



Gunthard Kraus, DG 8 GB

Praxisprojekt: Streifenleitungs-Tiefpässe für verschiedene Frequenzbereiche

Teil 2, Fortsetzung aus Heft 3/2004

3.5. Ein 110 MHz-Tiefpass mit Filtergrad $n = 7$

Wenn etwas zu gut funktioniert, wird man übermütig. Und so musste das nächste Projekt ein 110 MHz-Tiefpass mit deutlich steilerem Übergang vom Durchlass- in den Sperrbereich sein. Speziell zur Unterdrückung von Klirrfaktoren bei Generatoren oder zur Verbesserung der Spiegelfrequenz-Unterdrückung bei Empfängern ist eine solche Eigenschaft sehr nützlich. Allerdings soll sich die Welligkeit im Durchlassbereich durch diese Maßnahme nicht vergrößern und das maximale Ripple weiterhin den Wert von 0,1 dB nicht überschreiten. Schön wäre es auch, wenn die Einbrüche der Dämpfung im Sperrbereich oberhalb von 1 GHz vermindert oder beseitigt werden könnten.

Zunächst kommt natürlich wieder das Filterprogramm zum Einsatz. Für die Grundschaltung mit dem Filtergrad $n = 7$ sind 3 Induktivitäten und 4 Kondensatoren erforderlich, was noch gut in dem „Aluminium-Normgehäuse“ unterzubringen ist. Das Berechnungsergebnis von „fids“ zeigt **Bild 23** und

es ist nicht zu vermeiden, eine neue Platine zu entwerfen (**Bild 24**). (Auf ein Foto des fertigen Filters wurde verzichtet, da ja nur eine Spule und ein SMD-Kondensator an die bisherige „Kette“ angehängt wurden).

Also wird auch die Simulationsvorgabe um alle neuen Bauteile: eine Spule, einen Kondensator, zwei 50 Ohm-Streifenleitungsstücke mit je 4 mm Länge und zwei weitere Open-End-Extensions ergänzt. In **Bild 25** sind diese „Startbedingungen“ für die Arbeit mit PUFF gut zu erkennen.

Etwas unangenehm ist die Tatsache, dass die erforderlichen Induktivitäten doch deutlich vom üblichen Festwert mit 100 nH abweichen. Die naive Verwendung solcher 100 nH-Spulen führt - das zeigt eine kurze Simulation - sofort zu einer Welligkeit von mehr als 0,5 dB im Durchlassbereich (Die Ansprüche an die Genauigkeit der Bauteile steigen eben mit dem Filtergrad; bitte selbst ausprobieren!). Also fiel die Wahl auf die ebenfalls bei NEOSID erhältlichen abgleichbaren Filterbausätze mit Kappenkernen für Frequenzen bis 200 MHz. Ihre Grundfläche beträgt 7,5

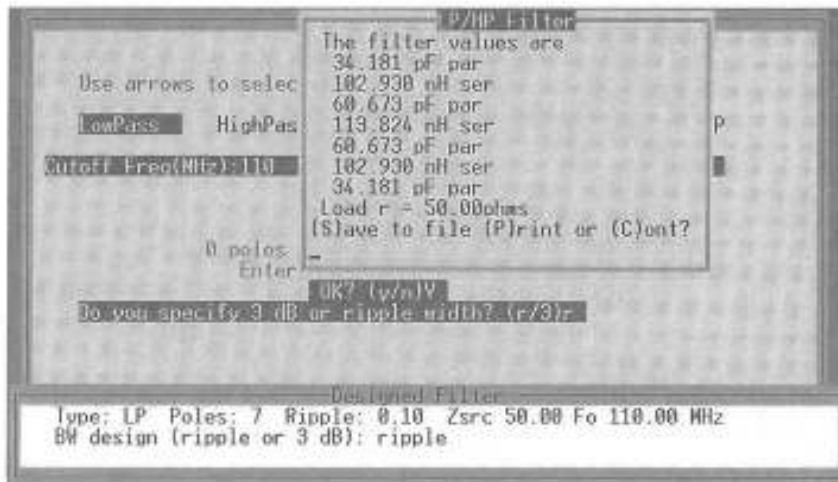


Bild 23:
Filterberechnung
mit „fds“ ist immer
ein Vergnügen!

mm x 7,5 mm und die Gehäusehöhe 10 mm. Damit können sie stehend oder liegend in das Alu-Gehäuse eingebaut werden. Ein weiterer Vorteil sind die sehr kleinen Wickelkörper, die auf eine deutlich höhere Eigenresonanzfrequenz gegenüber den recht wohlbeleibten Helixspulen aus dem vorigen Entwurf hoffen lassen.

Mit einer dem Datenblatt entnommenen Spulengüte von $Q = 100$ (was einem Reihenwiderstand von ca. $0,7 \Omega$ bei 100 MHz entspricht) liefert die Simulation mit PUFF nach einer leichten Korrektur der Werte - bitte

die Bauteil-Liste F3 mit der Simulationsvorgabe nach Bild 25 vergleichen! - einen Dämpfungsverlauf nach Bild 26 im Durchlassbereich. Die bei höheren Frequenzen ansteigende Grunddämpfung, durch die höhere Zahl an Bauteilen, gegenüber dem Tiefpass fünften Grades ist gut zu erkennen. Aber richtig interessant wird es bei einer auf 0 bis -50 dB gedehnten Anzeige (Bild 27), denn im Vergleich mit Bild 6 aus Teil 1 erkennt man beim neuen Entwurf deutlich die höhere Anzahl der Pole bei S11 im Durchlassbereich und im Sperrbereich den viel steileren Dämpfungsanstieg von S21. Immerhin beträgt der Dämpfungszuwachs satte 20 dB bei 200 MHz!

Nach dem etwas aufwendigen Musteraufbau mit Spulenwickeln wurde es natürlich spannend, ob sich der Prototyp so verhalten würde, wie man es auf Grund der Simulation erwarten könnte. Das Endergebnis, nach etlichen Abgleichversuchen und manchem Stirnrunzeln zeigt Bild 28. Es gab nämlich nur die Wahl zwischen folgenden drei Möglichkeiten:

Entweder stimmte das Ripple bei tiefen Frequenzen, dann war es aber im oberen Bereich zu groß...

ODER
es stimmte bei hohen Frequenzen, aber

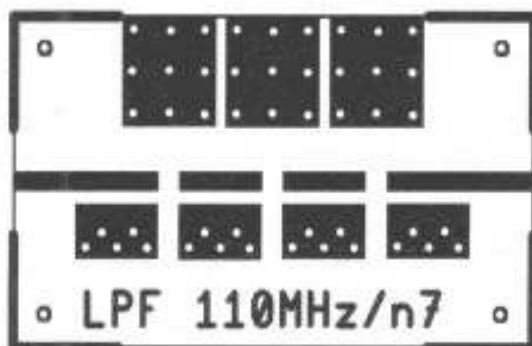
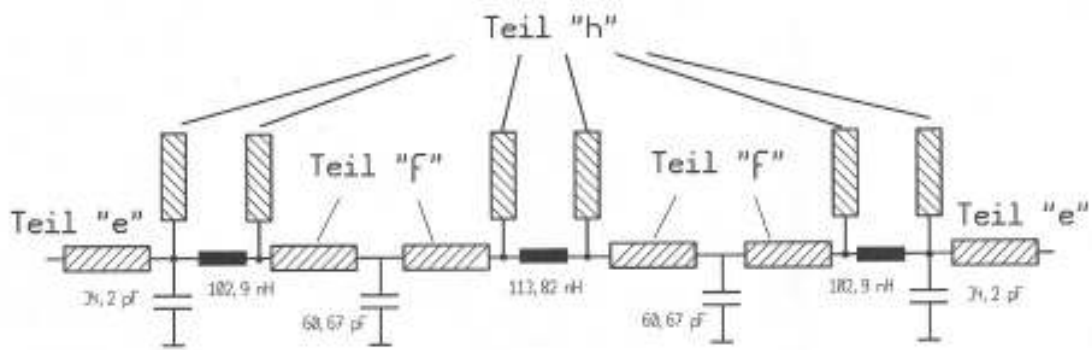


Bild 24: Klar und übersichtlich: eine in der Platinenmitte verlaufende 50Ω -Streifenleitung mit seitlichen Masseinseln



Teil "e": Microstrip 50 Ohm / 14 mm Länge (Breite = 1,83 mm)
 Teil "f": Microstrip 50 Ohm / 4 mm Länge (Breite = 1,83 mm)
 Teil "h": Oneport "fr-50.s1p" (= Open End Extension für Microstrip 50 Ohm)

Bild 25: PUFF-Start: Simulationsschaltbild für 110 MHz-Tiefpass mit n=7; hier werden alle beteiligten Effekte erfasst

dann war es aber bei tiefen Frequenzen zu groß

ODER
 das Ripple war überall gleich groß, über-

schrift aber deutlich die vorgesehenen Berechnungsgrenzen.

Wo lag der Fehler? Auch ein nochmaliges Auslöten aller eingesetzten Kondensatoren

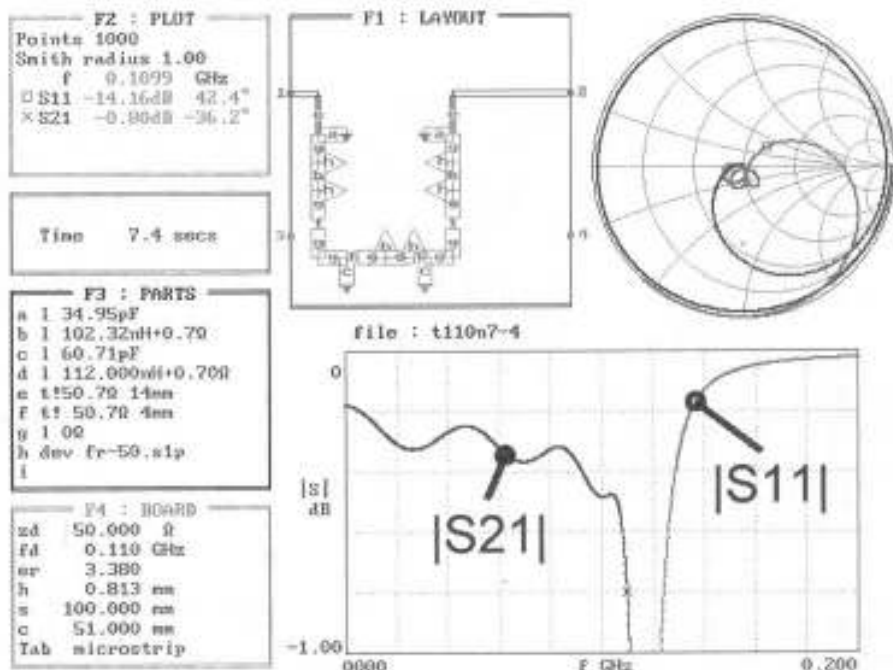


Bild 26: Das ist der Stand der Dinge nach der Optimierung. Ripple und Grenzfrequenz stimmen wieder, dazu kommt die unvermeidliche Grunddämpfung

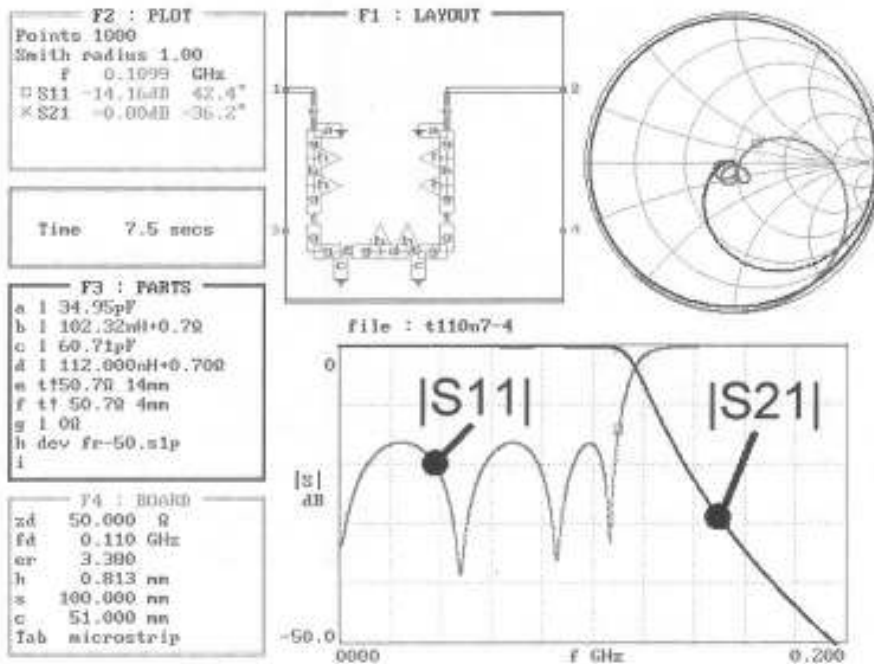


Bild 27: Bitte genau hinsehen: durch die höhere Zahl der Pole erhält man einen deutlich steileren Anstieg der Sperrdämpfung. Alle Maxima von S11 wurden im Durchlassbereich wieder auf -16 dB gebracht

und eine Kontrollmessung der Kapazitäten zeigte keine Fehler beim Bestücken.

Nun, irgendwann findet man ja alles heraus, aber darauf zu kommen, war nicht sehr einfach:

Die Permeabilität der verwendeten Abgleich- und Kappenkerne ist etwas frequenzabhängig und nimmt mit steigender Frequenz ab. Folglich stimmt entweder die Induktivität bei 80 bis 100 MHz, ist dann aber bei tiefen Frequenzen zu hoch. Oder man gleicht neu

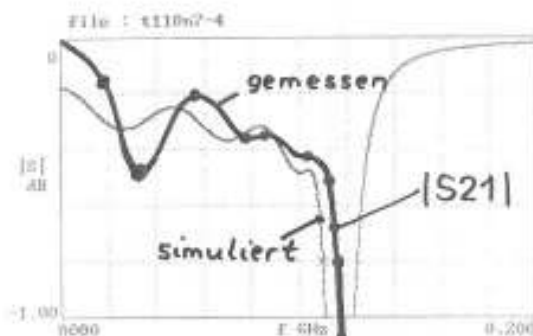


Bild 28: Die Stunde der Wahrheit – das Ergebnis ist durchaus erfreulich. Zum unterschiedlich großen Ripple: Siehe Text

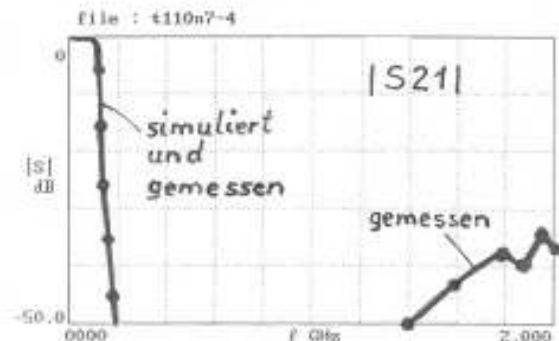


Bild 29: Auch mit dem gemessenen Verlauf der Sperrdämpfung kann man zufrieden sein

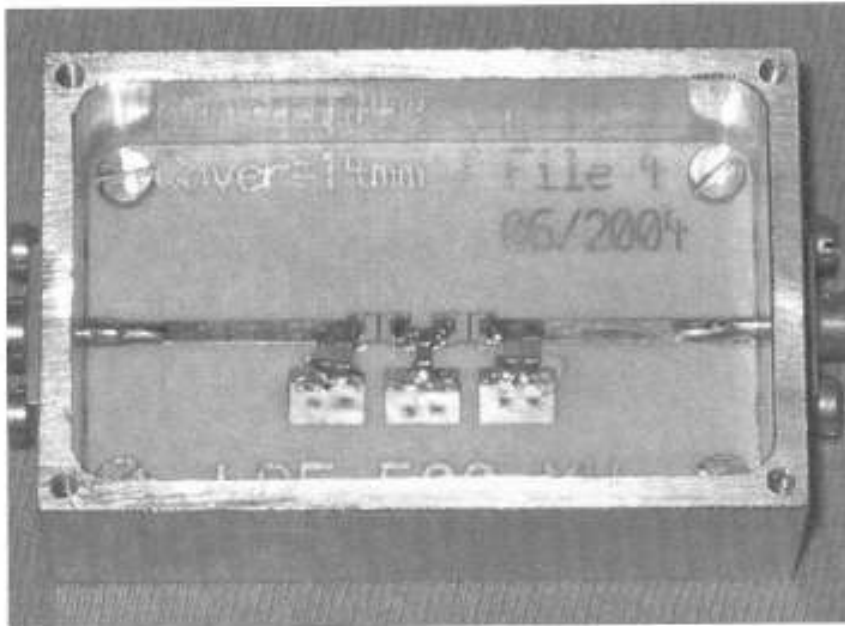


Bild 30:
Ganz klitzeklein:
500 MHz-Tiefpass
(Version 1) nur mit
SMD-Bauteilen

ab, dann stimmt sie zwar bei tiefen Frequenzen, ist aber bei 100 MHz zu klein. Und ein so empfindliches kleines Filter reagiert auf diese relativ geringen Abweichungen sofort. Hin-

terher ist das ganz logisch, aber man muss den Fehler eben erst finden!

Dafür war die Sache mit der verbesserten Sperrdämpfung eine angenehme Überras-

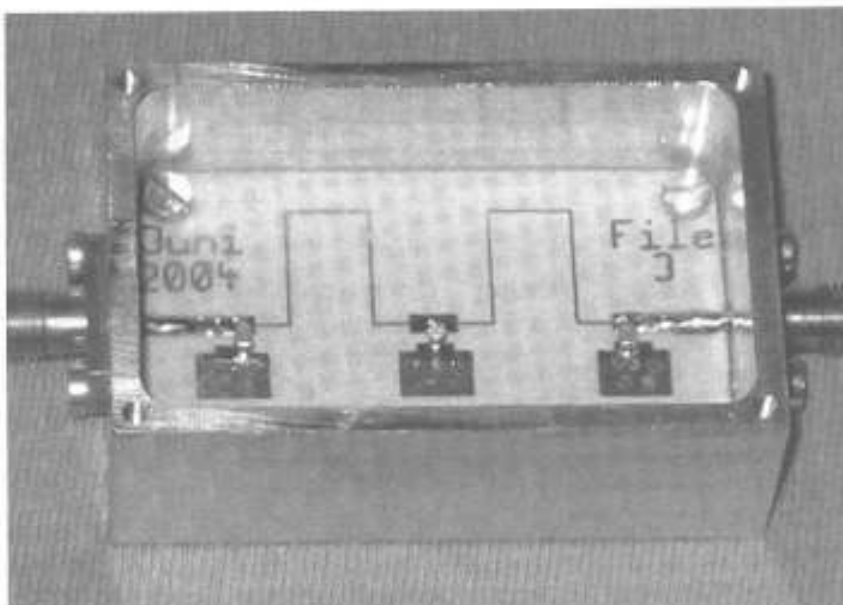


Bild 31:
Eine interessante
Kombination:
SMD-Kondensatoren
und gedruckte
Spulen (Version 2)

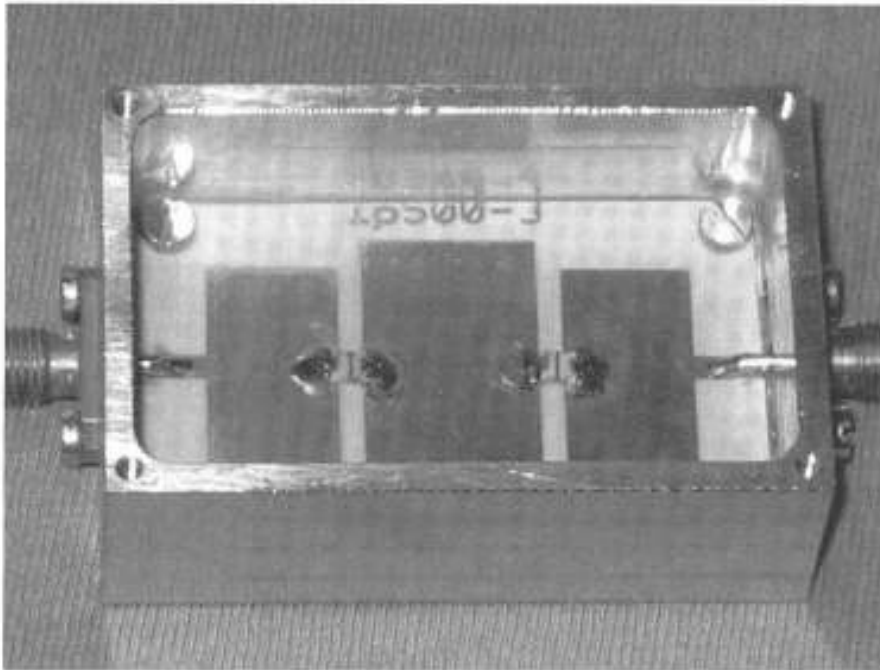


Bild 32:
Eine ganz andere
Variante: SMD-
Drosselspulen
und gedruckte
Kondensatoren
(Version 3)

schung. **Bild 29** zeigt, dass die deutlich kleineren Spulen doch viel weniger Eigenkapazität aufweisen und so kommt der Ärger erst oberhalb von ca. 1,8 GHz. Für einen 110 MHz-Tiefpass ist das recht zufriedenstellend!

4. Tiefpässe für eine Grenzfrequenz von 500 MHz

Da sind zunächst einige Vorbemerkungen nötig:

Irgendwie ist 500 MHz eine unbequeme Frequenz für den Filterbau. Reine Streifenleitungs-Filter sind faszinierend, weil nach abgeschlossener Entwicklungsarbeit der Nachbau und die Reproduktionsgenauigkeit kein Problem darstellen. Allerdings werden bei 500 MHz die Abmessungen für entsprechende Streifenleitungen noch recht groß, während diskrete Bauelemente bereits langsam an ihre Grenzen stoßen. Die Kondensa-

toren lassen sich zwar noch gut in SMD-Technik kombinieren, aber die nötigen Kapazitätswerte sinken und die Wertesprünge der Normreihe sind schon unangenehm. Bei den Induktivitäten ist es ähnlich: SMD-Festinduktivitäten weisen unangenehme Toleranzwerte bzw. sinkende Güten auf und sind nicht mehr exakt in den Werten erhältlich, die die Simulation fordert. Und mit abgleichbaren Ausführungen sieht es recht schlecht aus.

Um hier ein Gespür für das Mögliche zu bekommen, wurden mehrere unterschiedliche Kombinationen untersucht und das Für und Wider einer jeden Lösung abgeschätzt:

Version 1, die sowohl bei den Induktivitäten wie auch bei den Kapazitäten SMD-Bauteile benutzt zeigt **Bild 30**.

Version 2 kombiniert SMD-Kondensatoren mit gedruckten Streifenleitungs-Induktivitäten (**Bild 31**).

Version 3: Gedruckte Streifenleitungs-Kondensatoren in Verbindung mit SMD-Induktivitäten werden in **Bild 32** verwendet.

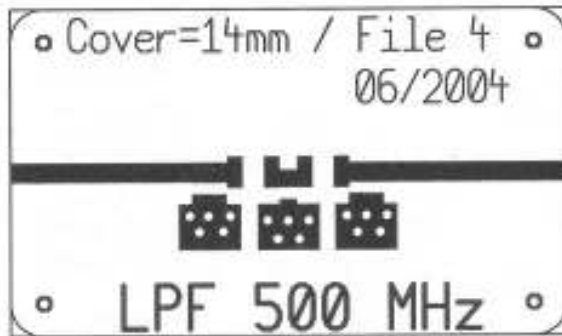


Bild 33: Bei einer reinen SMD-Version für 500 MHz müssen die Leitungslängen nochmals so weit wie möglich gekürzt werden

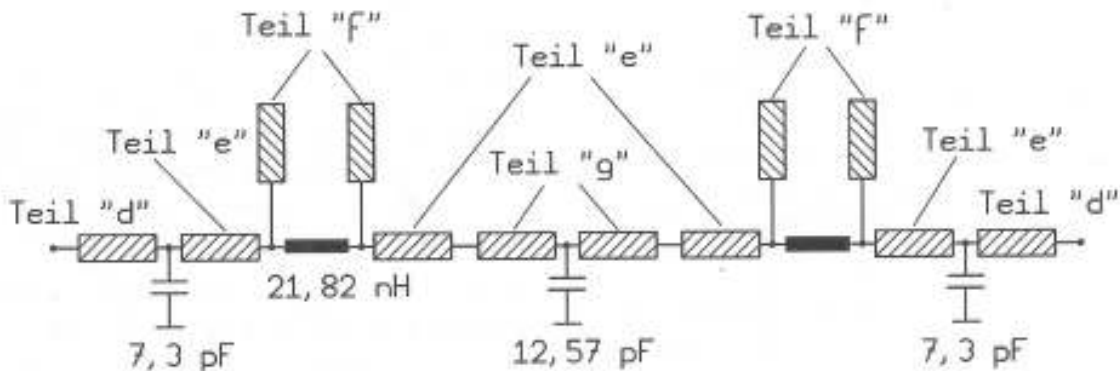
C1 = C3 = 7,3 pF
 C2 = 12,57 pF
 L1 = L2 = 21,82 nH

Natürlich geht es nicht ohne ein neues Platinenlayout, da bei den höheren Frequenzen die Verbindungs-Streifenleitungen zwischen den einzelnen Bauteilen so kurz wie möglich gehalten und genau passende SMD-Footprints (Lötflächen) vorgesehen werden müssen (**Bild 33**). Das zugehörige, auf PUFF zugeschnittene Simulationsschaltbild zeigt **Bild 34**. Hierbei werden die „Open-End-Extension“ für die Footprints der SMD-Spulen wieder mit der Studentenversion von APLAC als S1P-File („fr-2p83.s1p“) erzeugt und einfach in den aktuellen PUFF-Ordner hinüberkopiert. (Das genaue Vorgehen ist in Kapitel 3.2 / Seite 134 von Teil 1 dieses Artikels in Heft 4/2003 beschrieben).

4.1. Tiefpass 500 MHz mit n = 5 / Version 1 mit SMD-Bauteilen

Am Anfang steht wieder die Ermittlung der Bauteilwerte mit dem Filterprogramm „fds“, wobei die Filterdaten bis auf die Grenzfrequenz unverändert bleiben:

Die neue Leiterbreite von 2,83 mm gehört natürlich zum Spulen-Footprint auf der Platine und kann bei APLAC direkt in die Attribute der offenen Streifenleitung eingetragen werden (Bauteil „Mloc1“). Bei PUFF geht das so nicht und deshalb wurde dort zuerst der zu dieser



- Teil "d": Microstrip 50 Ohm / 19 mm Länge (Breite = 1,83 mm)
- Teil "e": SMD-Pod als Microstrip 38,4 Ohm / 1,5mm Länge (Breite = 2,83 mm)
- Teil "f": Open End Extension für SMD-Pod (Oneport "fr-2p83.s1p")
- Teil "g": Microstrip 50 Ohm / 1mm Länge (Breite = 1,83 mm)

Bild 34: Die PUFF-Simulationsvorgabe wird für den 500 MHz-Tiefpass, Version 1 in SMD-Ausführung langsam aufwendiger

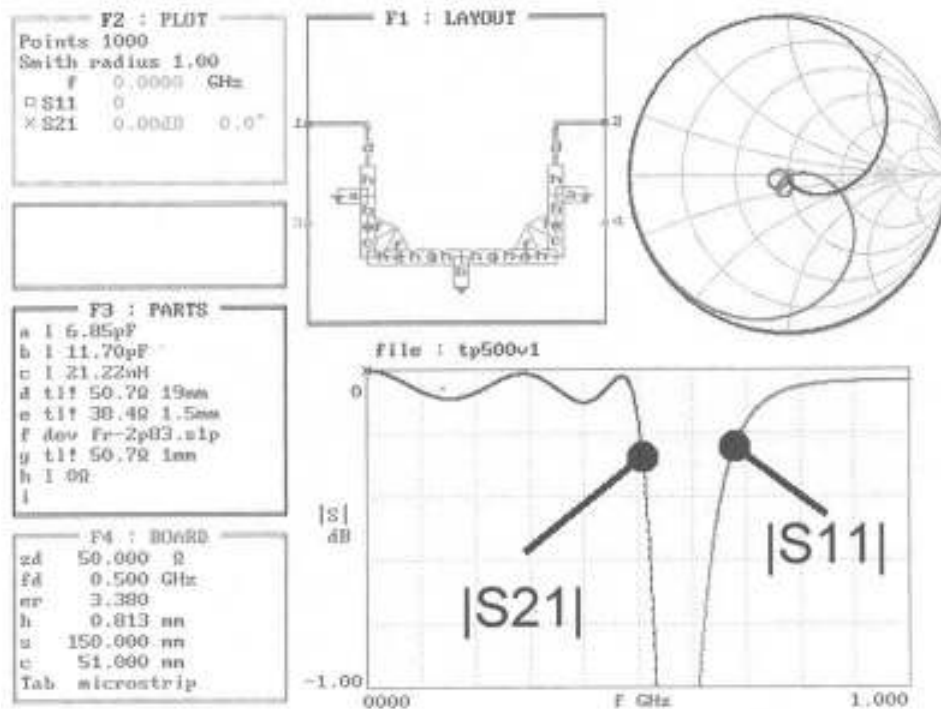


Bild 35:
Da gibt es
nicht viel zu
kritisieren:
erfolgreiche
Optimierung
der Schal-
tung, aller-
dings noch
mit
idealen
Spulen

Breite gehörende Leitungswellenwiderstand des SMD-Spulen-Footprints zu 38,4 Ω bestimmt. Eigentlich hätte nun noch zur Vervollständigung der Schaltung vier Mal der Leitungs-Übergang von 50 Ω nach 38,4 Ω berücksichtigt werden müssen. Die beiden Leiterbreiten liegen jedoch nicht so weit auseinander, dass bei diesen recht tiefen Frequenzen ein vollkommen falsches Ergebnis durch diese Vernachlässigung zu erwarten wäre - aber oberhalb von 1 GHz geht so etwas nicht mehr!

Eine probeweise Vergleichssimulation mit einer APLAC-Vollversion und allen beteiligten Effekten zeigte dann auch, dass dieser Einfluss nicht mehr allzu gravierend auf das Ergebnis ist und deshalb auf eine Einbindung bei der Simulation verzichtet werden darf.

Allerdings bekommt man plötzlich von PUFF beim ersten Start die Fehlermeldung, dass für eine so große Schaltung mit so vielen Zusatzdateien der zugeteilte Speicher zu klein sei. Da bleibt nur eines übrig:

Man klickt mit der rechten Maustaste auf das PUFF-Symbol des Windows-Bildschirms und ruft dann „Speicher“ auf der Karteikarte „Eigenschaften“ auf.

Erst wenn alle Speichervorgaben auf den höchsten zulässigen Wert (meist: 16 384 Kilo-byte) geschaltet werden, ist dieser Effekt mit Sicherheit beseitigt. Allerdings erkaufte man sich diese Sicherheit mit einer längeren Ladezeit des Programms beim Start und bisweilen auch mit längerer Simulationszeit.

Ist diese Hürde genommen, geht es an die Optimierung. Alle Einflüsse der Footprints, der Verbindungsleitungen und der Open-End-Extensions müssen durch Variation der einzulötenden Kondensatoren und Spulen korrigiert werden. Vergleicht man die Bauteil-Liste F3 des Endergebnisses nach **Bild 35** mit dem Ausgangspunkt von Bild 34, sieht man deutlich den Unterschied.

Sehr spannend wird natürlich die Messung am fertig aufgebauten Prototyp. In **Bild 36** ist das Ergebnis für den Durchlassbereich zu

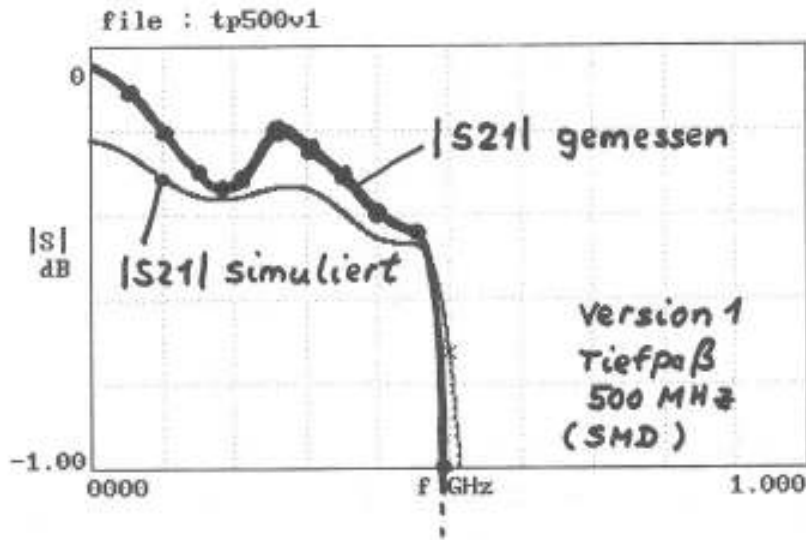


Bild 36:
Auch in der Wirklichkeit bleibt das Ergebnis im Durchlassbereich durchaus erfreulich

sehen, wobei die „Sollkurve“ zu einem Reihenwiderstand von $1,3 \Omega$ (entsprechend einer Güte von 50 bei 500 MHz) bei der Spule gehört. Deutlich sieht man, dass die Schaltung sehr empfindlich darauf reagiert, dass zwei SMD-Spulen einen Normwert von 22 nH, statt des Simulationswertes von 21,2 nH aufweisen - die Grenzfrequenz ist doch um einige Prozent nach unten gerutscht und die

Tschebyschef-Wellen sind größer geworden. Absehen vom S21-Verlauf bei ganz tiefen Frequenzen (dort ist ein kleinerer Spulenverlustwiderstand wirksam, aber das bekommt man nur mit viel Aufwand in eine Simulation rein...), ist die Übereinstimmung zwischen Theorie und Praxis doch beruhigend.

Zum Abschluss wurde der Anzeigebereich auf 0 bis -50 dB vergrößert, um sowohl den

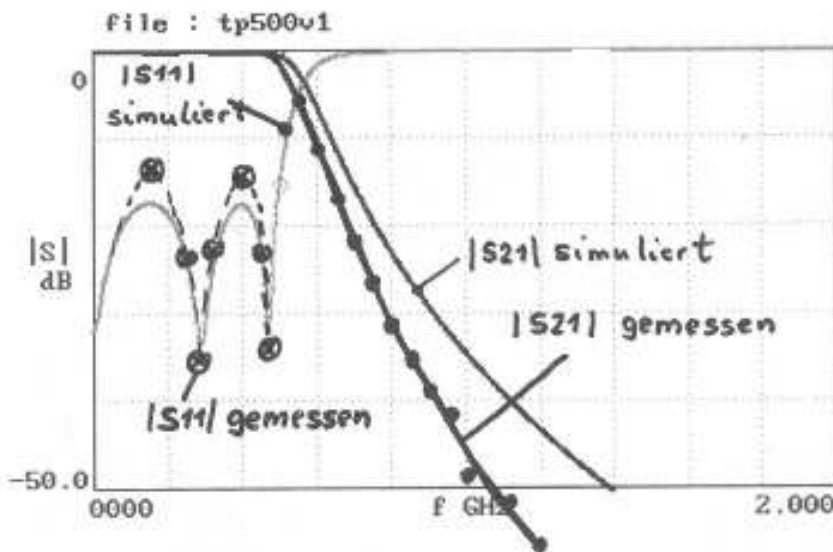
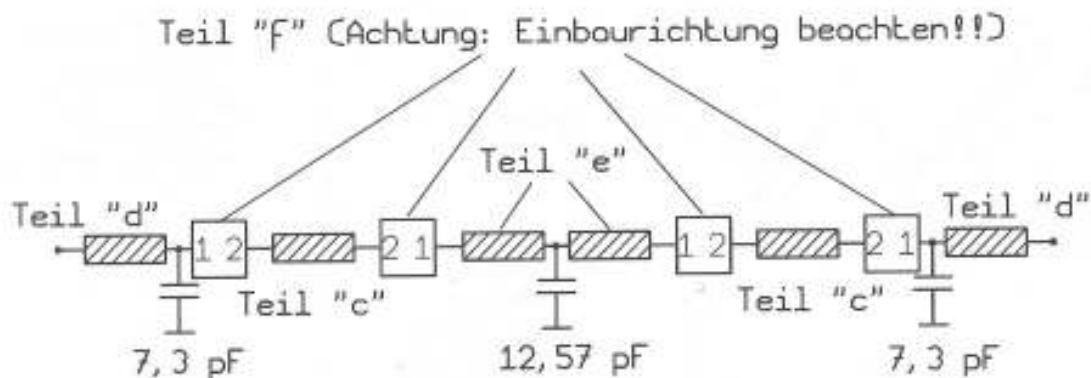


Bild 37:
Der Sperrbereich von Version 1 weist einen steileren Anstieg der Dämpfung auf (= bedingt durch das größere Ripple im Durchlassbereich)



- Teil "c": Microstrip 120 Ohm / 32,7 mm Länge (Breite = 0,25 mm)
 Teil "d": Microstrip 50 Ohm / 10 mm Länge (Breite = 1,83 mm)
 Teil "e": Microstrip 50 Ohm / 2 mm Länge (Breite = 1,83 mm)
 Teil "f": Twoport "st50-120.s2p" (= Step zwischen den Leitungen mit den Breiten 0,25 mm und 1,83 mm)

Bild 38: Bei der Version 2 des 500 MHz-Tiefpasses wirkt das PUFF-Simulationsschaltbild nicht ganz so aufwendig

S11-Verlauf im Durchlassbereich wie auch das Sperrverhalten bis 2 GHz darstellen zu können (**Bild 37**). Sehr schön ist zu erkennen, dass das größere Ripple im Durchlassbereich direkt mit einem schlechteren S11-Wert, also größerer Reflexion, zusammen-

hängt. Andererseits bringt dieses größere Ripple wiederum einen steileren Dämpfungsanstieg im Sperrbereich. Man muss also klar definieren, welches Ergebnis man erreichen möchte; das Ergebnis wurde hier erst einmal akzeptiert. Ein kurzer Test bei 4 GHz

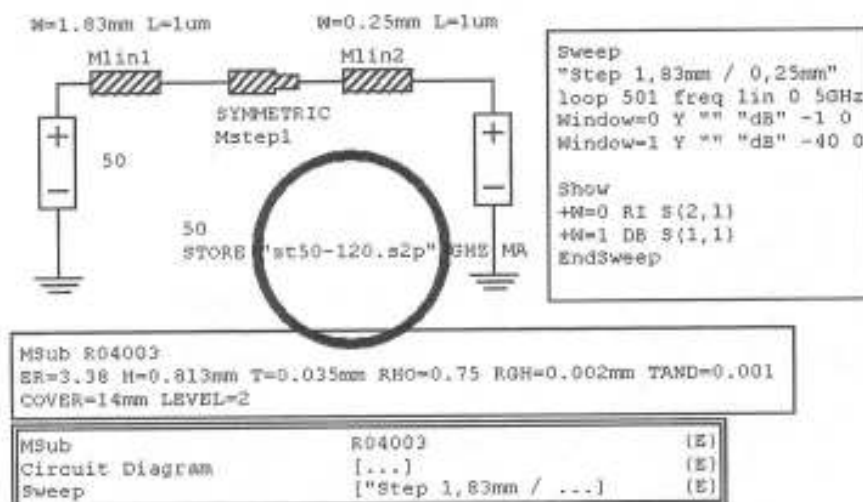


Bild 39: Bestimmung des S-Parameter-Files für den Step zwischen der Zuleitung und der „Induktivität“ mit APLAC. Wer diesen Schirm so hingekriegt hat, braucht nur noch <Control> +<S> zu drücken

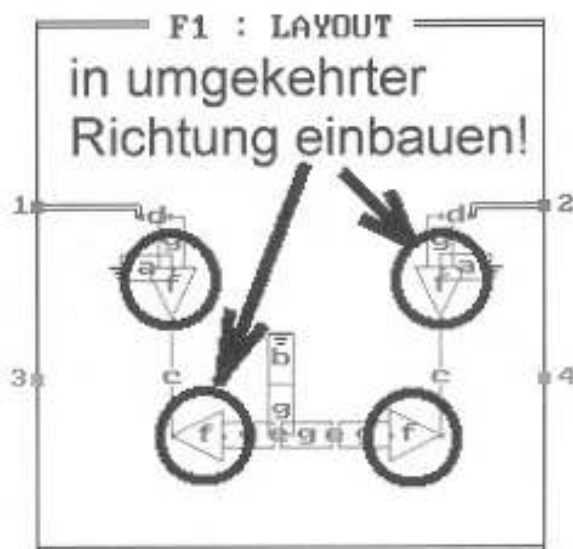


Bild 40: Ganz wichtig: zwei der Steps müssen umgekehrt ins Simulationsschaltbild eingebaut werden

zeigte immer noch 50 dB Sperrdämpfung, und das war zufriedenstellend.

Übrigens: diese Messungen wurden wieder mit dem betagten HP8410-Netzwerk-Analysator durchgeführt, wobei zwei Zusatzmaßnahmen erforderlich waren:

a. Zwischen Sweeper-Ausgang und Netzwerk-Analysator-Eingang wurde ein Breitband-Richtkoppler mit 10 dB-Auskoppeldämpfung geschaltet. Sein Ausgangssignal speist einen Mikrowellen-Frequenzzähler. Der Sweeper wurde auf „Manual“ geschaltet und nacheinander gezielt (nach der Zähleranzeige) auf bestimmte Frequenzen eingestellt. Sehr einfach erhält man dann am Bildschirm den aktuellen S11- bzw. S21-Wert in Form einer Strahlverschiebung, wobei am Netzwerk-Analysator eine größte Empfindlichkeit von 0,25 dB pro Teilung wählbar ist.

b. Die Messgenauigkeit wurde dadurch gesteigert, dass zunächst eine „Kurzschlussmessung“ ohne Filterbaustein im Frequenzbereich von 100 MHz bis 2 GHz durchgeführt

und der Eigenfrequenzgang der Messanordnung sorgfältig in einer Tabelle festgehalten wurde (zur Information: von 100 MHz bis 500 MHz beträgt der Fehler bei S21 maximal 0,25 dB und selbst bis 1 GHz bleibt er noch unter 1 dB. Für das Alter der Messgeräte wahrlich nicht schlecht!). Anschließend erfolgte eine Wiederholung der Messung mit dem Tiefpass im Signalweg. Nach erfolgter Fehlerkorrektur „von Hand“ wurden die Diagramme in Bild 36 und Bild 37 erstellt.

Hier zeigt sich einmal mehr, dass Erfolgsergebnisse bei solchen Mikrowellenentwicklungen nicht unbedingt vom allermodernsten, aber gigantisch teuren Messpark abhängen!

4.2. 500 MHz-Tiefpass mit $n = 5$, Version 2 mit SMD-Kondensatoren und Streifenleitungs-Induktivitäten

Die Sache mit den nicht genau passenden Normwerten der SMD-HF-Drosselspulen lässt einen irgendwie nicht ruhen. So wurden als Ersatz dünne Streifenleitungen mit einem Wellenwiderstand von 120Ω (Breite = 0,25 mm) ins Auge gefasst. Vorauszusehen waren die bekannten Nachteile im Sperrbereich (die Sperrdämpfung erreicht mit steigender Frequenz nur ein genau voraussagbares Maximum und sinkt dann wieder fast bis auf Null, wenn die „Spulen-Leitungslänge“ in die Größenordnung von $L = \lambda/4$ kommt), aber die Vorteile im Durchlassbereich sind eben doch sehr verlockend:

- Exakte Reproduzierbarkeit beim Nachbau
- Exakter Feinabgleich der „Spulen“ über mehrere Entwürfe mit unterschiedlichen Leitungslängen denkbar
- Etwas höhere Gütewerte als bei den SMD-Drosseln zu erwarten
- Folglich sicheres Einhalten der vorgegebenen maximalen Ripplewerte im Durchlassbereich und sehr genaue Übereinstimmung von Simulation und Prototyp.

Nun kommt wieder PUFF zum Zug. Das für die PUFF-Simulation verwendete Start-

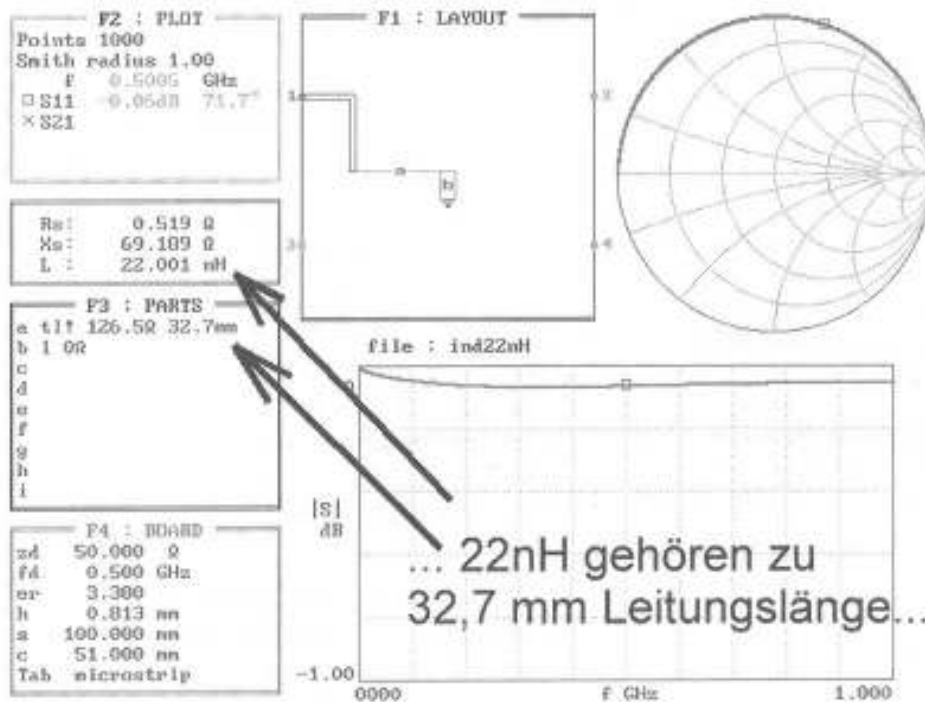


Bild 41:
Mit diesem einfachen Trick (= am Ende kurzgeschlossene Streifenleitung) ermittelt man die Ausgangslänge der „Induktivitäten“

Schaltbild zeigt **Bild 38**. Neben den dünnen Streifenleitungen waren darin noch vier „Steps“ (= Übergang von der 1,83 mm breiten 50 Ω-Zuleitung auf die 0,25 mm schmale „Spulenleitung“ und umgekehrt) vorzusehen. Sie wurden nach **Bild 39** wieder mit der kostenlosen Studentenversion von APLAC erstellt und da gibt es doch einiges zu erläutern:

- Die Leitungslängen der beiden sich berührenden Leitungen wurden wieder mit je 1 Mikrometer so kurz gewählt, dass ihr Einfluss auf das Ergebnis zu vernachlässigen ist.
- Das Simulationsergebnis für Null bis 5 GHz wurde mit dem geeigneten Attributeintrag beim rechten Port (STORE „st50-120.s2p“ GHz MA) als S-Parameter-File gespeichert und anschließend in den aktuellen PUFF-Ordner kopiert.
- Beim Erstellen des PUFF-Schaltbildes im Feld F1 ist nun große Sorgfalt nötig, denn es ist nicht egal, wie herum das S-Parameter-File des Steps in der Schaltung sitzt. Der

Grund ist sehr einfach: sein Ersatzschaltbild stellt einen einfachen LC-Tiefpass mit nur 2 Bauteilen dar und da ist es wichtig, dass der Ersatzkondensator immer zur breiten 50 Ω-Zuleitung und die Ersatzinduktivität zur schmalen „120 Ω-Spulen-Streifenleitung“ zeigt; nur dann passt alles. In **Bild 40** ist das sehr gut bei den vier Bauteilen mit dem Buchstaben „f“ (= dev st50-120.s2p) als Auszug aus Feld F1 zu erkennen.

Wer beim Platzieren damit Schwierigkeiten hat, dem sei der Trick verraten, mit dem das ganz schnell erledigt ist: Man zeichnet zuerst die Schaltung so, dass alle vier Steps in dieselbe Richtung zeigen. Dann hangelt man sich mit den Cursor-Tasten so geschickt an jeden falschen Step heran, dass man ihn herauslöschen und anschließend - richtig herum angeordnet! - sofort wieder einfügen kann. Geht wirklich flott!

Eine Frage war natürlich beim Zusammenstellen des Simulationsschaltbildes zu beantworten:

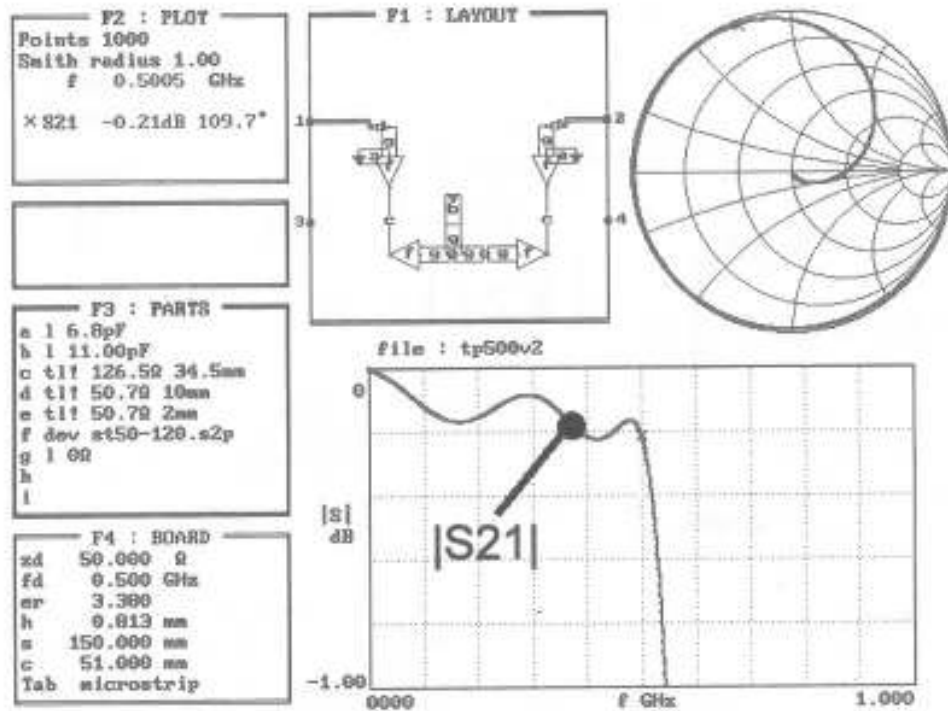


Bild 42:
So wie diese optimierte Simulation würde wohl eine Traumkurve aussehen....

Mit welcher Länge wird bei den beiden „Spulen-Streifenleitungen“ gestartet?

Nun, da gibt es eine rechte einfache Methode, bei der PUFF prima Dienste leistet und zeigen kann, wozu es fähig ist:

a. Man erstellt sich eine einfache Schaltung im Feld F1, bei der ein solches Leitungsstück am Ende kurzgeschlossen und dann dessen S11-Wert ermittelt wird.

b. Nach der Berechnung stellt man den Cursor auf die Zeile „S11“ und drückt das Gleichheitszeichen. Sofort werden im Dialogfeld die Ersatzbauteilwerte bei der gerade aktuellen Frequenz (hier: 500 MHz) eingeblendet und da sich das Leitungsstück bei Längen unter $L = \lambda/4$ wie eine Induktivität verhält, ist der Rest nicht mehr kompliziert.

Man wiederholt diese Prozedur mit verschiedenen Längen im Feld F3 sooft, bis die gewünschten 22 nH angezeigt werden und dazu gehört dann eine Leitungslänge von 32,7 mm. In **Bild 41** ist diese Methode sehr schön demonstriert.

Erst dann kann mit der eigentlichen Schaltung begonnen werden. Die endgültige Simulation des Durchlassbereiches zeigt **Bild 42**. In **Bild 43** findet sich nochmals dasselbe Simulationsergebnis, nun aber zusammen mit den Messungen am Prototyp. Mit dem Ergebnis kann man zufrieden sein, denn das Ripple ist nun deutlich gleichmäßiger als in der vorigen Version und die mit der Frequenz ansteigende Grunddämpfung - die muss man vorerst so akzeptieren.

In **Bild 44** ist dagegen die S21-Simulation zusammen mit den Messungen bis 4 GHz und für den Wertebereich von 0 bis -50 dB eingetragen. Der Verlauf war zu erwarten und gehört zu diesem Filtertyp: bis über 2 GHz prima, dann aber kommt der gefürchtete Einbruch und die Abweichungen zur Simulation sind leider auch etwas größer als erwartet. Trotzdem: für einen so breiten Frequenzbereich gut brauchbar und ein feines Stück im Bauteilvorrat (= im Durchlassbereich besser, im Sperrbereich bei bestimmten Frequenzen dagegen schlechter als Version 1).

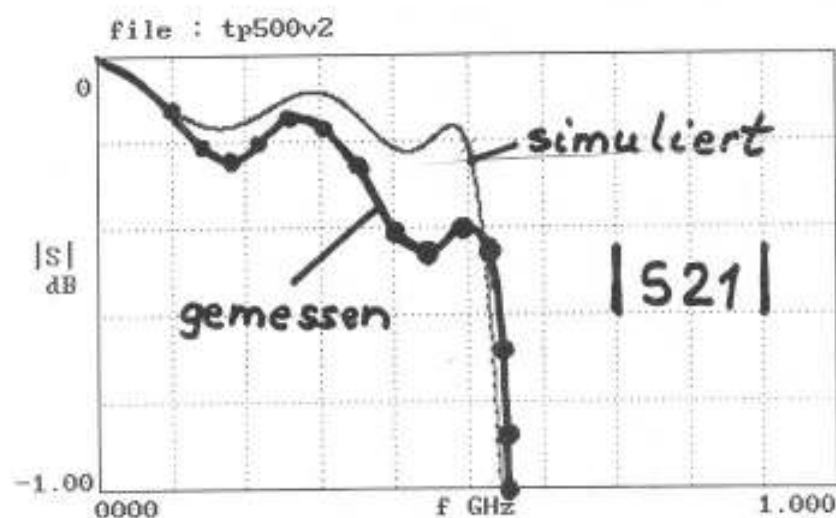


Bild 43:
...aber so schlecht
ist die Wirklichkeit
auch wieder nicht!

Als Abschluss dieses Kapitels zeigt **Bild 45** die entworfene Leiterplatte mit den mäanderförmig gefalteten Leitungen, die sonst nicht ins Gehäuse passen würden. Übrigens: die Dokumentation von S11 oder S22 erübrigt sich, denn beim ersten Maximum stimmen Theorie und Messung sowohl bei der Frequenz wie auch beim Wert (ca. -16 dB) völlig überein. Lediglich beim rechten Maximum im Durchlassbereich sagt die Theorie ebenfalls ca. -16 dB voraus, während dort nur -14 bis

-15 dB messbar sind, was jedoch kein Grund zur Sorge ist.

4.3. 500 MHz-Tiefpass mit $n = 5$, Version 3 mit SMD-Spulen und Streifenleitungs-Kondensatoren

Für diese Version spricht:

a. die erfreuliche Weitabselektion ohne Einbrüche im Sperrbereich (wie bei Version 1),

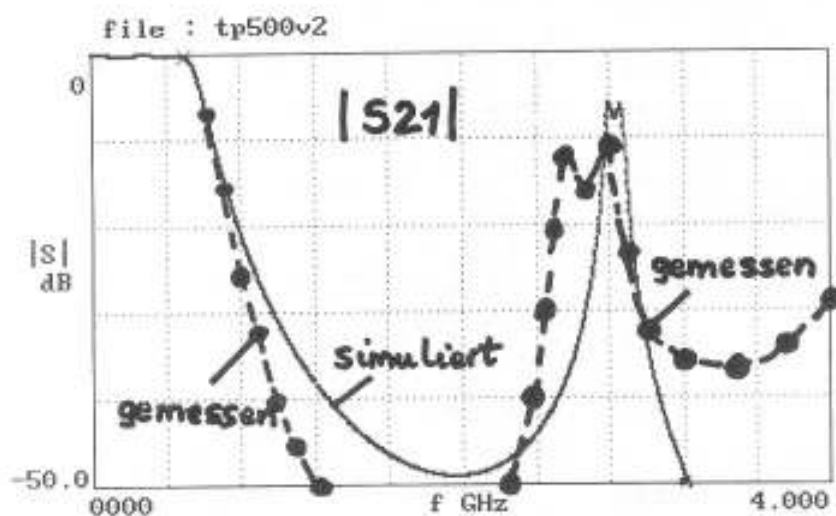


Bild 44:
Bei echten Streifen-
leitungen als Indukti-
vitäten gibt es schon
vom Prinzip her
Probleme im
Sperrbereich

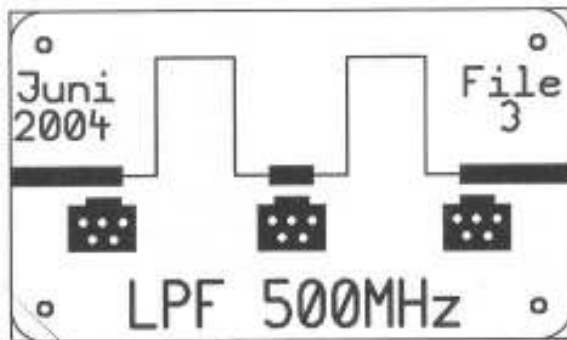


Bild 45: Hier ist gut zu erkennen, wie die Spulen „gefaltet“ werden mussten, um sie im Gehäuse unterzukriegen

b. der Wegfall aller drei SMD-Kondensatoren. Das erhöht die Nachbausicherheit und reduziert die Fertigungskosten.

Während die Realisierung der „gedruckten Kondensatoren“ nur ein Geduldsspiel ist, muss man mit dem Problem leben, dass die Einhaltung der von der Simulation vorgeschlagenen genauen Induktivitätswerte

schwierig oder fast unmöglich ist. Deshalb wurde die Vorgabe etwas geändert:

Die Filterschaltung soll unter Verwendung von SMD-Induktivitäten mit $L = 22 \text{ nH}$ auf möglichst geringe Abweichungen vom Vorgabewert - sowohl bei der Grenzfrequenz wie auch beim Ripple - optimiert werden.

4.3.1. Entwurf der Streifenleitungs-Kondensatoren

Zur Erinnerung und zum Vergleich hier nochmals die Vorgaben des Filterprogramms:

$$\begin{aligned} C1 &= C3 = 7,3 \text{ pF} \\ L1 &= L2 = 21,82 \text{ nH} \\ C2 &= 12,57 \text{ pF} \end{aligned}$$

Es empfiehlt sich also, für den mittleren Kondensator C2 eine breitere Leitung vorzusehen, denn es ist gefährlich diesen gegenüber C1 fast doppelt so großen Kapazitätswert allein über eine größere Länge zu holen. Erstens besteht die Gefahr, dass die mechanische Länge des Alu-Gehäuses nicht mehr ausreicht. Zweitens tauchen dann ähnliche

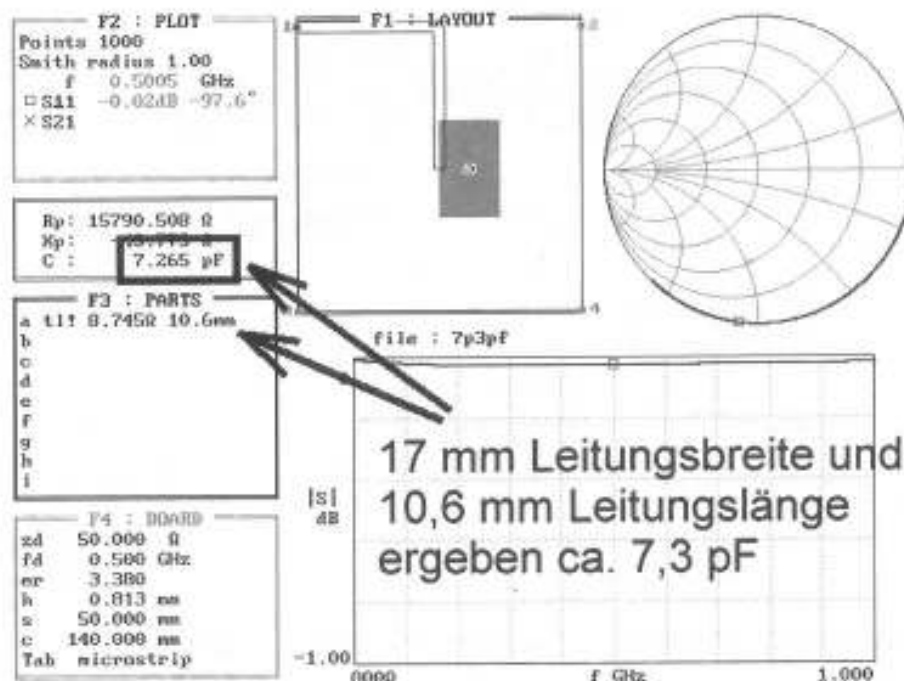


Bild 46: Die Ermittlung der erforderlichen Leitungslänge für eine Kapazität von 7,3 pF ist mit PUFF problemlos möglich

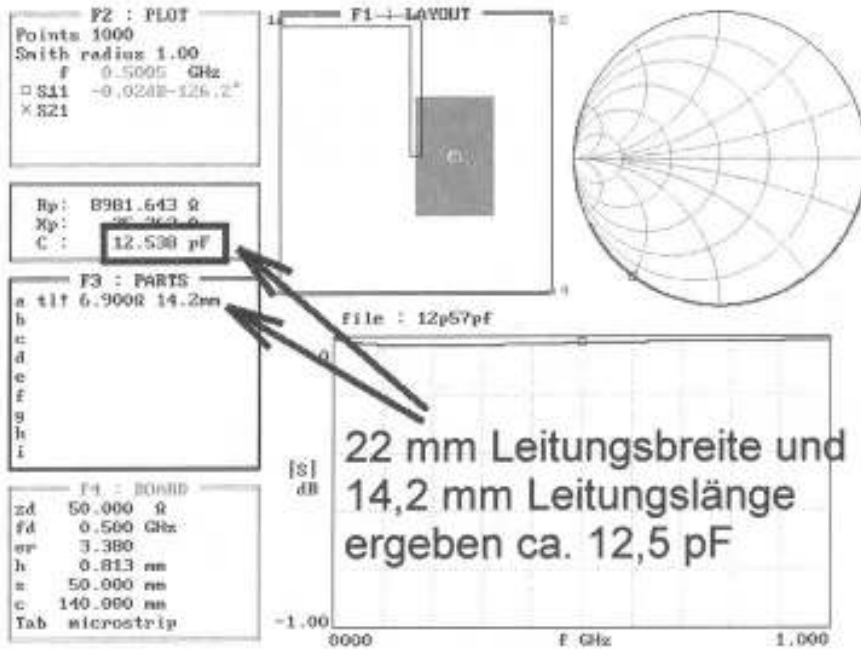
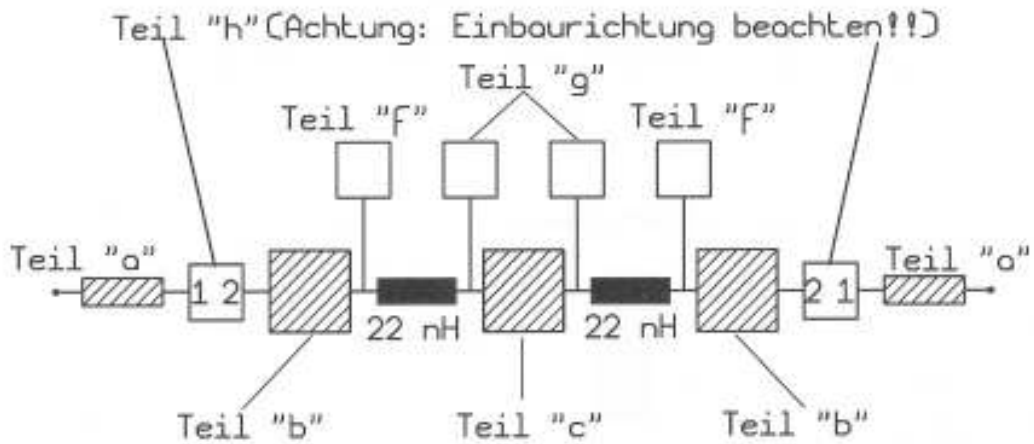
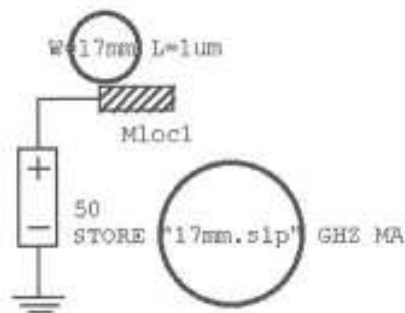


Bild 47:
 Auch die zur Kapazität von 12,5 pF gehörende Leitungslänge ist bei einer Leiterbreite von 22 mm schnell ermittelt



- Teil "a": Microstrip 50 Ohm / 6,4 mm Länge (Breite = 1,83 mm)
- Teil "b": Microstrip 8,74 Ohm / 10,6 mm Länge (Breite = 17 mm)
- Teil "c": Microstrip 6,9 Ohm / 14,2mm Länge (Breite = 22 mm)
- Teil "f": Oneport "17mm. s1p" (= Open End Extension der 8,74 Ohm-Leitung)
- Teil "g": Oneport "22mm. s1p" (= Open End Extension der 6,9 Ohm-Leitung)
- Teil "h": Twoport "s50-8p7. s2p" (= Step zwischen der 50 Ohm-Zuleitung und der 8,74 Ohm-Microstrip)

Bild 48: Die PUFF-Simulationsvorgabe wird bei der Version 3 des 500 MHz-Tiefpassfilters wieder deutlich umfangreicher



```
Sweep
"Fringing TL 17mm"
loop 501 freq lin 0 5GHz
Window=0 Smith
Window=1 Y "" "dB" -40 0

Show
+W=0 RI S(1,1)
+W=1 DB S(1,1)
EndSweep
```

Bild 49:
Ein Fall für
APLAC:
Bestimmung
der Open-End-
Extension für
die 17 mm breite
Leitung in Form
eines „S1P-Files“

```
MSub R04003
ER=3.38 H=0.813mm T=0.035mm RHO=0.75 RGH=0.002mm TAND=0.001
COVER=14mm LEVEL=2
```

MSub	R04003	(E)
Circuit Diagram	[...]	(E)
Sweep	["Fringing TL 17..."]	(E)

Effekte im Sperrbereich wie bei Version 2 auf, da auch dicke Streifenleitungen mit steigender Frequenz eben keine Kondensatoren mehr sind, sondern zu echten Leitungen werden.

Unter Berücksichtigung dieser Überlegungen und mit Rücksicht auf genügend Abstand zu den Wänden des Gehäuses wurde die Leitungsbreite für C1 und C3 auf 17 mm, die für C2 dagegen auf 22 mm festgelegt.

Mit PUFF wird zunächst der zu der vorgesehenen Breite gehörende Wellenwiderstand bestimmt. Das ist kein großes Kunststück, denn man trägt einfach ein Stück 50 Ohm-Streifenleitung in eine Zeile von Feld F3 ein, löscht kurz das Ausrufezeichen hinter „TL!.....“ und ruft das Gleichheitszeichen auf, wenn der Cursor in dieser Zeile steht. Sofort sieht man im Dialogfeld die genauen mechanischen Leitungsdaten.

Bei einer Verkleinerung des Wellenwiderstandes steigt die Breite und da tüfelt man eben solange, bis man bei 17 mm angelangt ist. Die Bestimmung der erforderlichen Leitungslänge für den geforderten Kapazitäts-

wert ist einfach durchzuführen: man arbeitet mit einem leerlaufenden Streifenleitungsstück, simuliert S11 und lässt sich per Tastendruck (= Cursor auf S11 in Feld F3 stellen, dann das Gleichheitszeichen drücken) die zugehörige Eingangskapazität ausgeben. Mit wenigen Variationen der Leitungslänge landet man beim geforderten Kapazitätswert von 7,3 pF bzw. 12,57 pF (siehe **Bild 46** für die beiden Leitungsstücke mit 17 mm Breite und **Bild 47** für den mittleren „Kondensator“ mit 22 mm Leiterbreite). Aber bitte nicht vergessen, vor der Längenbestimmung wieder das Ausrufezeichen hinter den Leitungseintrag („TL!....“) in der entsprechenden Zeile von Feld F3 zu setzen. Nur damit wird die Leitung realistisch modelliert!

Wer nun einen Blick auf die PUFF-Start-Simulationsvorgabe in **Bild 48** wirft, der erkennt sofort: APLAC muss jetzt antreten, um die bei diesen breiten Leitungen geltenden Open-End-Extensions „17mm.s1p“ und „22mm.s1p“ zu bestimmen. Hier wieder der Hinweis: „Das genaue Vorgehen ist in Kapitel 3.2 / Seite 134 von Teil 1 dieses Artikels in Heft 4/2003 beschrieben“. Anhand der 17

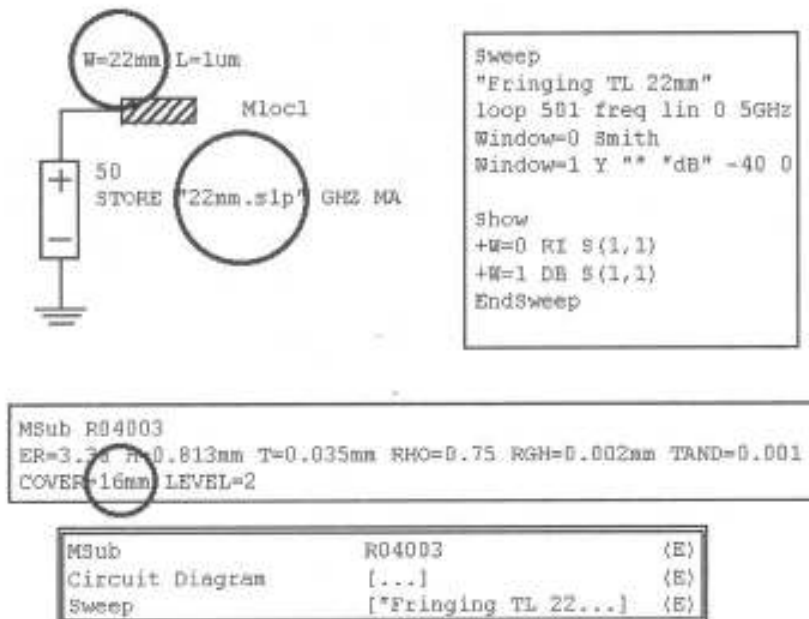


Bild 50:
Bitte genau hinsehen!
Bei der 22 mm breiten Leitung ist der Gültigkeitsbereich der Open-End-Berechnung bei 14 mm Deckelabstand gerade überschritten; Abhilfe bringt die Simulation mit dem Wert: „Cover = 16 mm“

mm breiten Leitung soll **Bild 49** demonstrieren, wie einfach das geht und wie hilfreich die kostenfreie, aber leistungsbeschränkte Studentenversion eines modernen Mikrowellen-CAD-Programms sein kann. Wie immer wird anschließend das entstandene S1P-File in den aktuellen PUFF-Ordner kopiert. Wenn jedoch noch zusätzlich in **Bild 50** die Sache mit der Open-End-Extension bei der 22 mm breiten Leitung aufgeführt wird, so muss das einen wichtigen Grund haben:

Die Modellierungen gelten immer nur für einen bestimmten Wertebereich der Leitungs-, Werkstoff- und Gehäusedaten. Nicht immer wird bei Überschreitung gewarnt und so ist es auch hier; bei „Cover“ (also Deckelabstand) = 14 mm ist das der Fall und das berechnete S-Parameter-File enthält plötzlich und ruckartig nur Unsinn. Leider wird dabei keinerlei Warnung oder Fehler ausgegeben und so ist es Sache des Entwicklers, diese Panne rechtzeitig zu erkennen. Eine Erhöhung des Deckelabstandes um 1 bis 2 mm reicht bereits, um alles wieder ins Lot zu bringen. Also gilt die eiserne Regel:

Man sehe sich in solchen Fällen bei den Ergebnisdiagrammen die Verläufe der S-Parameter über der Frequenz an und gebrauche dabei seinen technischen Sachverstand, ob das so sein kann. Letztendlich läuft das immer auf das gleiche Prinzip raus, dass man nie blind und ohne Nachdenken etwas übernehmen, sondern es stets nochmals vorher prüfen soll.

An dieser Stelle sei ein Hinweis für Profis eingefügt: Sobald sich zwei Streifenleitungen mit ihren Schmalseiten immer näherkommen, wird irgendwann ein „Übersprechen“ zusätzlich zum Open-End-Effekt auftreten. Dann setzt man ein neues Bauelement, nämlich den „Gap“, in der Simulation dazwischen. Er berücksichtigt beide Effekte und wird natürlich als „Twoport“ modelliert und eingesetzt. Auch er steht in APLAC als fertiges Teil zur Verfügung, aber eine Kontrollsimulation mit der Vollversion zeigt, dass dies beim vorliegenden Beispiel noch nicht erforderlich ist und die Berücksichtigung des „Fringings“ reicht. Trotzdem sollte der Vollständigkeit halber darauf hingewiesen werden.

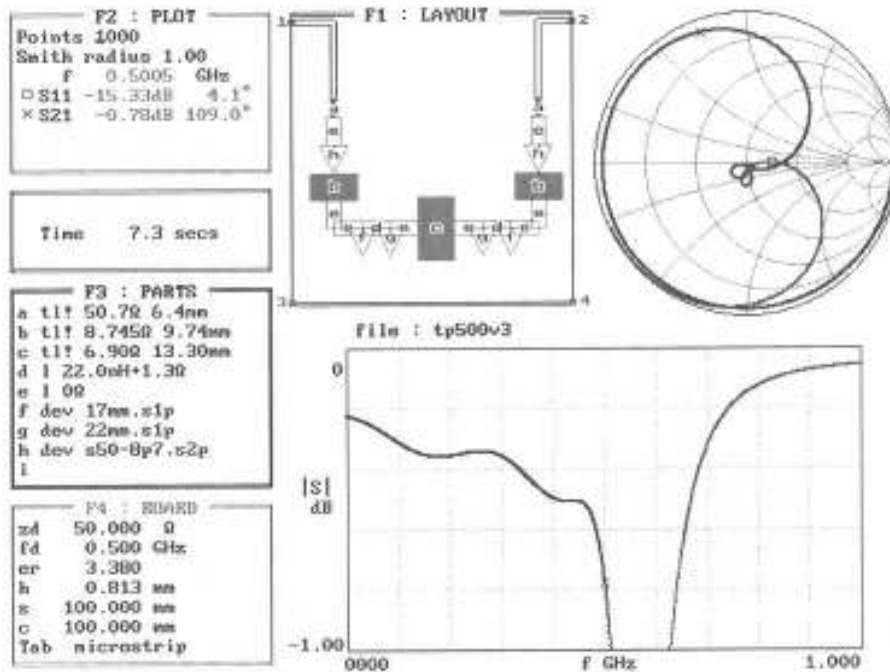


Bild 51:
Erfreulich, aber nicht aufregend: die vorausgesagte Durchgangsdämpfung bis 500 MHz

Nun wird es Zeit für das Simulations- und Optimierungsergebnis von PUFF, wobei für die SMD-Spulen wieder eine Güte $Q = 50$ bei 500 MHz angenommen und das durch einen Reihenwiderstand von je $1,3 \Omega$ berücksichtigt wurde (Bild 51). Nach den bisherigen Erfahrungen waren keine allzu aufregenden

neuen Erfahrungen beim Ausmessen des gefertigten Prototyps (Platine: Siehe Bild 52) zu erwarten. Umso verblüffender war das Ergebnis in Form einer merkbar kleineren Durchgangsdämpfung. Um das zu demonstrieren (und auch die Qualität der Simulation zu zeigen), wurden die gemessenen Werte (Bild 53) in ein Simulationsdiagramm eingetragen, bei dem der Spulenverlustwiderstand (entsprechend einer doppelten Güte $Q = 100$) halbiert wurde. Offensichtlich waren die für diese Entwicklung neu beschafften 22 nH-SMD-Drosseln besser und die bei den anderen Versionen verwendeten SMD-Kondensatoren schlechter als erwartet.

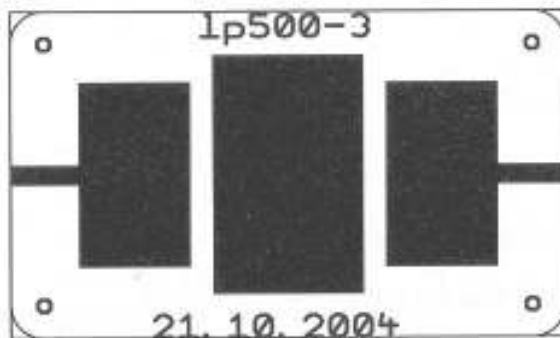


Bild 52: Bei der Platine wird es mit so großen belegten Flächen schon etwas knapp mit den Zuleitungen!

Der Verlauf der Sperrdämpfung ist ebenfalls etwas steiler, das hängt jedoch nicht mit den höheren Bauteil-Güten zusammen (Bild 54). Beim genauen Betrachten von Bild 52 fällt nämlich auf, dass das gemessene Ripple etwas größer ist als das simulierte. Tja, und zu einem schlechteren Ripple gehört eben ein steilerer Anstieg der Dämpfung im Sperrbereich.

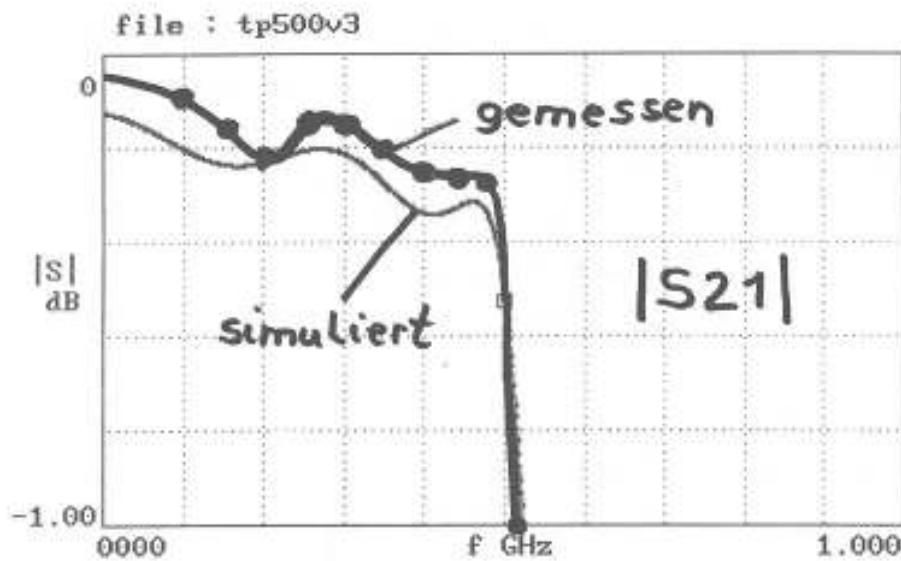


Bild 53:
Eine große Überraschung stellt die fantastisch niedrige Durchgangsdämpfung bis 500 MHz dar! Die Simulationskurve gilt für eine Spulengüte von $Q = 100$

Und zum Schluss noch eine positive Nachricht: selbst bei 4 GHz ist die Sperrdämpfung noch besser als 50 dB.

Wird fortgesetzt.

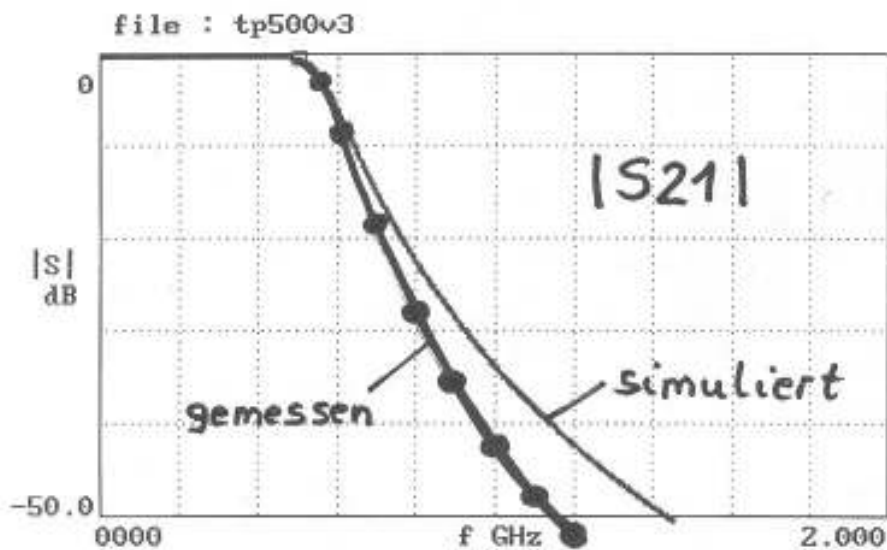


Bild 54:
...und dazu gibt es noch einen wesentlich steileren Anstieg der Sperrdämpfung!