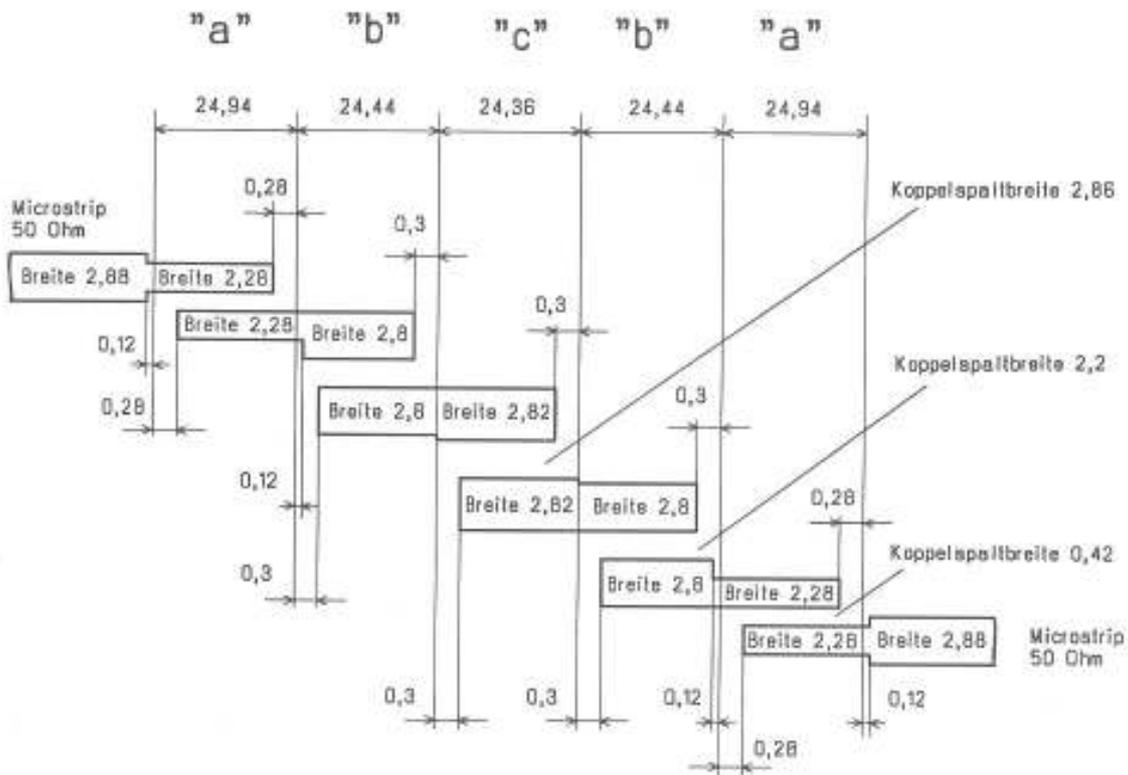


Bild 43: Maßangaben der verkürzten Streifenleitungen

die zum CAD-Entwurf nötigen Abmessungen nach **Bild 43**. Das mit dem GEDDY-CAD-System erstellte Layout zeigt **Bild 44**, wobei mit einer Auflösung von 0,02 mm gearbeitet

wurde. Die Meßergebnisse an der fertig aufgebauten Platine im passend gefrästen Alu-Gehäuse mit den Außenmaßen 35 x 135 mm sind in **Bild 45** für den Bereich 1,5 bis 2 GHz

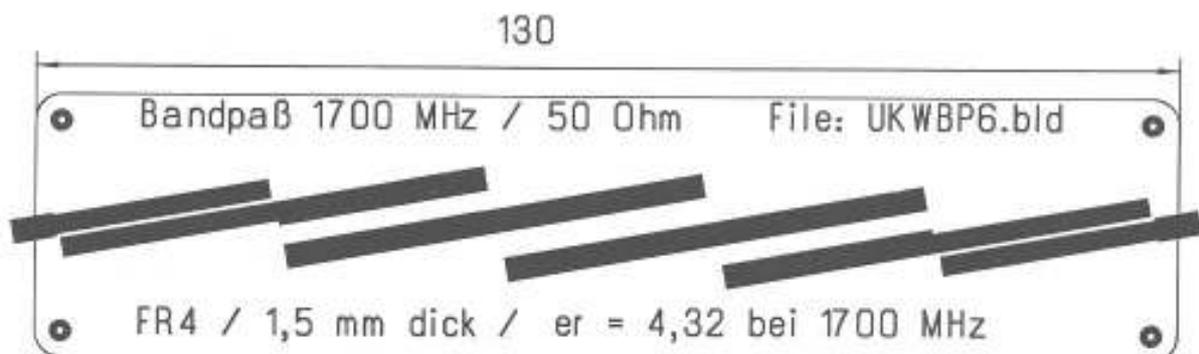


Bild 44: Fertiges Layout des 1700 MHz-Bandpasses

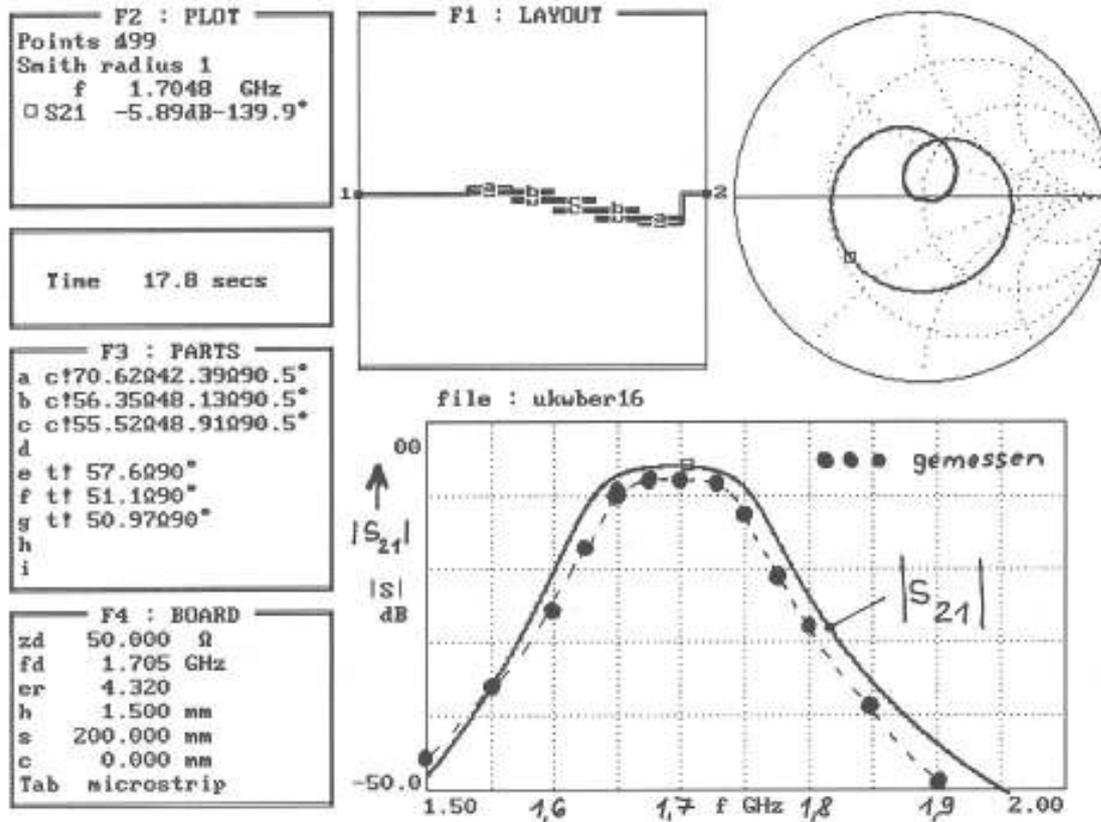


Bild 45: Simulation und Meßergebnisse des Striplin-Bandpasses für $f = 1,5$ bis 2 GHz und $|S_{21}| = 0$ bis -50 dB

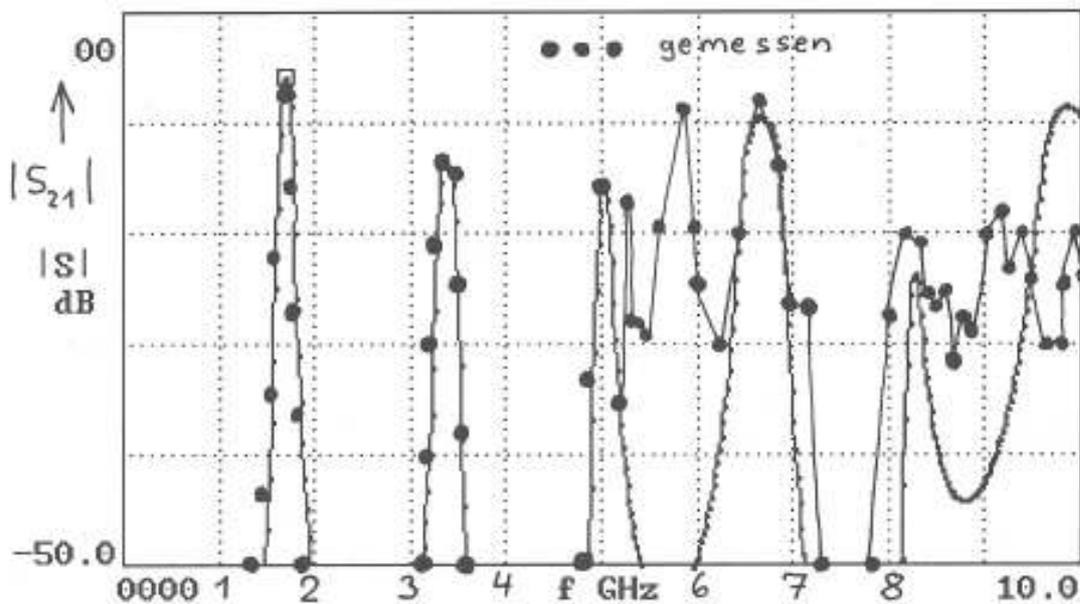


Bild 46: $|S_{21}|$ Im Bereich 0 bis 10 GHz

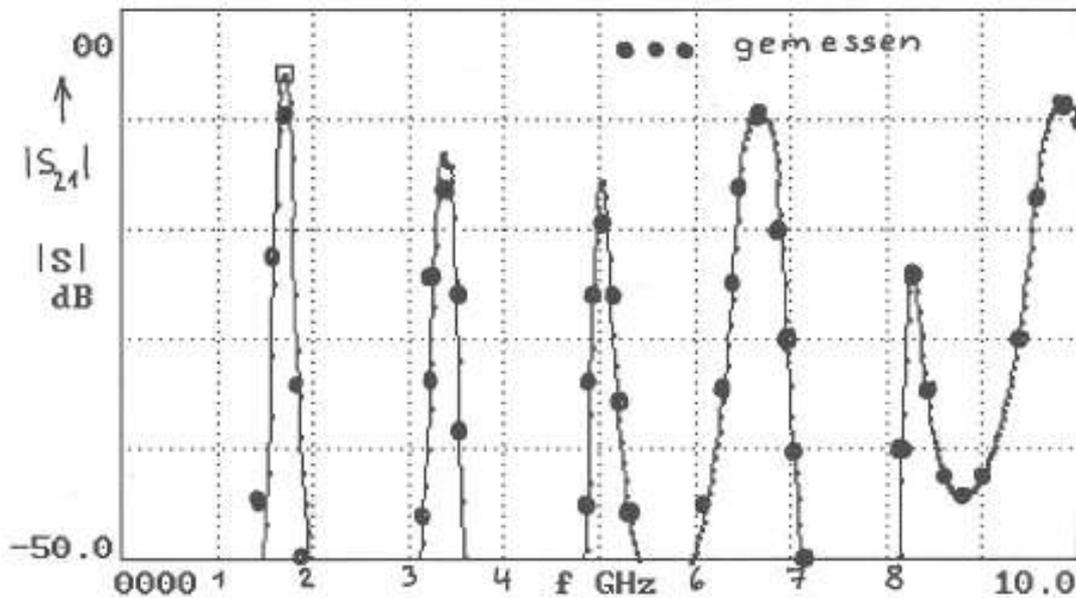


Bild 47: Hohlraumresonanzen durch leitenden Schaumstoff unterdrückt; S_{21} von 0 bis 10 GHz des 1700 MHz-Bandpaß-Filters

zusätzlich zur Simulationskurve eingetragen. Leider fällt die gemessene Durchgangsdämpfung mit 7,5 dB bei 1700 MHz etwas höher aus als das Simulationsergebnis (ca. 6 dB). Auch ist die Durchlaßkurve — wie schon beim Filter des vorigen Kapitels — wieder etwas zu schmal, während die Resonatorlängen und damit die Grenzfrequenzen gut passen.

Bild 46 enthält schließlich das Verhalten bis 10 GHz. Unterhalb von 5 GHz ist die Übereinstimmung zwischen Theorie und Praxis fast perfekt, während darüber doch viele unvorhergesehene Effekte auftreten und die Sperrdämpfung vermindern.

In der Praxis würde man also wieder die Bandpaßschaltung durch zwei passend dimensionierte Stripline-Tiefpässe "einrahmen", um z. B. einen bestimmten Mindestdämpfungswert bis 10 GHz zu garantieren.

Das schöne gefräste Alugehäuse muß wohl ab 5 GHz als Hohlleiter bzw. Hohlraumre-

sonator wirken. Daher wurde der Innenraum über der Platine ausgekleidet, indem mit leitendem Schaumstoff passend zugeschnittene Schaumstoffstücke auf die Innenseite des Deckels geklebt wurden. Die Wirkung war durchschlagend, man sehe sich nur **Bild 47** an! Alle Einbrüche sind verschwunden und bis 10 GHz liegen die Meßwerte genau auf der Simulationskurve.

Eine Kleinigkeit müßte noch korrigiert werden: offensichtlich ist der Schaumstoff etwas zu dick und kommt deshalb zu nahe an die Streifenleitung heran. Man merkt es daran, daß die Dämpfung ausgerechnet im vorgesehenen Durchlaßbereich bei 1700 MHz sowie bei der ersten Streuresonanz (also bei $2 \times 1700 = 3400$ MHz) um 1 bis 2 dB zugenommen hat. Aber dieses Problem läßt sich wohl durch Experimente mit unterschiedlichen Dicken des Dämpfungsmaterials und Vergleichsmessungen lösen.



8.4. Literatur zum Thema

[1] S. B. Cohn:

Parallel - coupled - Transmission - Line Resonator Filters / IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-6, April 1958, pp. 223 - 231

[2] G. L. Matthaei:

Design of Wide-Band (and Narrow Band) Bandpass Microwave Filters on the Insertion Loss Basis / IRE Transactions of Microwave

Theory Techniques, MTT-8, November 1960, pp. 457 - 458

[3] Geschwinde + Krank: Streifenleitungen, C. F. Wintersche Verlagshandlung Füssen, 1960, ab S. 89

[4] Peter A. Rizzi:

Microwave Engineering - Passive Circuits, Prentice Hall - New Jersey, ISBN 0-13-586702-9.

Anzeige

Neue Version von PC-PLOT V. 1.4

PC-PLOT jetzt mit Meß-Markern wie bei Profi-Systemen

PC-Plot gibt es nun seit über einem Jahr in der Version 1.3 und es hat durchweg guten Anklang bei den Benützern des digitalen Bildspeichers nach DB1NV gefunden.

Der Autor hat in der Zwischenzeit weiter an dem Programm gearbeitet und es wurden interessante Neuheiten eingebaut, die jetzt in der Version 1.4 zur Verfügung stehen.

PC-PLOT V. 1.4

Art.Nr. 03423

DM 69.-

Hinweis zum Artikel:

Wolfgang Schneider, DJ 8 ES

VHF-, UHF-, SHF-Meßtechnik mit PC, Teil 4

Der Bestückungsplan der Baugruppe DJ8ES 030, VCO enthält einen Fehler: Der Transistor BC 549 gehört um 180° gedreht eingesetzt. Im Schaltplan ist der Transistor korrekt eingezeichnet.

Die beiden Dioden BB621, nach Masse, stehen senkrecht in der Platinebene und werden auf der Masseseite bündig verlötet.