



Gunthard Kraus, DG 8 GB

Design und Realisierung von Mikrowellenschaltungen

Teil 6

9. Microstrip-Tiefpässe

9.1. Ausgangstiefpaß hinter dem Mischer

Nach dem umfangreichen Bandpaß-Kapitel sollen nun die beiden Tiefpaßfilter der Schaltung entwickelt werden.

a) Hinter dem Mischer soll die Zwischenfrequenz, also die Differenzfrequenz zwischen Eingangs- und Oszillatorsignal, ausgesiebt werden. Also muß die Summenfrequenz, die Oszillatorfrequenz einschließlich ihrer zweiten und dritten Oberwelle sowie der vom Vorverstärker kommende, gesamte Empfangsbereich unterdrückt werden. Dazu setzt man hier einen Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz von etwa 1 GHz ein.

b) Zur Verminderung des im Mischer entstehenden Störspektrums, u. a. Oberwellen des Oszillators, befindet sich zwischen Oszillator

und Mischer ein weiterer Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz von 1,7 GHz.

Beide Tiefpässe sollen in Stripline-Technik ausgeführt werden. Hierbei dienen kurze Leitungsstücke mit Längen kleiner als 10 % der Wellenlänge als Ersatz für diskrete Kondensatoren und Spulen. Deren recht winzig-exotische Werte würden bei den hohen Frequenzen Probleme mit ihren Eigenresonanzen oder mit dem genauen Abgleich in der Serienfertigung bringen. Dafür haben jedoch Stripline-Tiefpässe wesentlich größere Abmessungen.

Dabei gilt:

a) *Breite kurze Leitungsstücke mit kleinem Wellenwiderstand besitzen große Kapazitäten, deren Induktivität sich bei der geringen Leitungslänge noch vernachlässigen läßt.*

b) *Möglichst schmale, kurze Leitungsstücke mit hohem Wellenwiderstand weisen eine sehr kleine, noch vernachlässigbare Kapazität auf und werden deshalb hier als Induktivitäten eingesetzt.*



Wer allerdings ein Platinenmaterial mit zu hoher Dielektrizitätskonstante von z.B. 10 verwendet, erlebt hier böse Überraschungen: die Realisierung der Induktivitäten macht sehr große Schwierigkeiten, da man die Leiterbreiten nicht beliebig verschmälern kann und die Eigenkapazität deshalb dauernd zu groß ist; am besten bleibt man unter $\epsilon_r = 5$.

Außerdem sollte man wissen, daß sich Kondensatoren in Stripline-Technik problemloser verwirklichen lassen als Induktivitäten, deshalb benützt man die "spulenarme" Ausführung des bereits bekannten Tschebyscheff-Normtiefpasses mit $n = 5$ und einem maximalen Reflektionsfaktor von 10 %.

Seine Filterkoeffizienten lauteten:

$$\begin{aligned} a_1 &= 0,97322 \\ a_2 &= 1,37226 \\ a_3 &= 1,80324 \end{aligned}$$

Durch Verwendung dieser normierten Größen kann man wieder sehr schnell jede beliebige Grenzfrequenz verwirklichen und anschließend leicht die erforderlichen Bauteilwerte bestimmen.

Geht man zunächst von der Grenzfrequenz $f_g = 1$ GHz aus, braucht man nur die Berechnung aus vorigem Kapitel zu wiederholen:

$$\begin{aligned} Y_{C1} &= \frac{0,97322}{50 \Omega} \Rightarrow \\ \Rightarrow 2 \pi \cdot f_g \cdot C_1 &= \frac{0,97322}{50 \Omega} \Rightarrow \\ \Rightarrow C_1 &= \frac{0,97322}{2 \pi \cdot 1000 \text{ MHz} \cdot 50 \Omega} \Rightarrow \\ \Rightarrow C_1 &= 3,097 \text{ pF} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X_{L2} &= 1,377226 \cdot 50 \Omega \Rightarrow \\ \Rightarrow 2 \pi \cdot f_g \cdot L_2 &= 1,377226 \cdot 50 \Omega \Rightarrow \\ \Rightarrow L_2 &= \frac{1,377226 \cdot 50 \Omega}{2 \pi \cdot 1000 \text{ MHz}} \Rightarrow \\ \Rightarrow L_2 &= 10,92 \text{ nH} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Y_{C3} &= \frac{1,80324}{50 \Omega} \Rightarrow \\ \Rightarrow 2 \pi \cdot 1000 \text{ MHz} \cdot C_3 &= \frac{1,80324}{50 \Omega} \Rightarrow \\ \Rightarrow C_3 &= \frac{1,80324}{2 \pi \cdot 1000 \text{ MHz} \cdot 50 \Omega} \Rightarrow \\ \Rightarrow C_3 &= 5,739 \text{ pF} \end{aligned}$$

Diese Bauteilwerte sollen nun durch die Leitungsstücke ersetzt werden. Die erforderliche relative Länge l_c eines kurzen, breiten Leitungsstückes, das als Kapazität wirken soll, wird nach folgender Formel bestimmt:

$$\frac{l_c}{\lambda} = f \cdot C \cdot Z_c$$

Hierbei ist "f" die Betriebsfrequenz und Z_c der Wellenwiderstand der verwendeten (breiten) Leitung. Für diesen Wellenwiderstand benützt man üblicherweise Werte zwischen 10 und 20 Ohm.

Man sollte einen möglichst niedrigen Wert wählen, denn dieser ergibt kleinere Leitungslängen. Je kürzer nämlich das Leitungsstück wird, desto weiter rutschen die unvermeidlichen "Streuresonanzen" mit ihren Dämpfungseinbrüchen im Sperrbereich weg von der vorgesehenen Grenzfrequenz. Zwar steigt dadurch die Leiterbreite an, aber ihre absolute Grenze wird erst durch die Breite der Platine bzw. des Abschirmgehäuses gezogen.

Deshalb hier der Versuch mit $Z = 10$ Ohm.

Dafür erhält man bei C_1 :

$$\begin{aligned} \frac{l_{C1}}{\lambda} &= 1000 \text{ MHz} \cdot 3,097 \text{ pF} \cdot 10 \Omega \Rightarrow \\ \Rightarrow \frac{l_{C1}}{\lambda} &= 0,03097 \end{aligned}$$

Für die Arbeit mit PUFF benötigt man diese elektrische Länge in Grad. Dazu muß man den eben erhaltenen Wert nur mit 360 Grad multiplizieren und bekommt so:



$$l_{C1} = 0,03097 \cdot 360^\circ = 11,15^\circ$$

Ebenso geht man beim Kondensator C₃ vor:

$$\frac{l_{C3}}{\lambda} = 1000 \text{ MHz} \cdot 5,739 \text{ pF} \cdot 10 \Omega \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{l_{C3}}{\lambda} = 0,05739$$

$$l_{C3} = 0,05739 \cdot 360^\circ = 20,66^\circ$$

Nun benötigt man noch "Spulen". Bei den schmalen, hochohmigen Leitungsstücken gilt für die relative Leitungslänge zur Herstellung einer Induktivität:

$$\frac{l_L}{\lambda} = \frac{f \cdot L}{Z_L}$$

Z_L stellt den Wellenwiderstand der gewählten Leitung zur Realisierung von Induktivitäten dar. Man sollte hierbei die Leiterbreite so schmal wie möglich wählen und an die praktisch realisierbare Grenze von 0,1 bis 0,2 mm herangehen. Nur so erhält man höchste Induktivitätswerte bei kürzesten Leitungslängen mit dem Vorteil der weiter abliegenden Streuresonanzen und der höheren Sperrdämpfung.

Natürlich steigt durch diese extrem schmalen Bahnen die Durchgangsdämpfung im Passband etwas an, aber das ist nur wichtig bei Filtern, die in Sender-Endstufen eingesetzt werden. Dort kann es dann schon Probleme z.B. mit der Erhitzung der Bahnen geben.

Hier wird deshalb ein Wellenwiderstand von 135 Ohm gewählt; damit erhält man:

$$\frac{l_L}{\lambda} = \frac{1000 \text{ MHz} \cdot 10,92 \text{ nH}}{135 \Omega} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{l_L}{\lambda} = 0,8088$$

In Grad:

$$l_L = 0,8088 \cdot 360^\circ = 29,12^\circ$$

Der eben besprochene Entwurfsablauf ist in **Bild 48** nochmals zusammengefaßt.

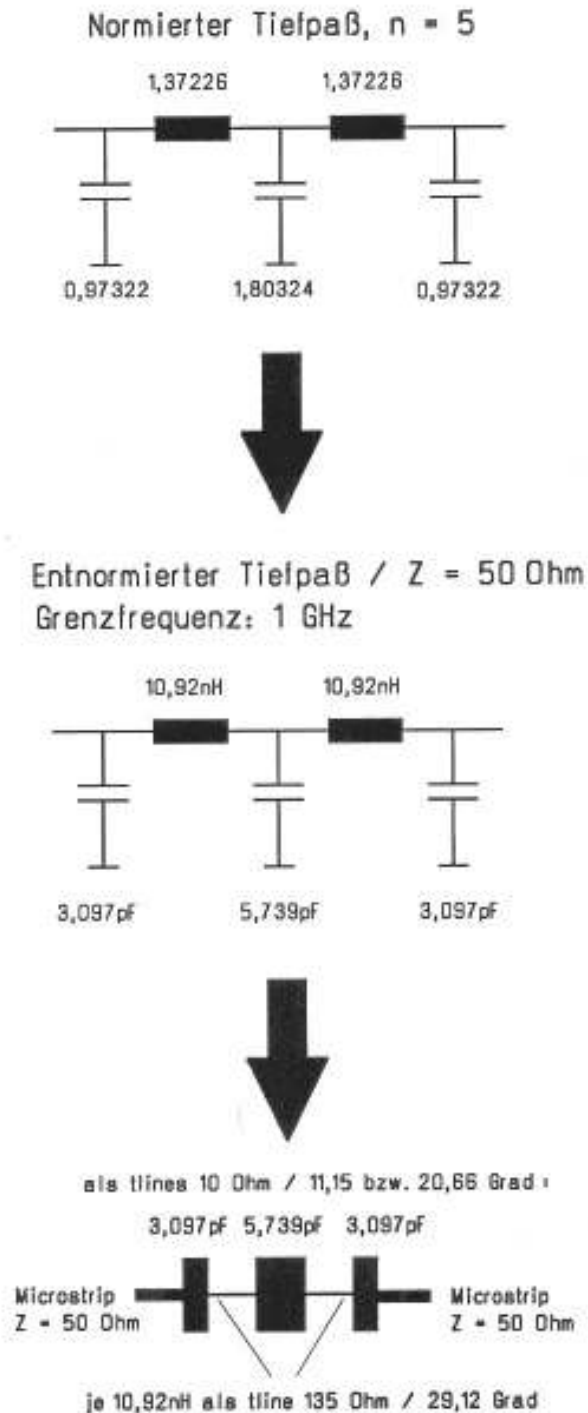


Bild 48: Der Weg vom Normtieflpaß zur Microstrip-Schaltung

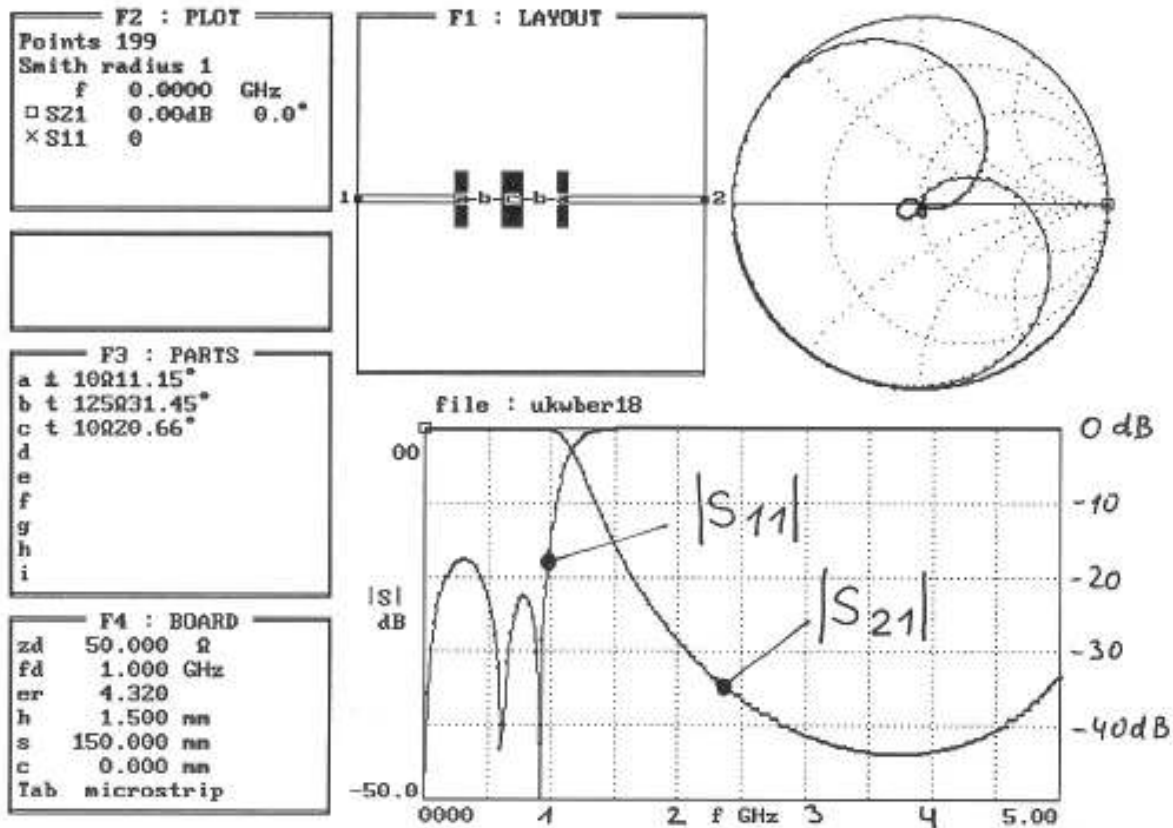


Bild 49: Erste Simulation des 1 GHz-Tiefpasses in Microstrip-Technik (ideale Schaltung)

Nun geht es an die Simulation mit PUFF. Man trägt die Streifenleitungen im Feld F3 ein und ruft nach der Fertigstellung des Layouts in F1 einen Plotvorgang auf; die nötigen Eingaben sind: Frequenzbereich 0 bis 5 GHz, Wertebereich für $|S_{11}|$ und $|S_{21}|$ von 0 bis -50 dB. Das Ergebnis zeigt **Bild 49**, das natürlich einer Erklärung bedarf:

Die Werte der minimalen Eingangsreflektionsdämpfung $|S_{11}|$ sind zwischen den Polen nicht gleich, deshalb sieht der Verlauf etwas unschön aus. Das rührt einfach daher, daß man bei den "Spulen", also den hauchdünnen Leitungen, leider schon den kapazitiven Anteil merkt und etwas dagegen tun muß.

Die Lösung ist ganz einfach: Man verkleinert die Länge des mittleren Leitungsstückes "c"

(das den Kondensator C_3 darstellt) in der Bauteilliste F3 vorsichtig so lange, bis die "Unebenheiten" beseitigt sind; Kontrolle nach jeder Änderung immer durch einen neuen Plotaufwurf.

Ist dann die minimale Reflektionsdämpfung noch etwas zu schlecht, muß man auch die Leitungsstücke "a" am Anfang und Ende des Filters, die die Kondensatoren C_1 und C_5 bilden, etwas verkleinern. Eine letzte Korrektur bei C_3 bringt dann annähernd die geforderten 20 dB Mindest-Reflektionsdämpfung.

Arbeitet man wieder mit dem "advanced modelling", also mit den verlustbehafteten Leitungen, wobei man wieder das Ausrufezeichen hinter die "tline" - Werte setzt und so

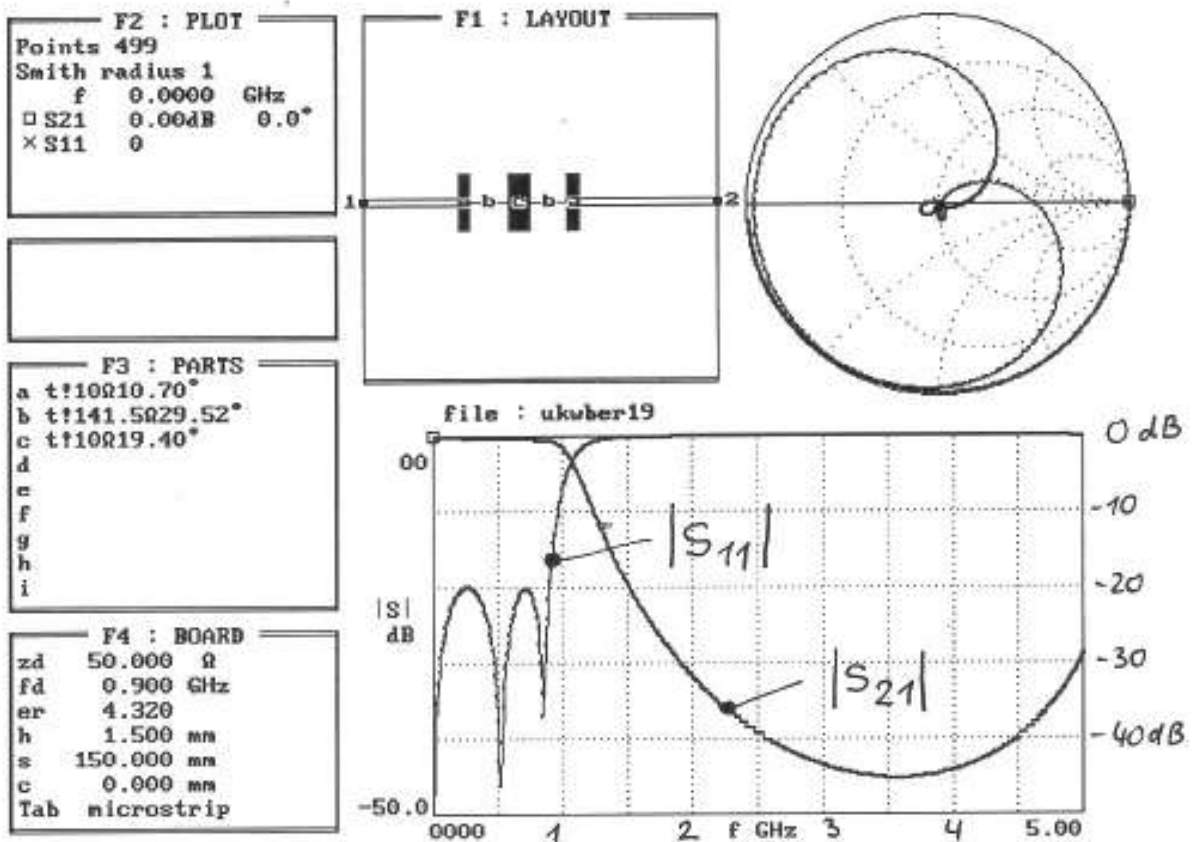


Bild 50: 1 GHz-Tiefpaß mit Verlusten nach der "Feinkorrektur"

lange die Maße korrigiert, bis wieder die Idealwerte angezeigt werden, erhält man **Bild 50**.

Hier wurde lediglich im Feld F4 die Grenzfrequenz noch etwas vermindert, um bei der Oszillatorfrequenz von 1600 MHz mindestens 20 dB Sperrdämpfung zu erzielen. Außerdem wurde darauf geachtet, daß die dritte Oberwelle der Oszillatorfrequenz (4800 MHz) ebenfalls genügend unterdrückt wird. Das ist sichergestellt, wenn dort ebenfalls ca. 20 dB Dämpfung vorhanden sind.

Jetzt kommt wieder die bekannte Vorgehensweise: erneut wird die "open-end-Verkürzung" der breiten Leitungsstücken bestimmt, die schmalen Leitungen um diese Verkürzungen verlängert, Zuleitungen mit $Z = 50$ Ohm angebracht und das Layout entworfen. Aus

dem bereits erwähnten Diagramm im PUFF - Handbuch (Seite 37) erhält man für 10 Ohm und $\epsilon_r = 4,32$ eine Verkürzung von $0,47 \times$ Platinendicke. Das sind bei 1,5 mm Dicke ziemlich genau 0,7 mm.

Die nötige CAD-Tabelle sieht dann so aus, wie in **Tabelle 1** beschrieben.

Die 50 Ohm-Zuleitung benötigt wieder eine Breite von 2,86 mm.

Anmerkung:

Beim Leitungsstück "a" (für C_1 und C_5) sind unterschiedliche "open-end-Korrekturen" nötig, denn es ist nur auf einer Seite mit der "Induktivität" verbunden. Die winzige Breite bei "b" von 0,22 mm braucht gegenüber 23,68 mm nicht berücksichtigt zu werden,



Teil	Z	CAD-Breite	PUFF-Länge	"open-end-Korrektur"	CAD-Länge
a	10 Ohm	23,68 mm	4,98	s. spezielle Anmerkung	s. spezielle Anmerkung
b	125 Ohm	0,22 mm	16,16	+2 x 0,7 mm = +1,4 mm	17,56 mm
c	10 Ohm	23,68 mm	9,02	-2 x 0,47 x h = -2 x 0,7 mm	7,62 mm

Tabelle 1

also gilt auf dieser Seite die volle Verkürzung von $0,47 \times h = 0,47 \times 1,5 \text{ mm} = 0,7 \text{ mm}$.

Aber auf der anderen Seite ist die 50 Ohm - Leitung mit der Breite 2,86 mm angeschlossen. Deshalb darf dort nur um

$$\begin{aligned}\Delta l &= 0,7 \text{ mm} \cdot \left(1 - \frac{W1}{W2}\right) = \\ &= 0,7 \text{ mm} \cdot \left(1 - \frac{2,86}{23,68}\right) = 0,62 \text{ mm}\end{aligned}$$

korrigiert werden. So erhält man für das erste und letzte Leitungsstück je eine Länge von $4,98 \text{ mm} - 0,7 \text{ mm} - 0,62 \text{ mm} = 3,66 \text{ mm}$ bei einer Breite von 23,68 mm. Das damit erstellte Layout zeigt **Bild 51**.

Zum Vergleich wurde noch der Einfluß des an die Unterseite des Gehäusedeckels geklebten Schaumstoffes zur Unterdrückung der Hohlleitereffekte und Hohlraumresonanzen untersucht.

In **Bild 52** sind Simulation und Meßergebnis der Durchgangsdämpfung für den Frequenzbereich von 0 bis 1 GHz eingetragen.

Zusammenfassend läßt sich hierzu folgendes sagen:

a) Die gegenüber der Theorie etwas niedrigere gemessene Grenzfrequenz und die etwas größere Welligkeit der Dämpfung im Durchlaßbereich sind zum größten Teil auf die Frequenzabhängigkeit der Dielektrizitätskon-

stante beim Leiterplattenmaterial FR4 zurückzuführen, denn dadurch stimmen die realisierten Bauteilwerte nicht genau.

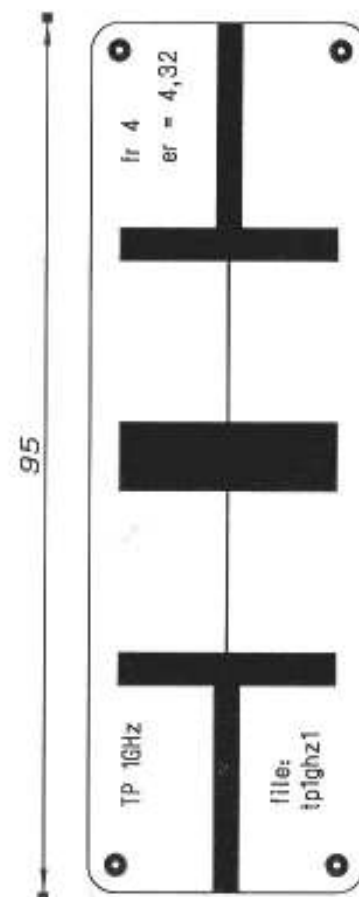


Bild 51: Layout des 1 GHz-Tiefpasses

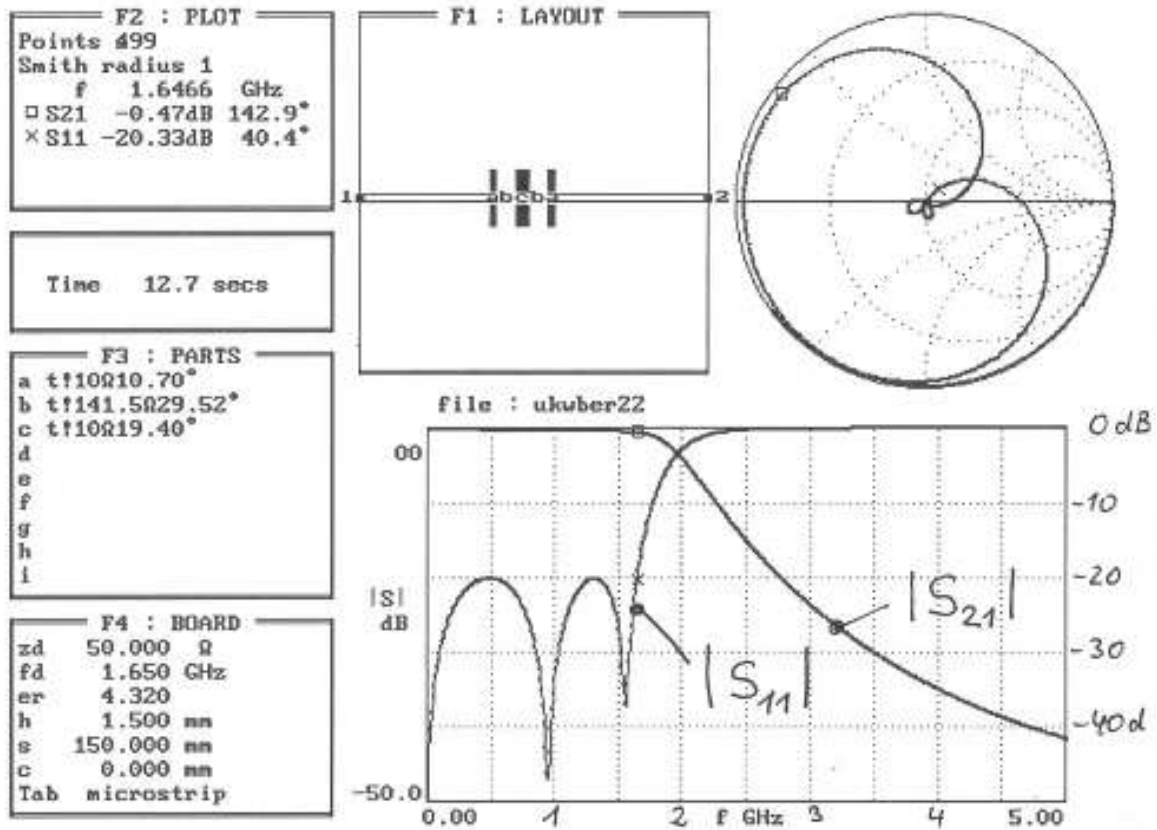


Bild 54: Simulation des 1,7 GHz-Tiefpasses mit Verlusten nach Verschieben der Design-Frequenz

Es wurde bereits angesprochen: Bei tiefen Frequenzen betrug ϵ_r noch 4,8 und war bei 1,7 GHz auf 4,3 abgesunken. Ruft man nochmals PUFF auf und probiert durch, welche Dielektrizitätskonstante wohl zum gemessenen Kurvenverlauf paßt, dann kommt man auf 4,7 bei 900 MHz.

Wer das selber erarbeiten möchte, hier der Weg: In der Bauteilliste F3 ersetzt man alle "Grad"-Längenangaben durch die "mm"-Angaben, die bereits in die obige Tabelle für die CAD-Arbeit eingetragen wurden. In Feld F4 wird dann bei unveränderter Bezugsfrequenz so lange der Wert für ϵ_r geändert und immer wieder neu geplottet, bis der simulierte Verlauf und das Meßergebnis übereinstimmen.

b) Der leitende Schaumstoff an der Innenseite des Deckels bedämpft zwar die Hohlraumresonanzen, er bewirkt leider auch eine Erhöhung der Durchgangsdämpfung, die bei 900 MHz und etwa 3 mm Abstand zwischen Schaumstoff und Platinenoberfläche etwa 0,3 bis 0,4 dB beträgt. Je kleiner der Abstand zwischen Platine und Dämpfungsmaterial und je höher die Frequenz ist, desto größer wird diese zusätzliche Dämpfung.

Zum Abschluß noch die Meßergebnisse für $|S_{21}|$ im Frequenzbereich von 0 bis 10 GHz (Bild 53). Auch hier ist wieder deutlich zu erkennen, daß die Bauteilabmessungen, wohl wegen der Vorgabe von $\epsilon_r = 4,3$ statt 4,7, zu groß geraten sind und deshalb der Dämpf-



Teil	Z	CAD-Breite	PUFF-Länge	"open-end-Korrektur"	CAD-Länge
a	10 Ohm	23,68 mm	2,70 mm	$-(0,7 + 0,62) \text{ mm}$ $= -1,32 \text{ mm}$	1,38 mm
b	125 Ohm	0,22 mm	8,82 mm	$+2 \times 0,7 \text{ mm} =$ $+1,4 \text{ mm}$	10,22 mm
c	10 Ohm	23,68 mm	4,92 mm	$-2 \times 0,47 \times h =$ $-2 \times 0,7 \text{ mm}$	3,52 mm

Tabelle 2

fungsanstieg ab der Durchlaßgrenze zu früh beginnt.

9.2. Oszillator-Tiefpaß

Diese Baugruppe folgt auf die Oszillatorschaltung und soll die Oszillatorfrequenz von 1,6 GHz noch gut passieren lassen. Aber sie soll verhindern, daß die Oberwellen (3,2 GHz, 4,8 GHz...) in die nachfolgende Mischerschaltung gelangen und dort zur Entstehung unerwünschter Mischprodukte führen.

Dazu lädt man das PUFF-File der vorhergehenden Schaltung, ändert im Feld F4 die Bezugfrequenz auf 1,65 GHz und erhält damit **Bild 54**.

Über die Bauteil-Liste F3, nach dem kurzzeitigen Löschen der Ausrufezeichen und der Eingabe des Gleichheitszeichens kommt man wieder zu den elektrischen Abmessungen der Streifenleitungsstücke. Außerdem kann man bei dieser Frequenz, etwa 1,7 GHz, tatsächlich wieder mit $\epsilon_r = 4,32$ rechnen.

Führt man anschließend erneut die "open-end-Korrektur" mit den Werten 0,7 mm bzw. 0,62 mm durch, ist man schon im Besitz der Daten für den Platinenentwurf (**Tabelle 2**).

Die 50 Ohm-Zuleitung benötigt wieder eine Breite von 2,86 mm.

Beim genauen Betrachten der Liste sieht man, daß die CAD-Leitungslängen, aufgrund

der niedrig gewählten Wellenwiderstände von 10 Ohm und einer daraus resultierenden Breite von 23,68 mm bei den "Kondensatoren" so exotisch kurz werden, daß die "open-end-Verkürzung" bereits die Größenordnung der Restlänge erreicht.

Das ist natürlich wegen der Streuung der Platinen-Werkstoffdaten sowie wegen der Gefahr der Unterätzung der Leiterbahnkanten wäh-

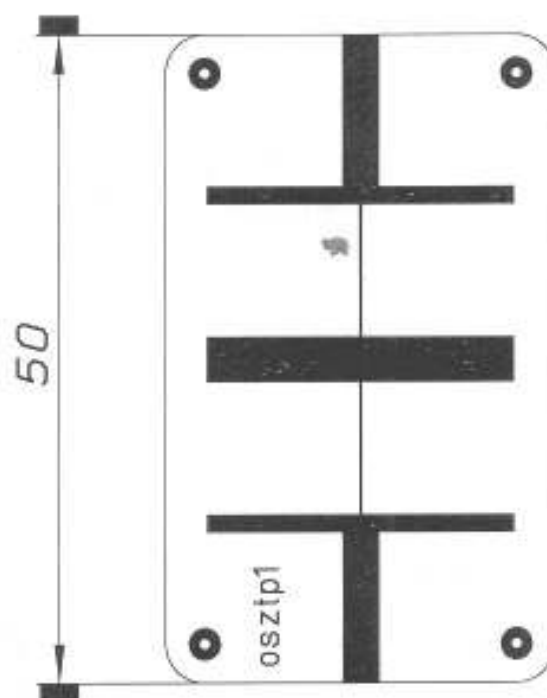


Bild 55: Layout des 1,7 GHz-Microstrip-Tiefpasses, 1. Version

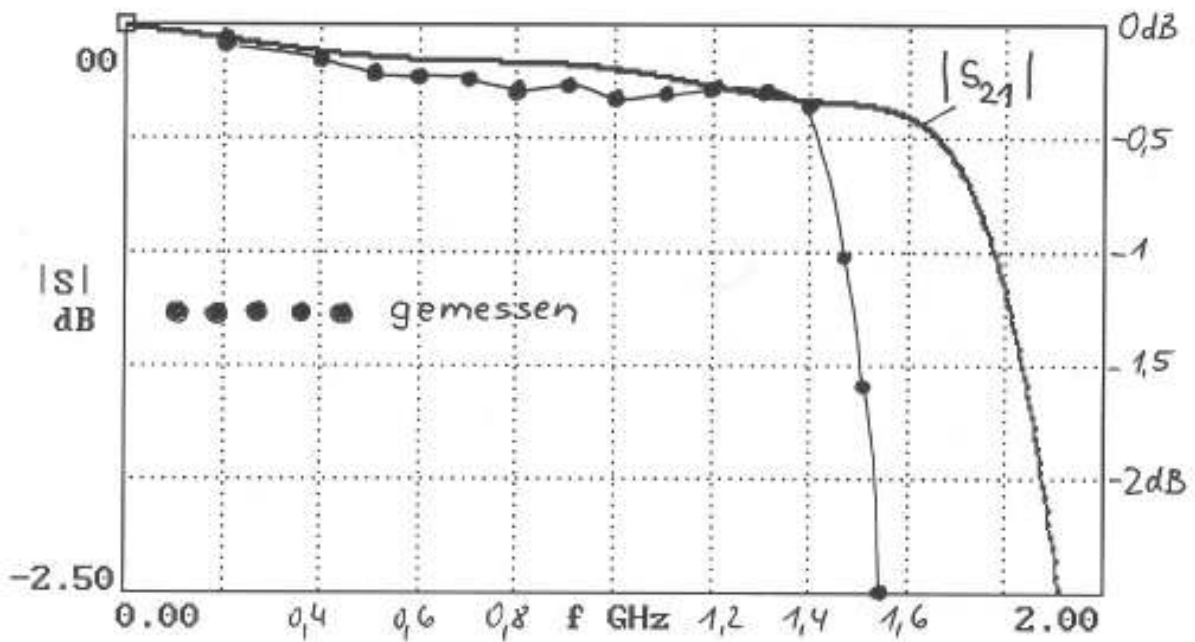


Bild 56: Durchgangsdämpfung $|S_{21}|$ im Frequenzbereich 0 bis 2 GHz für 1. Version des Tiefpasses

während der Platinenfertigung eine sehr knifflige Sache.

In Bild 55 ist der Platinenentwurf abgebildet, der schon einen etwas eigenartigen Anblick

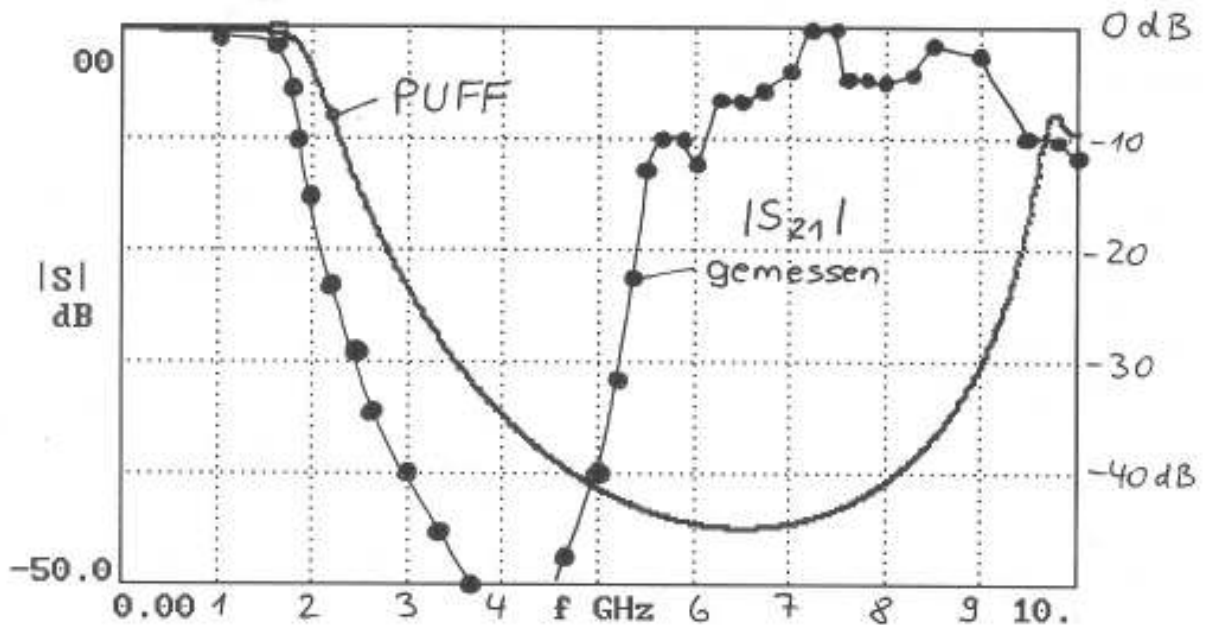


Bild 57: $|S_{21}|$ für Bereich 0 bis 10 GHz beim 1,7 GHz-Tiefpaß, 1. Version

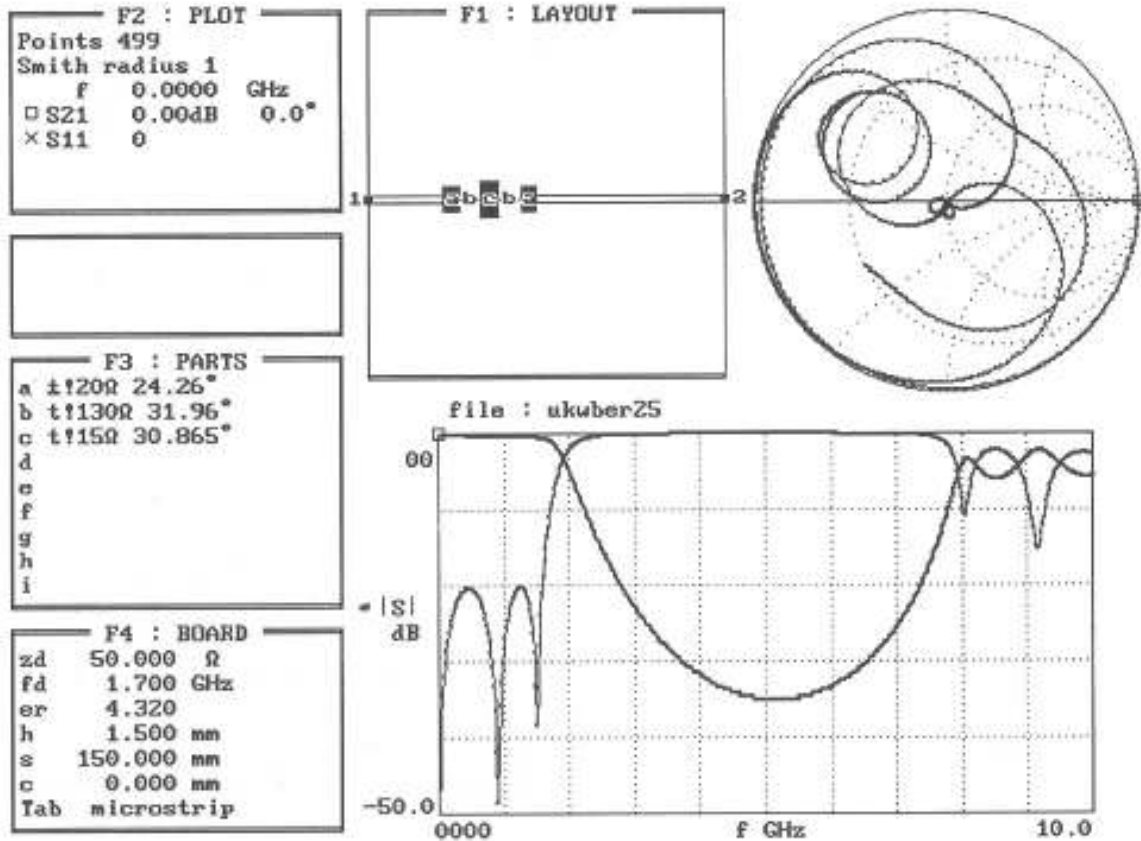


Bild 58: Simulation mit PUFF des 1,7 GHz-Microstrip-Tiefpasses, 2. Version

bietet, denn das Ganze ähnelt fast einer Yagi-Antenne.

Ähnlich unerfreulich sieht es bei den Meßergebnissen aus, denn während die gemessene Durchgangsdämpfung (siehe **Bild 56**) recht genau dem berechneten Wert entspricht, setzt der Übergang vom Durchlaß zum Sperrbereich deutlich zu früh ein. Wer das Diagramm genauer untersucht, liest daraus eine Abweichung von etwa 250 bis 300 MHz, also etwa 15 bis 20 %, gegenüber der Theorie ab - entschieden zu viel!

Die Messung bis 10 GHz (**Bild 57**) bestätigt den viel zu frühen Übergang noch deutlicher, dazu kommen ab ca. 5 GHz wieder die üblichen Effekte wie Hohlraumresonanz, Hohlleiterverhalten, Abstrahlungen von den Leiter-

bahnkanten usw., die vom hier verwendeten einfachen PUFF-Simulationsmodell nicht erfaßt werden.

Als wirklich positiv muß aber der deutlich steilere Anstieg der Sperrdämpfung ab der Durchlaßgrenze bewertet werden.

Leider bricht die Dämpfung ab 5 GHz komplett zusammen - hier kann wohl nicht mehr groß von "Sperrern" gesprochen werden.

Als Ausweg bietet sich eine Erhöhung der Wellenwiderstände bei den "Kondensator-Streifenleitungen" an, denn dadurch sinken die Leiterbahnbreiten und die Leitungen müssen somit verlängert werden.

Die Wellenwiderstände bei C_1 und C_3 verdoppelt man probeweise von 10 auf 20 Ohm,

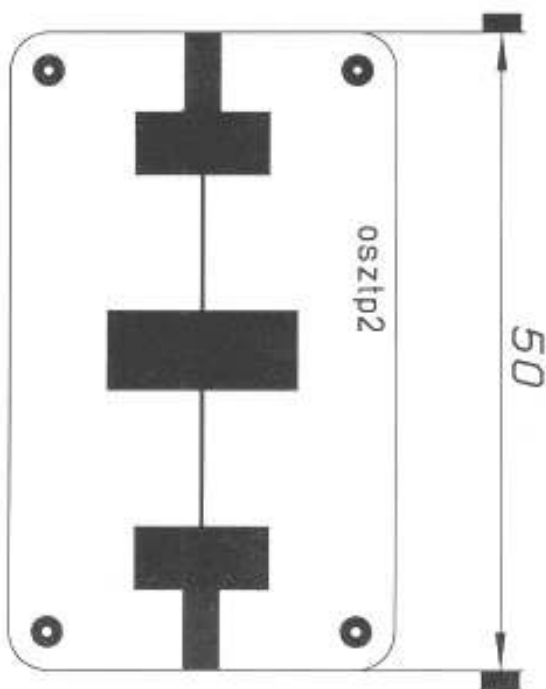


Bild 59: Layout des 1,7 GHz-Tiefpasses, 2. Version

während der Wellenwiderstand beim mittleren Kondensator nur von 10 Ohm auf 15 Ohm erhöht wird. Dessen Kapazität ist nämlich gegen C_1 und C_5 doppelt so groß und die Leiterlänge sollte so kurz wie möglich gehalten werden, um die "Streuresonanzen" im Rahmen zu halten.

Auch die dünnen Leitungen für die "Induktivitäten" werden verbreitert, indem man den Wellenwiderstand auf 125 Ohm senkt. Die bei der Platinenfertigung auftretenden Probleme bei so langen, hauchdünnen Leitungen bekommt man so etwas besser in den Griff.

Die Filterberechnung und Auslegung einschließlich Feinkorrektur mit PUFF läuft wieder exakt nach der oben beschriebenen Methode ab. Die Ergebnisse bzw. Bauteilwerte des "idealen" Tiefpasses zeigt Bild 58. Wie erwartet, geht die Dämpfung oberhalb von 5 GHz schnell zurück, weil durch die größeren Leiterlängen die Streuresonanzen begünstigt werden. Dafür wirkt das Layout, in Bild 59 zu sehen, nun etwas ausgeglichener.

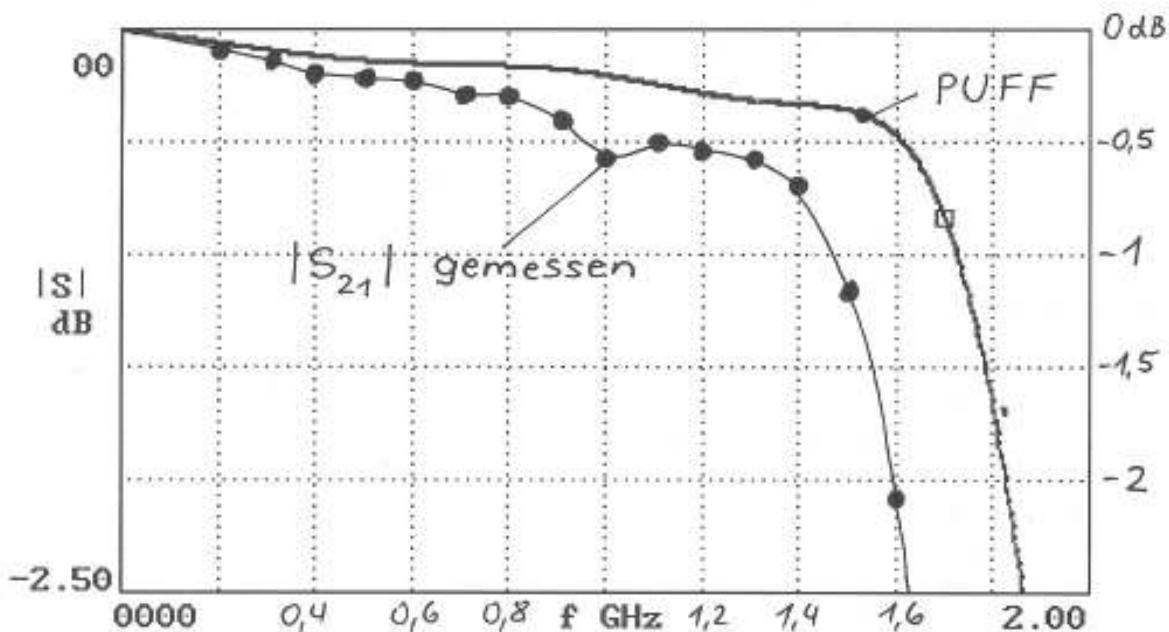


Bild 60: Gemessener Verlauf der Durchgangsdämpfung im Bereich 0 bis 2 GHz des 1,7 GHz-Tiefpasses, 2. Version

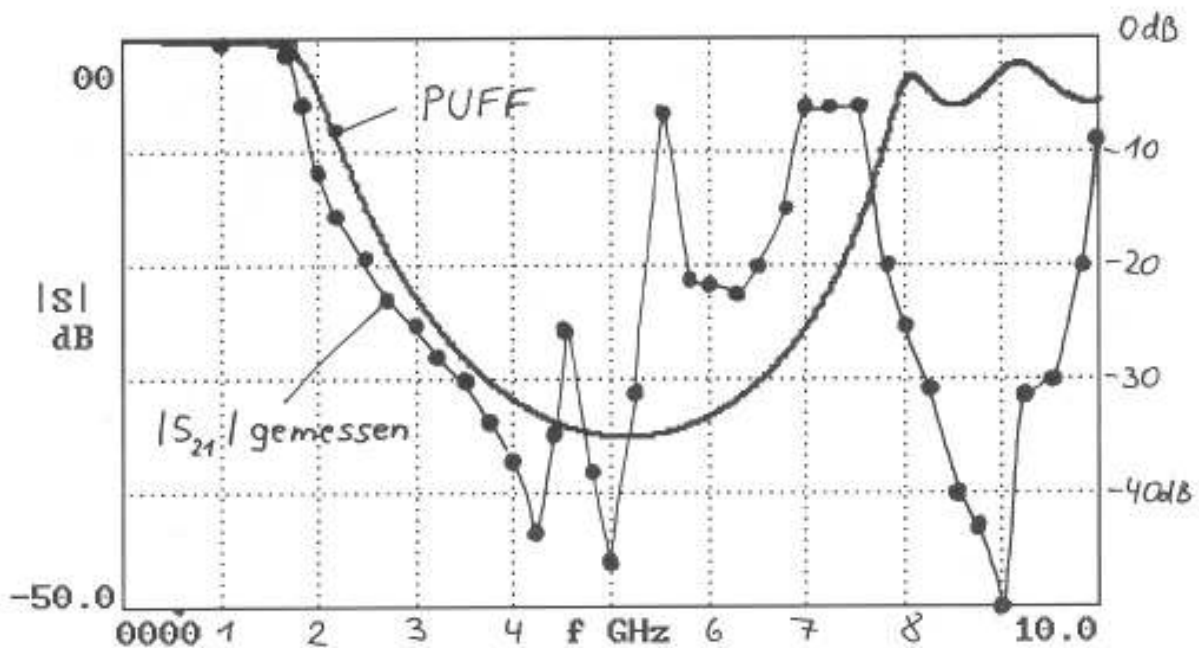


Bild 61: $|S_{21}|$ im Bereich 0 bis 10 GHz des 1,7 GHz-Tiefpasses, 2. Version

In den Diagrammen von **Bild 60** und **61** sind bei der Simulation die Verluste einbezogen, zusätzlich wurden die an der Platine gemessenen Werte eingetragen.

Das Ergebnis wirkt nun schon etwas sympathischer, denn die Abweichungen von der Simulation liegen, wenn man die etwas höhere Grunddämpfung durch den Einbau der Platine ins Gehäuse einschließlich des Überganges jeder SMA-Buchse auf die Platine abzieht, bei etwa 10 %.

Doch hier kann man mit folgender Methode schnell zum Ende kommen:

Man schätzt ab, um wieviel MHz der Anstieg zum Sperrbereich zu früh beginnt; bei der eben untersuchten Tiefpaßfilter-Platine sind es etwa 170 MHz.

Um diesen Betrag wird einfach die Grenzfrequenz in Feld F4 erhöht, man gibt dort also 1820 MHz ein.

Anschließend holt man sich über die Bauteilliste F3 und das Gleichheitszeichen die neu-

en, zugehörigen mechanischen Abmessungen der drei Streifenleitungen a bis c. Nach der "open-end-Verkürzung" der breiten Leitungen sowie der Verlängerung der "Induktivitäten" wird nochmals ein korrigiertes Layout erstellt und eine Platine gefertigt.

Die so gewonnenen Meßergebnisse zeigen die **Bilder 62** und **63**; die Übereinstimmung, allerdings wieder nur bis etwa 5 GHz, ist jetzt recht brauchbar.

9.3. Zusammenfassung der Erfahrungen und Entwurfsregeln bei Microstrip-Tiefpässen

1. Man geht vom Normtiefpaß aus, dimensioniert ihn auf die gewünschten Betriebswerte um und berechnet die Werte der erforderlichen Spulen bzw. Kondensatoren.
2. Kapazitäten werden durch sehr breite Streifenleitungen (Ausgangswert: Z etwa 20 Ohm), Induktivitäten durch sehr schmale Leitungen

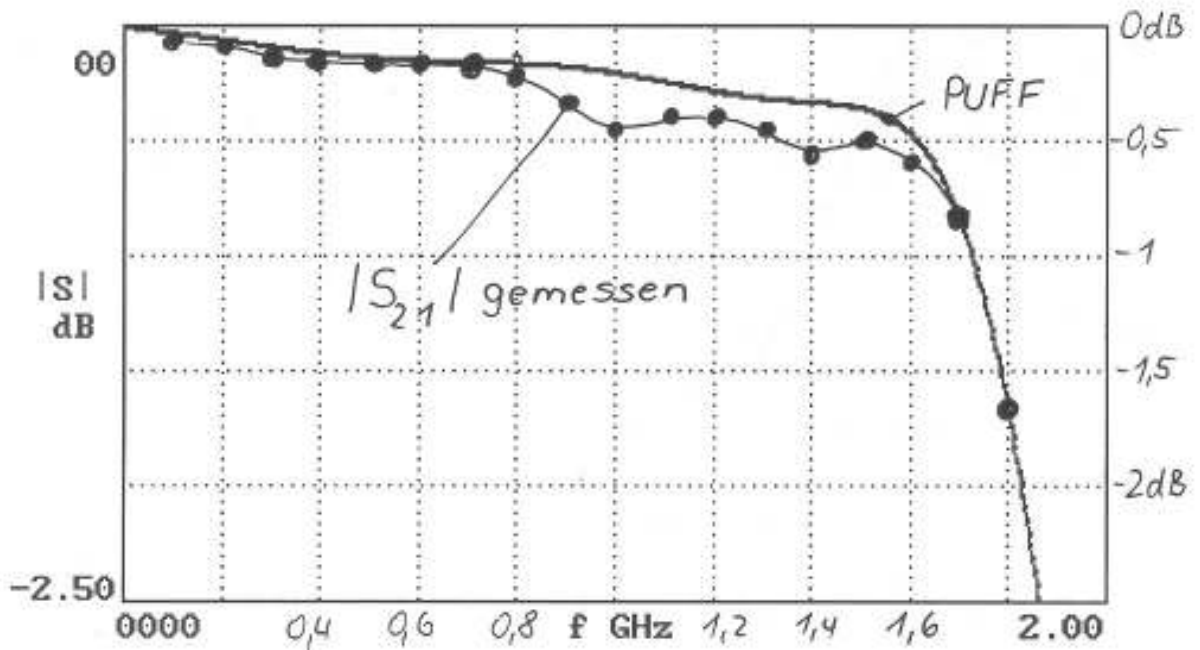


Bild 62: $|S_{21}|$ für 1,7 GHz-Tiefpaß, 3. Version, jedoch Design-Frequenz um 170 MHz erhöht

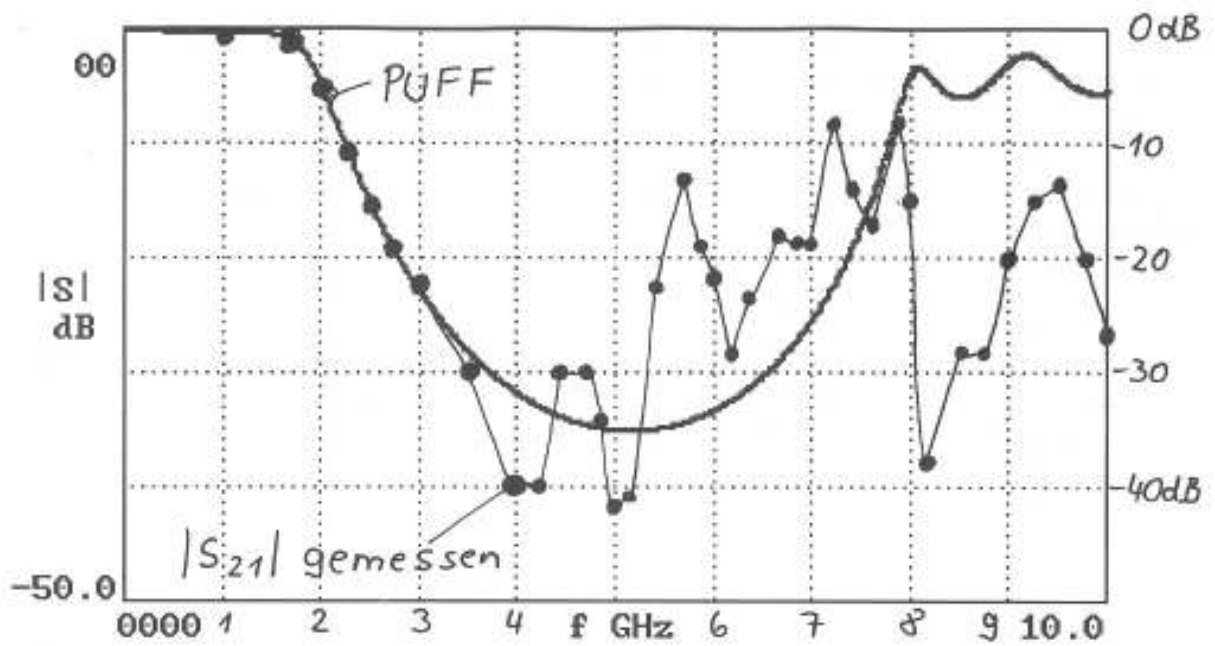


Bild 63: wie Bild 62, Bereich von 0 bis 10 GHz

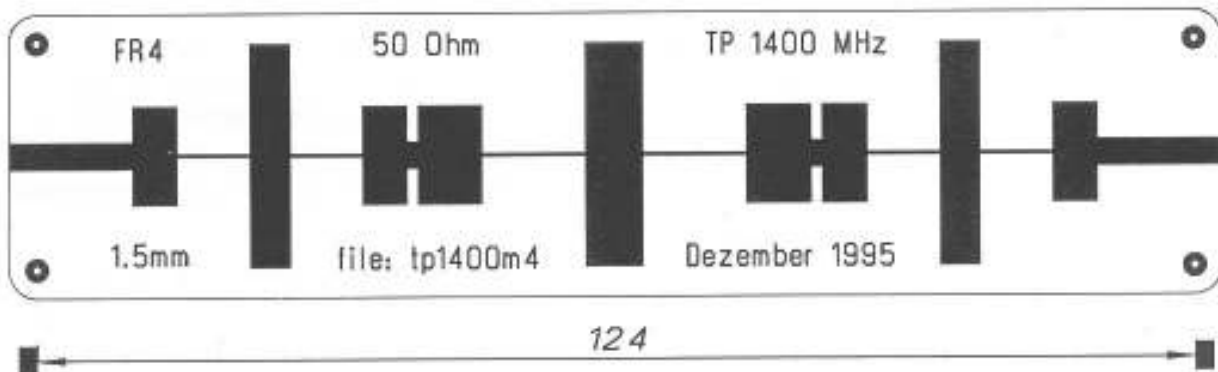


Bild 64: Erweiterter 23 cm-Tiefpaß mit verbesserter Sperrdämpfung

(Richtwert: Z möglichst höher als 100 Ohm) realisiert.

3. Die Leitungslängen sollten hierbei nicht über 10 % der Wellenlänge (entsprechend einer elektrischen Länge von 36 Grad) hinausgehen.

4. Bei der ersten PUFF-Simulation stellt man fast immer eine deutliche Abweichung der S-Parameter vom idealen Verlauf fest, die durch den kapazitiven Anteil der "Induktivitäts-Leitungen" zustande kommt. Durch vorsichtige Reduzierung der Leitungslängen bei den "Kapazitäten" unter dauernder "PUFF-Kontrolle" läßt sich dieser Fehler beheben.

5. Man sollte nach möglichst kurzen Leitungslängen bei den "Kondensatoren" streben, denn nur dadurch lassen sich die unvermeidlichen Einbrüche im Sperrbereich (also die Streuresonanzen) sehr weit nach oben schieben.

Die Grenze bei der Leitungsverbreiterung der Microstrips setzen jedoch nicht nur die Platinen- bzw. Gehäuseabmessungen. Mit abnehmender Leitungslänge und zunehmender Breite ergeben sich nämlich Strukturen, die von der Simulation mit PUFF nicht mehr korrekt erfaßt werden. Der Unterschied zwischen Theorie und Praxis übersteigt dann 20 %, außerdem bricht im Sperrbereich die Dämpfung u.U. bis auf Null zusammen.

Aus Erfahrung wird deshalb empfohlen, bei den "Kondensatorleitungen" das Verhältnis

zwischen Leiterbahnbreite und endgültiger Leiterbahnlänge auf der Platine kleiner als 8 bis 10 zu wählen.

6. Bei der Messung am fertigen Filter stellt man immer eine Verschiebung der tatsächlichen Grenzfrequenz zu tieferen Werten hin fest. Man sollte dann die Frequenzabweichung bestimmen und die Simulation mit einer um diesen Fehlbetrag erhöhten "design frequency" in Feld F4 wiederholen.

Nach Ermittlung der neuen Abmessungen, korrekt vorgenommener "open-end-Korrektur" und einer Neuerstellung von Layout und Platine ist man meist schon am Ziel.

7. Falls die Einbrüche im Sperrbereich (= die Streuresonanzen) stören, kombiniert man den gewünschten Tiefpaß an der linken und rechten Seite jeweils mit einem weiteren, zusätzlichen Tiefpaß. Diese Zusatzfilter erhalten so hoch liegende Grenzfrequenzen, daß ihre Sperrdämpfung dort zum Tragen kommt, wo der gewünschte Paß schon seine Einbrüche aufweist.

Wie eine solche Lösung in der Praxis aussehen kann, läßt sich anhand Bild 64, einem Tiefpaß für das 23-cm-Band veranschaulichen.

8. Allgemein gelten folgende Regeln für die Platinen- und Werkstoff-Auswahl im Mikrowellenbereich:



- Je höher die Entwurfs- und Betriebsfrequenzen sind, desto dünner muß das Leiterplattenmaterial gewählt werden, um die Energieabstrahlung an den Leiterbahnkanten nicht zu fördern.

Material mit einer Dicke über 1 mm wird im Normalfall nur im Bereich unter 2 GHz benützt, auch das FR4-Material sollte nur bis zu dieser Grenze eingesetzt werden. Bis zu dieser Frequenz hat es auch Sinn, eine Kupfereauflage mit 35 µm Dicke zu wählen. Bei weiter steigender Frequenz sorgt nämlich der Skineneffekt dafür, daß die Kupferschicht ohne Bedenken dünner gewählt werden kann.

- Platinen aus reinem Teflonmaterial sind entsetzlich unpraktisch zu handhaben. Die Vorteile der extrem kleinen Verluste bis über 10 GHz bezahlt man mit mangelhaften mechanischen Eigenschaften. Nicht nur die Löcher zu bohren, erfordert viel Geschick, weil der Bohrer keinerlei Widerstand findet; hinzu kommt die Tatsache, daß sich die Platine schon durch ihr Eigengewicht verbiegt.

- Die Befestigung im Gehäuse ist nur über Verlöten mit der durchgehenden Masse-Un-

terseite möglich oder durch Verwendung von stark silberhaltigem, sehr teurem Epoxy-Leitkleber. Die Durchkontaktierung der Masseverbindungen bereitet genauso viele Probleme; da muß erst mit Flußsäure angeätzt werden.

- Die Weiterentwicklungen (z. B. Teflon oder Keramikpulver mit Glasfasergewebe) sind etwas gutmütiger und mechanisch stabiler; inzwischen gibt es einige Neuentwicklungen, z.B. von ROGERS, dem "RT-Duroid-Erfinder", die wirklich enormen Fortschritt bedeuten.

Man verwendet nun hochvernetzte Kohlenwasserstoffe als mechanische Stabilisatoren im Trägermaterial und erreicht bei gleicher oder besserer Güte gegenüber RT-Duroid so hohe Festigkeit, daß solche Platinen genau wie FR4 - Material (also das Epoxid - Glasfasergewebe) gesägt, gebohrt, durchkontaktiert und verschraubt werden können.

Wird fortgesetzt.

Anzeige

M²-ANTENNEN

Qualität bis ins Detail



2M12	12-Element-Yagi	(13.0 dBd; 595 cm)	#00868	313,-
2M5WL	17-Element-Langyagi	(14.8 dBd; 1006 cm)	#00869	432,-
2M18XXX	18-Element-Langyagi	(15.3 dBd; 1106 cm)	#00870	555,-
2M8WL	24-Element-Super-Langyagi	(16.7 dBd; 1608 cm)	#00872	737,-
2MCP14	2 x 7-Element-Kreuzyagi	(10.3 dBd; 319 cm)	#00875	404,-
2MCP22	2 x 11-Element-Kreuzyagi	(12.5 dBd; 566 cm)	#00876	527,-
436 CP30	2 x 15-Element-Kreuzyagi	(15.5 dBd; 298 cm)	#00885	555,-
432-9 WLA	20-Element-Langyagi	(17.3 dBd; 640 cm)	#00886	362,-
432-13 WLA	38-Element-Super-Langyagi	(18.6 dBd; 935 cm)	#00887	555,-
Neu: 436 CP42	2 x 21-Element		#00888	a. A.

N-Anschluß und Hochleistungsbalun

Runder Alu-Boom, Alu-Vollelemente, isolierte, unverlierbare Elementbefestigung

Lieferbar als Kreuzyagi- und Langyagi-Antennen für 2m/70cm (23cm).



UKW Berichte
Telecommunications

Terry Bittan · Inh. Eberhard L. Smolka
Postfach 80 · D-91081 Baiersdorf
Telefon (0 91 33) 77 98-0
Telefax (0 91 33) 77 98-33