



Gunthard Kraus, DG 8 GB

Praxisprojekt: Streifenleitungs-Tiefpässe für verschiedene Frequenzbereiche

Teil 1

In der Reihe „Praxisprojekte“ sollen hier Streifenleitungs-Tiefpässe als einzelne universelle Bausteine entworfen und realisiert werden.

1. Vorbemerkung

Wer früher als Kind mit Bauklötzen gespielt hat, wird dieses „Langzeitprojekt“ des Autors gut verstehen. Welche Freude ist es für einen echten „HF-Freak“, in eine Schublade zu greifen und sich aus vorhandenen fertigen Bausteinen schnell eine Schaltung oder einen Empfänger zusammenstellen zu können, - oder ein neues Prinzip auszuprobieren, - oder irgendetwas nachzumessen, was andere veröffentlicht oder behauptet haben, - oder wieder ein neues „Klötzchen“ auszutüfteln und es zum Leben zu erwecken, wobei ein anderer Frequenzbereich sozusagen lediglich eine nebensächliche Rolle spielt und eher als Herausforderung betrachtet wird.

Was sich so im Laufe der Entwicklerpraxis allein an Streifenleitungs-Filtern und unterschiedlichen Design-Ideen ansammelt und auf sein Gehäuse wartet, zeigt **Bild 1**. Und da jeder Frequenzbereich so seine eigenen Tücken hat, sollen die dabei gewonnenen Erkenntnisse nacheinander an andere Tüftler weitergegeben werden. Schließlich muss nicht jeder das Rad neu erfinden.

2. Technische Daten und allgemeine Vorgaben für das Bausteinsystem

Alle Platinen werden nach dem selben Muster entworfen:

- a) Die Platinengröße beträgt 30 mm x 50 mm, für Ausnahmefälle gibt es noch die Maße 30 mm x 130 mm
- b) Als Leiterplattenmaterial dient das bis 10 GHz sehr verlustarme und preisgünstige Material „RO4003“ der Firma ROGERS, das sich

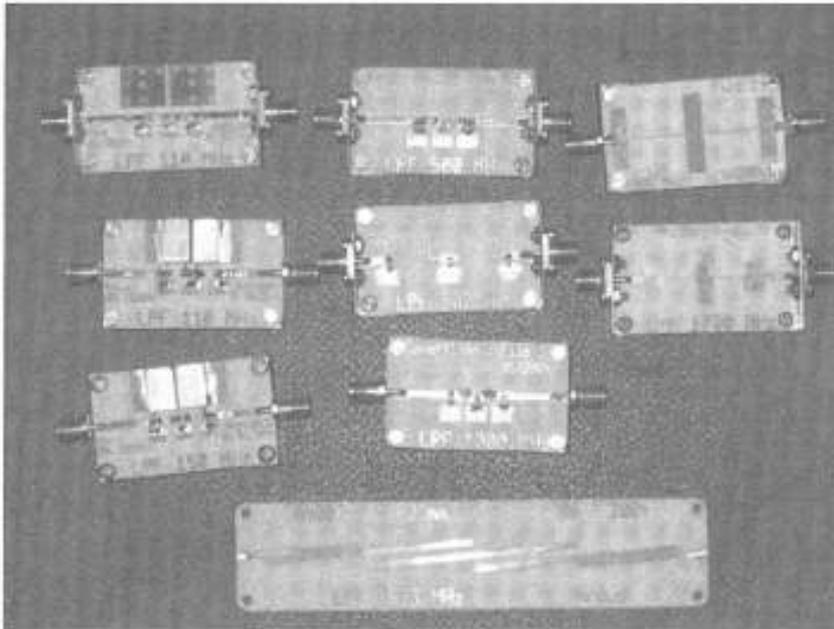


Bild 1:
Wer gerne experimentiert und entwickelt, der ist schnell im Besitz eines solchen Sortimentes an Bausteinen, hier universelle Filter

mechanisch hervorragend bearbeiten lässt. Es ist beidseitig kupferkaschiert (bis zu einigen GHz mit einer Schichtdicke von $35 \mu\text{m}$), weist eine Dicke von $0,813 \text{ mm}$ ($= 25 \text{ MIL}$) auf und alle Masseverbindungen werden von

der Oberseite über Durchkontaktierungen mit $0,8 \text{ mm}$ -Hohlrieten zur durchgehenden unteren Masseebene hergestellt.

c) Die Platinen werden in gefräste Aluminiumgehäuse mit SMA-Buchsen eingebaut. Zu diesen SMA-Buchsen führen 50Ω -Streifenleitungen auf den Platinen.

Sind bei aktiven Schaltungen noch Versorgungsspannungen usw. erforderlich, dann werden an der oberen Längsseite des Gehäuses SMB-Buchsen für diesen Zweck angeordnet. Ein dritter HF-Anschluss (wie z.B. bei Mischern) sitzt an der unteren Längsseite, wieder als SMA-Buchse. Wie das bei einem Double-Balanced-Mischer-Baustein aussieht, zeigt **Bild 2**.

Doch nun zu den Filtern:

Für Universalzwecke hat sich der Tschebyscheff-Typ mit einem Grad $N = 5$ und einem maximalen Ripple von $0,1 \text{ dB}$ im Durchlassbereich als guter Kompromiss mit ausreichender Flankensteilheit im Sperrbereich erwiesen. Zu diesem Ripple gehört eine Reflektionsdämpfung von $-16,4 \text{ dB}$ und beim Filter-

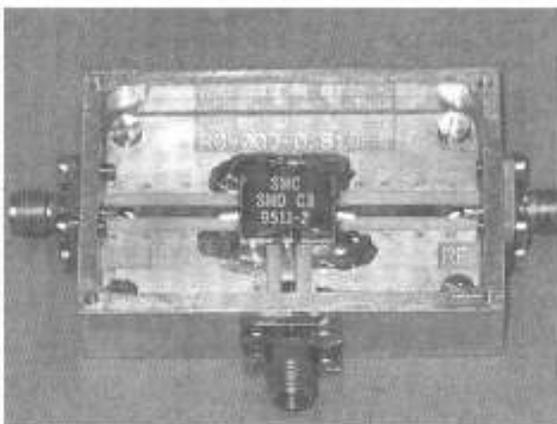


Bild 2: Die Gehäusekonstruktion und der Übergang von den SMA-Buchsen auf die Streifenleitungen ist beim Mischerbaustein sehr gut zu erkennen

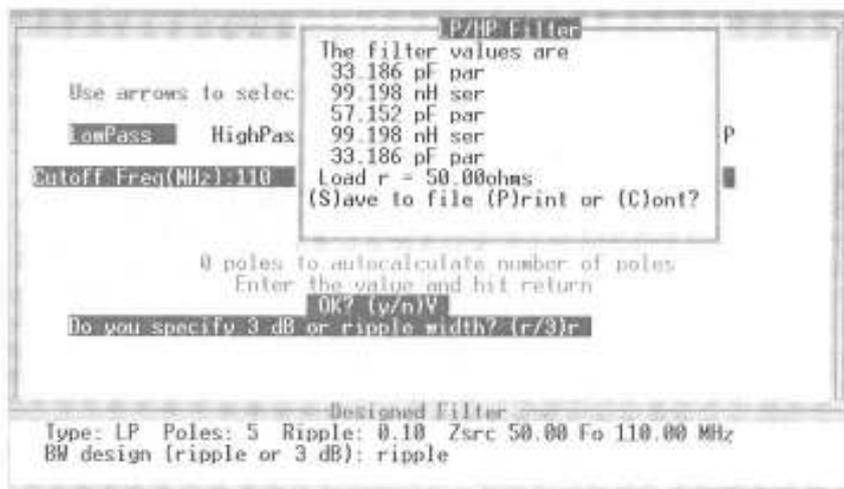


Bild 3:
Mit dem kostenlosen Designprogramm „fds.zip“ wird der Filterentwurf fast zum Kinderspiel!

berechnungsprogramm wird mit der „Ripple-Grenzfrequenz“ gearbeitet.

3. Verschiedene 110 MHz-Tiefpässe

3.1. Bauteilwerte und Platinenentwurf

Wer sich über die merkwürdige Grenzfrequenz wundert, dem sei das Geheimnis verraten: Damit lässt sich bis 100 MHz sehr schön der Klirrfaktor eines Signalgenerators ab 50 MHz vermindern. Oder, bei einem Empfänger bzw. Konverter kann man die maximale Eingangsfrequenz noch exakt auf 100 MHz legen, ohne durch einen deutlichen Anstieg der Dämpfung bereits die Rauschzahl zu verschlechtern.

Doch nun zur Schaltung:

Hier wurde z.B. mit dem Programm “fds.zip” (aus dem Internet) gearbeitet. Die Bestimmung der erforderlichen Bauteile ist eine Kleinigkeit, wenn man im Menü nacheinander die folgenden Optionen wählt und die passenden Werte eingibt:

Tschebyschef-Typ

$N = 5$

Ripple-Grenzfrequenz = 110 MHz

$Z = 50 \Omega$ am Eingang und Ausgang
(= symmetrisches Filter)

Maximales Ripple = 0,1 dB

Den Ergebnis-Bildschirm zeigt **Bild 3**. Beim genauen Hinsehen erkennt man gleich eine erfreuliche Sache: die beiden Induktivitätswerte betragen fast genau 100 nH. Folglich kann man mit fertigen, vorabgegliehenen

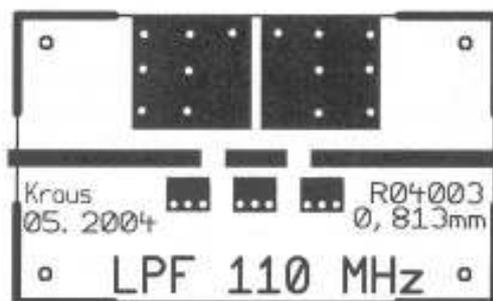


Bild 4: Bei der 30 mm x 50 mm großen Leiterplatte fallen die „Masse-Inseln“ mit ihren Durchkontaktierungen sowie die 50 -Streifenleitungsstücke in der Mitte auf. Bitte die Filter immer beschriften!

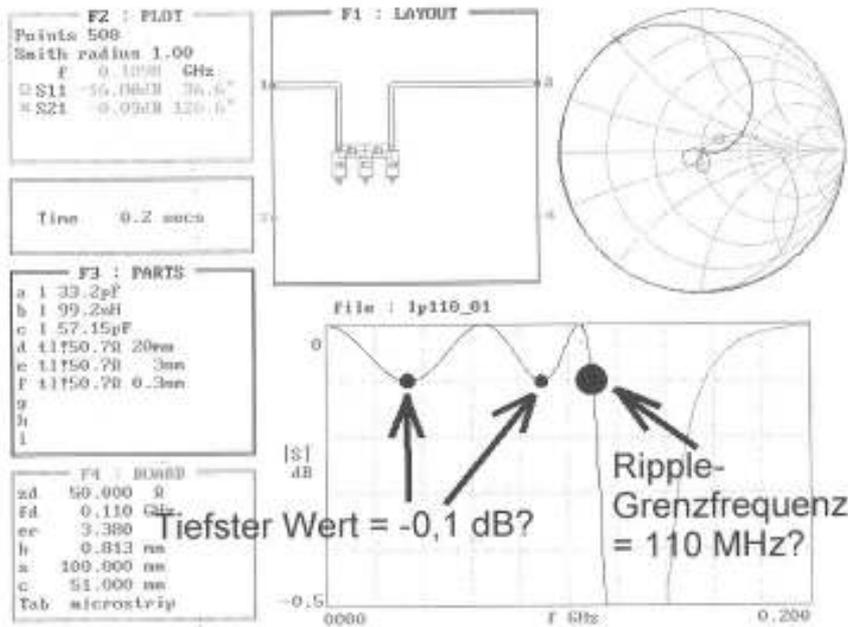


Bild 5: Diese Kontrollsimulation des Durchlassbereiches sollte immer zuerst durchgeführt werden. Nur dann kann man sicher sein, dass alle Eingaben beim Filterprogramm richtig waren

Spulen arbeiten und muss nicht selbst wickeln. Über die krummen Kondensatorwerte braucht man sich nicht aufzuregen, denn sie werden durch Parallelschalten von bis zu drei SMD-Einzelkondensatoren möglichst gut angenähert.

Um verschiedene Spulenarten austesten zu können, wurde die Leiterplatte nach **Bild 4** gefertigt. Gut zu erkennen ist die in der Mitte der Platine von links nach rechts verlaufende 50 Ω -Streifenleitung mit einer Breite von 1,83 mm (Ihre Berechnung erfolgte mit dem Programm „TRL85“, die Gegenprobe wurde mit dem in der neuesten Version von APLAC unter „Tools“ enthaltenen Streifenleitungs-Rechner vorgenommen).

Unterhalb der Mitte sind die Durchkontaktierungsinseln für die drei Kondensatoren des Filters zu sehen, während die beiden großen Masseinseln oberhalb der Mitte zur Erdung der Spulengehäuse dienen sollen. Werden dagegen nur kleine moderne SMD-HF-Drosseln mit den Abmessungen 1210 oder 0805 eingesetzt, lassen sich diese direkt über die Unterbrechungen der Streifenleitung löten.

3.2. Simulation der Filterschaltung

Hier haben sich in der Zwischenzeit beim Autor folgende Erkenntnisse und Gewohnheiten ergeben:

Am schnellsten geht das immer noch mit der Simulationssoftware **PUFF**, sofern dort alle benötigten Modelle und Funktionen zur Verfügung stehen. Ist das nicht der Fall, wird zur kostenlosen Studentenversion von **APLAC** gegriffen und das fehlende Modell (z.B. die Open-End-Extension bei einer leerlaufenden Streifenleitung oder der Übergang von einer schmalen zu einer breiten Streifenleitung usw.) als S-Parameter-File erzeugt und damit in PUFF weitergearbeitet.

Ist das Projekt zu anspruchsvoll für PUFF oder die APLAC-Studentenversion, dann hilft nur der Weg in die Dienststelle zur APLAC-Vollversion. Im Internet geistert zwar auch eine „geknackte“ ältere APLAC-Vollversion herum; aber dieser Weg sollte tabu sein!

Zuerst sollte man mit den vom Filterprogramm übernommenen Bauteilen eine Simulation mit PUFF durchführen und die Rich-

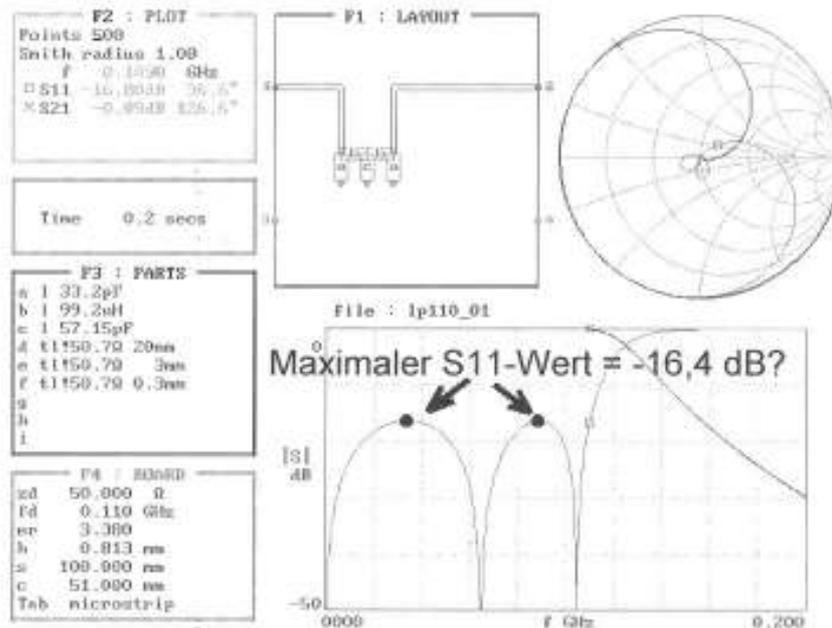


Bild 6: Der auf 0 bis 50 dB umgestellte Anzeigebereich liefert die nötige Information über das Verhalten im Sperrbereich sowie über die Reflektionen

tigkeit des Vorschlags kontrollieren. Dazu wird einmal im Durchlassbereich geprüft, ob das S21-Ripple genau den Wert von 0,1 dB aufweist (**Bild 5**). Dabei wirft man gleich mal einen Blick auf die Ripple-Grenzfrequenz. Mit einem auf 0 bis -50 dB umgestellten Anzeigebereich wird anschließend getestet, ob die Reflektionsdämpfung den zum 0,1 dB-Ripple gehörenden maximalen Wert von -16,4 dB nicht überschreitet (**Bild 6**).

Zur Erinnerung: Ripple und Reflektion hängen hier über die folgende Formel zusammen:

$$Ripple = 10 \cdot \log\left(\frac{1}{1-r^2}\right) \text{ in dB}$$

wobei „r“ den Reflektionsfaktor darstellt.

Braucht man dagegen den zum Ripple gehörenden Reflektionsfaktor, so erhält man nach Umstellen dieser Beziehung:

$$r = \sqrt{1 - \frac{1}{10^{\frac{Ripple}{10}}}}$$

Und da im Simulationsprogramm der Parameter S11 meist in dB ausgegeben wird, folgt hier noch die dafür gültige Formel:

$$S11 = 20 \cdot \log(r) = 20 \cdot \log\left(\sqrt{1 - \frac{1}{10^{\frac{Ripple}{10}}}}\right) \text{ in dB}$$

Nun geht es an die erste Schaltung:

Als Induktivitäten dienen die von der Firma NEOSID gefertigten hochwertigen Helixspulen im versilberten Kupfergehäuse mit L = 100 nH und einer Güte von Q = 130. Dieser Gütefaktor ergibt bei 100 MHz einen Reihenverlustwiderstand von etwa 0,5 Ω, den man in der F3-Liste von PUFF direkt bei der Spule mit eingeben kann (erforderlicher Eintrag: „1 100nH+0.5 Ω“). Damit kann man sehr schön das Filterverhalten in diesem Frequenzbereich ermitteln, denn die Kondensatoren und das Leiterplattenmaterial sind hier ja noch problemlos.

Das Setup-File von PUFF wird nun editiert und um die folgenden Platinen-Werkstoffdaten für R04003 ergänzt:

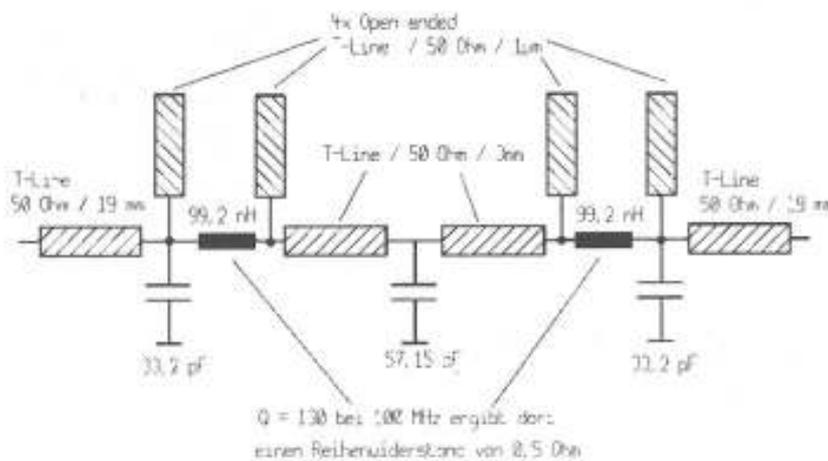


Bild 7:
Mit dieser Simulationsschaltung erhält man bei APLAC und bei PUFF völlig identische Simulationsergebnisse!

Dielektrizitätskonstante	$\epsilon_r = 3,38$
Verlustfaktor	$lt = 0,0005$
Platinendicke	$h = 0,813\text{mm}$
Kuperauflage	$mt = 0,035\text{mm}$
Oberflächenrauigkeit	$sr = 0,002\text{mm}$

Die vollständige erforderliche Simulationsschaltung zeigt **Bild 7**. Sie enthält nicht nur die auf der Platine vorgesehenen Streifenleitungsstücke, sondern auch die vier erforderlichen „Open-End-Extensions“ für die beiden Unterbrechungen in der Streifenleitung (zum Einbau der beiden Spulen). PUFF kann diese Sache bekanntlich nicht modellieren, deshalb hilft man sich mit der APLAC-Studentenversion auf folgende Weise:

Man simuliert dort eine leerlaufende 50 Ω -Streifenleitung („Mloc“ = MicrostripLine with open connection) mit einer Länge von 1 Mikrometer unter Verwendung der R04003-Platindaten im Frequenzbereich von 0 bis 5 GHz. Das erzeugte S-Parameter-File wird unter einem passenden Namen gespeichert und anschließend in das PUFF-Verzeichnis kopiert.

Für zukünftige Anwendungen sollte man sich jedoch irgendwo ein Verzeichnis mit solchen Zusatzteilen erstellen und darin alles sammeln, was so im Laufe eines Entwicklerlebens entsteht.

Bei APLAC muss man drei Arbeiten erledigen, bevor man ans Ziel kommt (siehe auch [1]): außer dem Stromlaufplan benötigt man ein „Msub“-File mit den Werkstoffdaten und natürlich das „Sweep-File“. In ihm stecken die Angaben über den Frequenzbereich, die Schrittweite bei der Simulation, die Auflistung der zu simulierenden Größen, die Art der Bildschirmausgabe usw.

Das Msub-File sieht folgendermaßen aus:

```
ER=3.38
H=0.813mm
T=0.035mm
RHO=0.75
RGH=0.002mm
TAND=0.001
COVER=500mm
LEVEL=2
```

Und das Sweep-File für den Frequenzbereich von 0 bis 5 GHz wird so formuliert:

```
"open-end-fringing"
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)
```

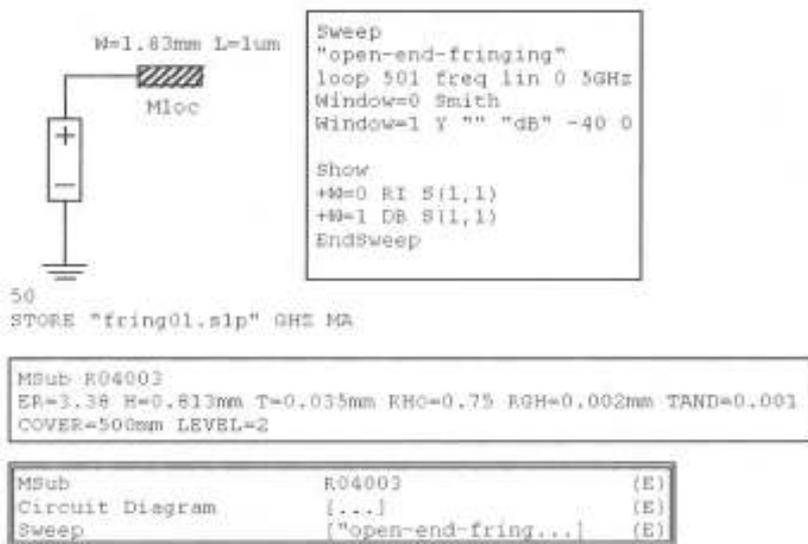


Bild 8: Der für die Simulation bereite APLAC-Bildschirm zeigt die Schaltung, das Substrat-File, das Sweep-File und (zur Kontrolle der korrekten File-Reihenfolge) die „Object List Box“

Die komplette erforderliche APLAC-Eingabe ist in **Bild 8** zu sehen. Das Simulationsschaltbild besteht aus einem 50 Ω-Port, an den das leerlaufende Leitungsstück angeschlossen ist. Die Speicherung des S-Parameter-Files „fring01.s1p“ wird durch den Attributeintrag:

STORE „fring01.s1p GHZ MA

beim speisenden Port erreicht. Dieses S-Parameter-File wird nach der Simulation sofort in PUFF kopiert und zusätzlich irgendwo gesichert.

Die PUFF-Simulation mit all den aufgeführten Bauteilen gemäß Bild 7 ist in **Bild 9** zu sehen, wobei die vier offenen Leitungsenden über

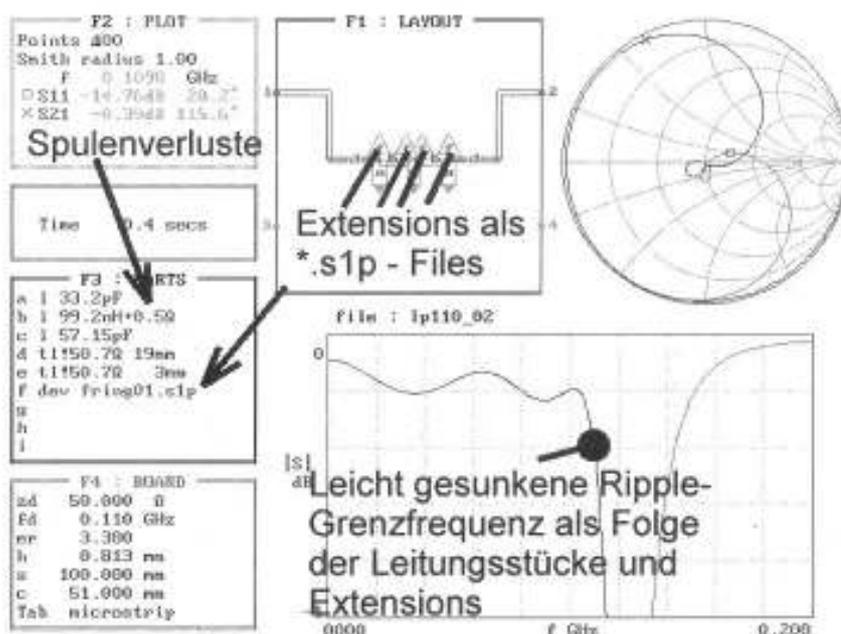


Bild 9: Simulation des Filter-Durchlassbereichs mit PUFF. Das Verhalten der vier „Open-End-Extensions“ wurde dazu mit APLAC ermittelt und jeweils als „S1P“-File von dort in PUFF importiert

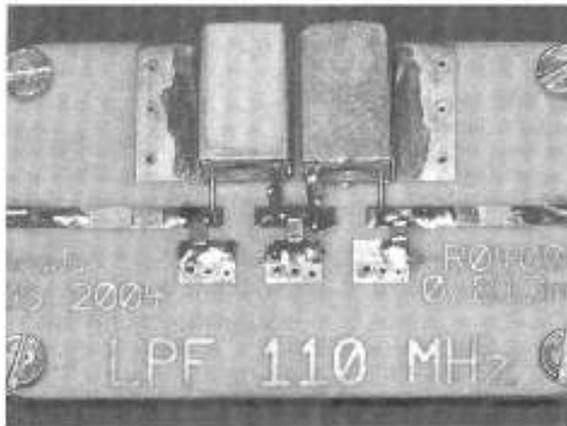


Bild 10: So sieht die bestückte Helix-Platine aus. Die Bauhöhe der Spulen von 15 mm überschreitet jedoch die mögliche Gehäusehöhe zwischen Platine und Deckel um 2 mm; deshalb werden die Filter-Gehäuse flachliegend angeordnet

ihre importierten S-Parameter-Files beteiligt sind. Sie erfordern zusammen mit den beiden mittleren Leitungsstücken vor allem bei höheren Frequenzen leichte Korrekturen der Bauteilwerte gegenüber der Ausgangsschaltung, um wieder die korrekte Filterkurve und die gewünschte originale Grenzfrequenz zu erhalten. Die Verluste im Durchlassbereich sind gut zu sehen, wobei natürlich die simulierte Dämpfung bei sehr tiefen Frequenzen nicht ernst genommen werden darf: der wirksame Verlustwiderstand steigt nämlich mit der Frequenz an, hat dort unten wesentlich kleinere Werte und deshalb wird sich die fertige Schaltung dort auch wesentlich besser verhalten.

Übrigens: wer sich darüber wundert, warum bei diesen nicht allzu komplizierten Filtersimulationen nicht gleich mit APLAC weitergearbeitet wurde, der bekommt drei Gründe verraten. Erstens liefern PUFF und APLAC bei S-Parameter-Simulationen exakt dieselben Ergebnisse für dieselbe Schaltung. Zweitens ist die PUFF-Eingabe der Schaltung bei etwas Routine deutlich schneller als die Erstellung des APLAC-Schalbildes und

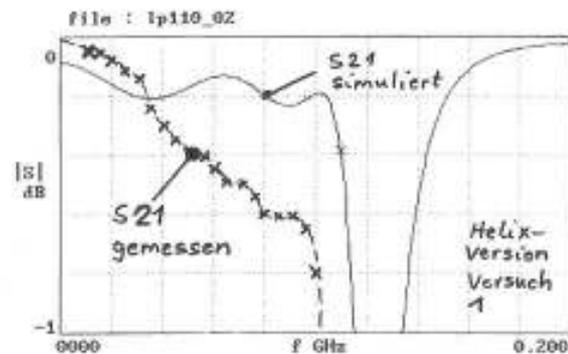


Bild 11: Eine böse Überraschung: so sehr verschlechtert sich die Durchgangsdämpfung durch das versehentliche Einlöten eines falschen Kondensators mit ungeeignetem Dielektrikum

der beiden erforderlichen Files. Und drittens ist es sehr ärgerlich, wenn die APLAC-Studentenversion manchmal urplötzlich und unvorhersehbar mit der Bemerkung „Memory restricted in this version!“ den Dienst verweigert, sobald noch etwas in der Schaltung verändert wird (Siehe in unserem Fall die Hinzunahme der Open-End-Extensions in das Filter). Dabei ist es wirklich schade um die vielen Windows-Optionen, die Optimierungsmöglichkeiten, die vielen, vielen Mikrowellenbauteile, den modernen Schaltungseditor usw.

3.3. Messergebnisse beim Prototyp mit Helixspulen

Die Platine ist in **Bild 10** abgebildet. Der gemessene Verlauf von S21 im Durchlassbereich ist in **Bild 11** zu sehen - er zeigt selbst mit viel gutem Willen keine Übereinstimmung mit **Bild 9** und die (mit der Frequenz ansteigende) Grunddämpfung ist deutlich höher als erwartet. Die Suche nach dem „Warum“ förderte schnell die Ursache zutage: Der Autor hat zwar schon oft genug bei Filtern die ausschließliche Verwendung von SMD-Kondensatoren aus dem verlustarmen Werkstoff „COG“ bzw. „NP0“ gepredigt, der über seine violette Tönung leicht identifiziert

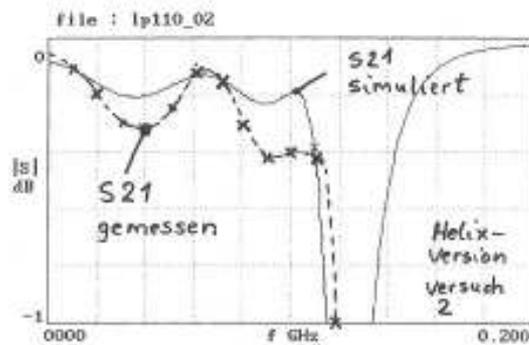


Bild 12: Der richtige Werkstoff (NP0 bzw. COG) wirkt Wunder; allerdings zeigt das leicht vergrößerte Ripple, dass die zulässigen Werte-Toleranzen bei den Bauteilen etwas überschritten wurden

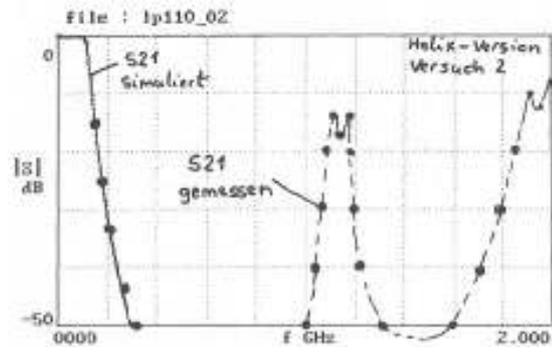


Bild 13: Bis kurz vor 1 GHz ist das Sperrverhalten durchaus erfreulich, dann machen die Helix-Spulen nicht mehr mit

werden kann. Und ausgerechnet hier geriet ein Standardkondensator mit undefinierbarem grauweißen Aussehen in das Sortiment der einzulötenden Bauteile. Trotzdem: wer hätte gedacht, dass das gleich soviel ausmacht? Und außerdem ist das einfach mal wieder eine Mahnung zu größerer Sorgfalt.

Nach dem Wechsel des "Übeltäters" sah der Durchlassbereich so aus, wie in **Bild 12** dargestellt; abgesehen von der etwas größeren Welligkeit (bedingt durch die nicht ganz per-

fecte Zusammenstellung der Kondensatorkombinationen und dem nicht ganz korrekten Abgleich der Spulen) durchaus erfreulich und etwa so, wie erwartet.

Erst als der Sperrbereich bis 2 GHz vermessen wurde (**Bild 13**), gab es massives Stirnrunzeln, denn knapp oberhalb von 1 GHz und etwa bei 2 GHz bricht die Sperrdämpfung kurz zusammen.

Wer schon Erfahrung mit Streifenleitungs-Filter gesammelt hat, der kennt das, denn dort dienen hauch dünne Leitungsstücke als Induktivitäten. Nur wenn die Leitungslänge nicht mehr sehr klein gegenüber der Wellenlänge ist, wird aus der Spule einfach wieder eine Leitung, die bei allen Vielfachen von $\lambda/4$ bekanntlich ein ganz eigenartiges Verhalten aufweist. Die Helixspule verhält sich da nicht anders, sie wird irgendwann von einer Drahtwendel zur Leitung und deshalb erhält man dann dieses unschöne Verhalten des Filters. Folglich wird diese konstruktive Ausführung nur dann verwendet, wenn das Verhalten oberhalb von 1 GHz unwichtig ist, aber im Durchlassbereich die Dämpfung so klein wie möglich sein soll.

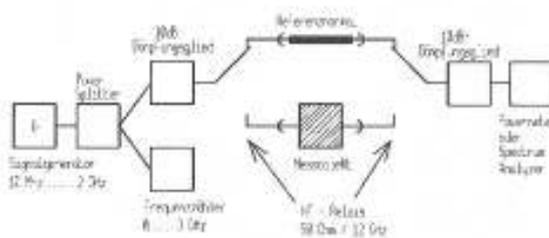


Bild 14: Wer kein Geld für einen modernen Network-Analyzer hat, muss sich mit einer solchen Schaltung behelfen, um auf dieselbe Messgenauigkeit zu kommen

Vielleicht hat sich in der Zwischenzeit schon jemand gefragt, wie sich die sehr kleinen Dämpfungswerte des Durchlassbereiches in

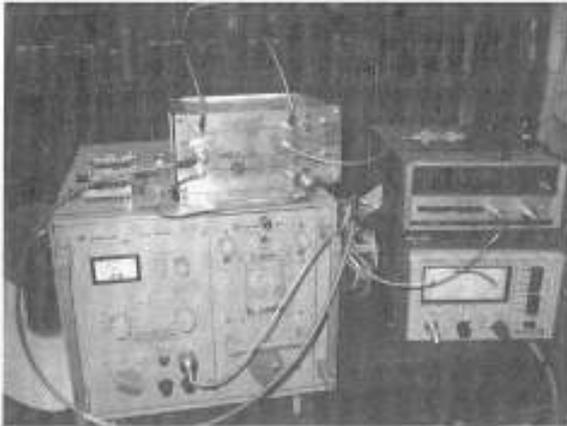


Bild 15: Die praktische Schaltung sieht noch wilder aus als der Übersichtsschaltplan von Bild 14. Funktioniert gut, aber.....wer findet sofort den untersuchten Baustein?

einer Hobby-Werkstatt so genau messen lassen. Schließlich steht dort kein teurer moderner Netzwerk-Analysator, sondern "nur" der hp 8410 zur Verfügung. Da hilft **Bild 14** weiter, in dem der hierfür zusammengestellte Messaufbau zu sehen ist. Leider sieht die praktische Realisierung tatsächlich genau so wild aus (**Bild 15**). Steht jedoch alles richtig und ist sauber kalibriert, hat man sich schnell daran gewöhnt. Der Trick bei dieser Anordnung ist derselbe wie bei den teuersten Messmaschinen: man kalibriert die Anordnung mit einem „Referenznormal“ (= hier ist das einfach ein kurzes Teflon-Kabelstück mit SMA-Steckern) und schaltet dann mit zwei HF-Relais auf „Messen“ um. Anstelle des Referenznormals wird nun der zu prüfende Baustein in den Signalweg eingefügt und der Unterschied des Leistungsmessgerät-Anzeige stammt tatsächlich nur vom untersuchten Objekt.

3.4. Umstellung auf SMD-Drosselspulen

Eine Verbesserung des Breitbandverhaltens bis über 2 GHz ist nur möglich, wenn winzige

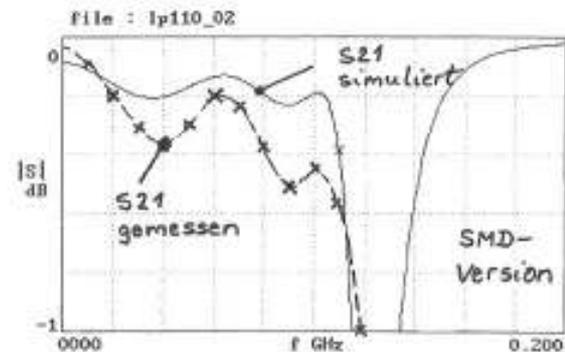


Bild 16: Der Einsatz von SMD-Drosseln anstelle der Helix-Spulen erhöht leicht die Durchgangsdämpfung. Dafür erreicht aber nun die Sperrdämpfung zwischen 1 und 2 GHz mindestens 60 dB

Spulen mit entsprechend hoher Eigenresonanz eingesetzt werden. Da drängen sich die modernen SMD-Drosseln in den Größen 0805 bis 1210 geradezu auf; ihr einziger Nachteil ist eine, gegenüber den Helixspulen deutlich schlechtere Güte, die meist gerade $Q = 50$ erreicht.

Die damit erreichten Filterdaten zeigt **Bild 16**. Wie erwartet, ist die Dämpfung im Durchlassbereich etwas angestiegen (...bitte mit

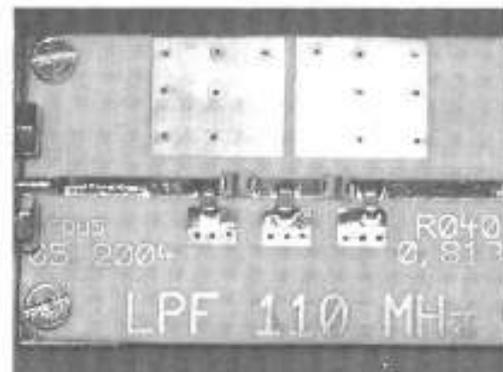


Bild 17: Super klein - die Filterschaltung mit SMD-Bauteilen!



Bild 18:
Der geänderte Filterentwurf macht keine Mühe, sondern Spaß!

Bild 12 vergleichen!). Aber die Sperrdämpfung folgt nun exakt dem simulierten Verlauf und ist bis 3 GHz so hoch und ohne jeden Einbruch, dass sie vom Netzwerk-Analysator hp8410 nicht mehr angezeigt wird (= größer als 60 dB). Wie wunderschön klein eine derartige Schaltung mit diesen guten Daten wird, sieht man in **Bild 17**.

3.5. Helix-Version mit der Grenzfrequenz 150 MHz

Nach den guten Erfahrungen mit den Helix-Spulen zur Erzielung geringster Durchlass-

dämpfung kam der Wunsch auf, gleich einen solchen Tiefpass für Messaufgaben im 2-m-Band (144 bis 146 MHz) anzufertigen. Die Grenzfrequenz wurde deshalb auf 150 MHz erhöht und nach den bisher gemachten Erfahrungen lief der Aufbau recht zügig ab.

Schritt 1:

Es wurde zuerst zum Programm „fds.zip“ gegriffen und die Werte entsprechend geändert; das Ergebnis zeigt **Bild 18**.

Schritt 2:

Nun folgte die Kontroll-Simulation der Filter-

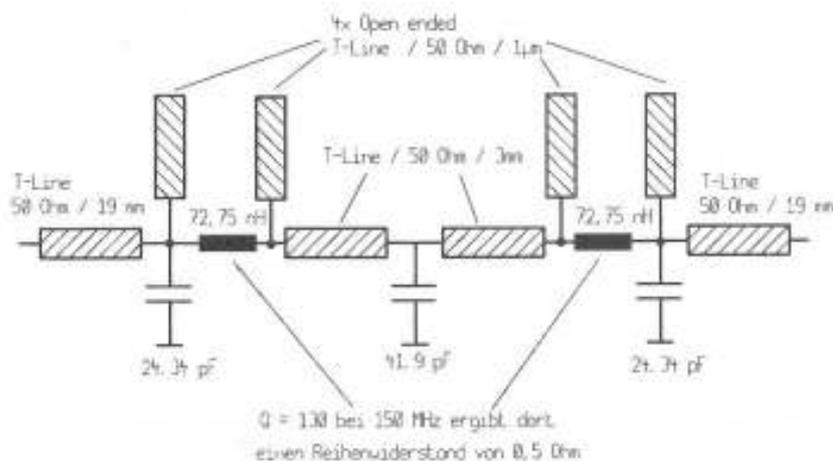


Bild 19:
Die geänderten Bauteile werden in das Simulations-schaltbild eingetragen

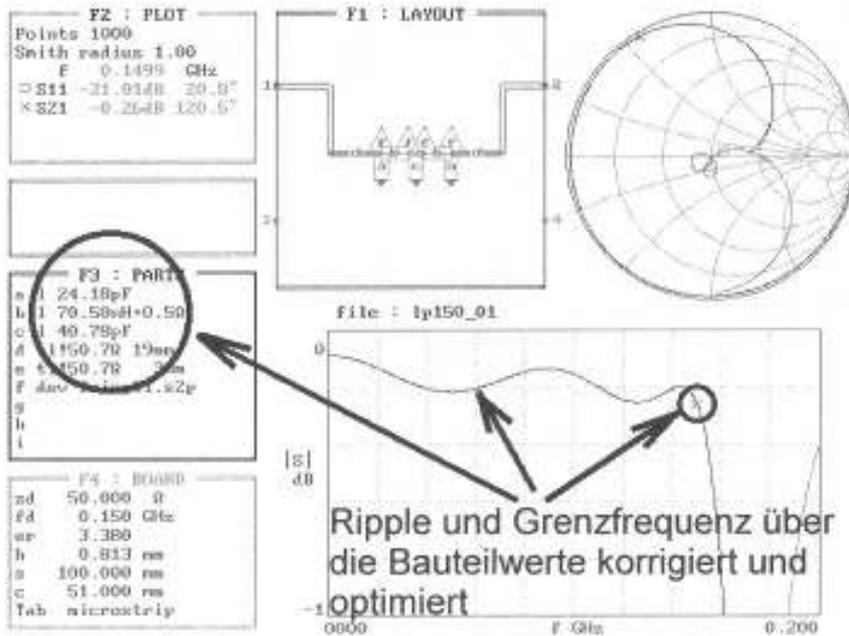


Bild 20:
Das macht schon mehr Mühe: mit PUFF wird der Einfluss der Mikrostreifenleitungen und der Open-End-Extensions durch vorsichtige Korrektur der Bauteilwerte eliminiert

ergebnisse mit PUFF. Alles verlief wunschgemäß, deshalb gibt es hier kein Bild.

Schritt 3:

Die verwendete Simulationsschaltung nach Bild 7 wurde auf 150 MHz umgestellt. Da dieselbe Platine verwendet wird, brauchen nur die Spulen- und Kapazitätswerte angepasst werden (**Bild 19**).

Schritt 4:

Nun wird mit PUFF simuliert. Den dazu eingesetzten PUFF-Bildschirm und die Voraussagen für den Durchlassbereich zeigt **Bild 20**. Das sieht ja ganz perfekt aus, aber bitte mal genau auf die Bauteil-Liste schauen: bei steigender Frequenz machen sich nun die Leitungsstücke und Open-End-Extensions immer stärker bemerkbar. Deshalb mussten die Bauteilwerte solange variiert werden, bis:

a) bei beiden „Höckern“ der Maximalwert von S11 im Durchlassbereich wieder etwa -16,4 dB betrug und

b) die Ripple-Grenzfrequenz sich wieder auf exakt 150 MHz erhöht hatte. Die war nämlich schon um etwa 3 % abgesackt.....

Schritt 5:

Die Platine wurde nun bestückt. Anstelle der 100 nH-Helixspulen wurde die kleinste erhältliche Version mit 76 nH im gleichen Gehäuse eingesetzt - und gehofft, dass sich die Spulen durch starkes Eindrehen des Messing-

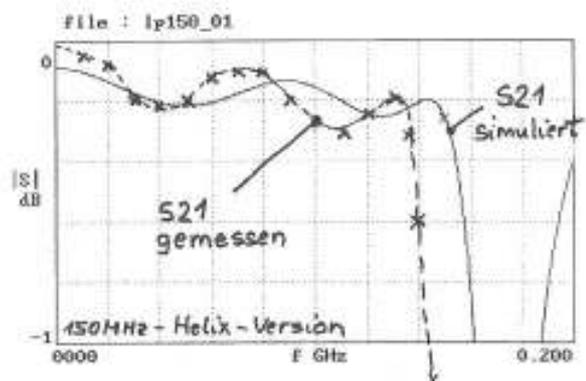


Bild 21: Die Stunde der Wahrheit: der gemessene Verlauf der Durchgangsdämpfung....

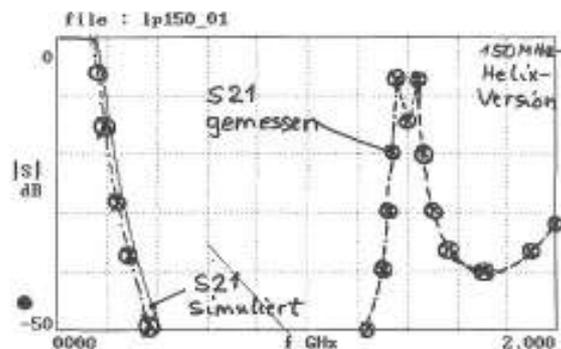


Bild 22: ...und das Verhalten im Sperrbereich beim 150 MHz-Tiefpass. Das Ergebnis ist für den ersten Durchgang trotzdem nicht schlecht!

Abgleichkerns bis auf etwa 70 nH heruntertrimmen lassen. Bei den SMD-Kondensatoren wurden garantiert echte NP0-Typen eingelötet. Die erforderlichen Kapazitätswerte wurden folgendermaßen realisiert:

24,18 pF besteht aus 22 pF parallel 2,2 pF
40,78 pF besteht aus 39 pF parallel 1,8 pF.

Schritt 6:

Jetzt war natürlich die Spannung vor der Messung groß.

Das Verhalten im Durchlassbereich ist in **Bild 21** dargestellt. Man erkennt gut, dass die Hoff-

nung auf das „Heruntertrimmen“ der Induktivitäten vergeblich war, denn erstens liegt die Grenzfrequenz sichtbar zu niedrig und zweitens hat sich das Ripple vergrößert. Doch der Entwurfsweg war genau richtig. Wer die Grunddämpfungsverläufe von Simulation und Messung vergleicht und abschätzt, wird schnell erkennen, dass sie nahezu identisch sind. Und würden noch genau passende Spulen eingesetzt und korrekt abgeglichen, so hätte man die richtige Grenzfrequenz und das Ripple wäre so groß, wie der vorausgesagte Wert.

Über den Sperrbereich schweigt man lieber, denn bis 1 GHz gibt es zwar wenig Beanstandungen. Aber dann kommen die leidigen Leitungseffekte der Spulen, das kennt man ja schon von der 100 MHz-Helix-Version (**Bild 22**). Ein Foto der Platine ist ebenfalls nicht erforderlich, denn sie sieht genau so aus wie in Bild 10. Aber die neue Grenzfrequenz sollte man darauf unbedingt schriftlich festhalten.

Wird fortgesetzt!

X.

Literaturhinweise zu Teil 1

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

ANZEIGE

Mikrowellen-CAD-Software

PUFF Version 2.1

- weiterhin lieferbar! -

DOS-Software auf Diskette
engl. Original-Handbuch

Art.Nr. 03407 € 22,-



 **UKW**Berichte
Telecommunications

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