



Gunthard Kraus, DG 8 GB

qucsStudio-Praxisprojekt: Entwicklung eines Streifenleitungs- Tiefpasses mit einer Grenzfrequenz von 1700 MHz

Mit „qucsStudio“ steht eine sehr leistungsfähige und trotzdem kostenlose HF- und Mikrowellen-CAD-Software mit deutscher oder englischer Bedienoberfläche zur Verfügung. Als Projekt wurde damit ein 1700 MHz-Tiefpass konzipiert, simuliert und in die Praxis umgesetzt. Abschließende Messungen am Prototyp ermöglichen den Vergleich von Simulation und Wirklichkeit

1. Vorbemerkung

Benötigt man Filter für den Frequenzbereich oberhalb von 1000 MHz, greift man gerne - wenn es der zur Verfügung stehende Platz zulässt - zu Streifenleitungs-Lösungen. Dabei wird bei einer doppelseitig kaschierten Leiterplatte die Filterstruktur auf der Oberseite herausgeätzt, während die Unterseite weiterhin als durchgehende Massefläche dient. Ihr Vorteil ist die hohe Nachbausicherheit nach erfolgreichem Abschluss der Ent-

wicklung, es müssen keine diskreten Bauteile bestückt werden, es ist kein Abgleich erforderlich usw. Ein Nachteil sind die bei tieferen Frequenzen relativ großen Abmessungen einer solchen Struktur.

Dass hierbei für diesen Frequenzbereich nur bestes Substratmaterial eingesetzt werden sollte, ist wohl selbstverständlich. Sehr bewährt haben sich die Produkte der Firma ROGERS, wobei man nur bei extremen Anforderungen und höchster geforderter Güte ihre reinen Teflonplatinen einsetzen sollte. Der Preis ist relativ hoch und die Vorteile der preisgünstigeren „RO4000“-Serie dagegen sehr verlockend: zwar etwas schlechter, was die Verluste angeht, aber (im Gegensatz zu PTFE) mechanisch sehr stabil und gut bearbeitbar. Bohren, Sägen, Fräsen, Anschrauben... alles kein Problem, wogegen die Teflonplatinen eher die Eigenschaft von Kaugummi aufweisen und sich schon durch ihr Eigengewicht durchbiegen.

Das berühmte „FR4“ besteht dagegen aus Glasfasergewebe und Epoxidharz. Es

ist sehr preisgünstig, mechanisch äußerst stabil, jedoch steigen ab ca. 1,5 GHz die Verluste (die dort sowieso schon mit $t_{and} = 0,02$ um den Faktor 10 schlechter als beim ROGERS-Material mit $t_{and} = 0,002$ sind) weiter an und dazu nimmt noch die Dielektrizitätskonstante mit steigender Frequenz ab. Das muss man vorher wissen und erst dann kann man je nach Anwendung und Anforderung die richtige Materialauswahl treffen.

2. Entwurf eines Streifenleitungs-Tiefpasses

Zu diesem Thema gibt es viele Vorschläge und Applikationen. Die meisten davon arbeiten mit aufwendigen Prozeduren und Transformationen und sind deshalb oft nicht leicht zu verstehen.

Hier soll das Problem auf andere und einfachere Weise gelöst werden (**Bild 1**):

Zuerst wird der Tiefpass mit dem „Filter-Calculator“ als Standard-Version aus Spulen und Kondensatoren entworfen - und zwar in der spulenarmen Version. Anschließend realisiert man die Spulen als sehr dünne und kurze Streifenleitung, die Kondensatoren ersetzt man durch ent-

sprechend dicke und kurze Leitungen.

Damit das funktioniert, muss die elektrische Länge der Leitungsstücke zwischen 10 Grad und 30 Grad bei der Durchlass-Grenzfrequenz liegen (...als absolute Obergrenze können 45 Grad gelten, aber da beginnen die Leitungsstücke schon deutlich zu transformieren.)

Außerdem sollte man wissen, dass auch die Platinendicke einen bestimmten Maximalwert nicht überschreiten darf, um die Anregung von „Hohlleiter-Wellentypen mit höherer Ordnung“ zu vermeiden. Normalerweise haben die vorliegenden Streifenleitungen sogenannte TEM-Wellen, bei denen keine Anteile der elektrischen und magnetischen Feldlinien in Ausbreitungsrichtung vorhanden sind. Ist dagegen der Abstand zwischen der Leiterbahn und der Masse-Ebene zu groß (...= Platine zu dick), kann die Anordnung als Hohlleiter mit niedriger Grenzfrequenz wirken (Erinnerung: ein Hohlleiter ist immer ein Hochpass!). Es können sich zusätzliche Wellenformen ausbilden, die elektrische Feldlinienanteile IN AUSBREITUNGSRICHTUNG aufweisen und diese würden schon z.B. vom Innenleiter einer SMA-Buchse am Ausgang kurzgeschlossen. Das führt zu Löchern im Frequenzgang...

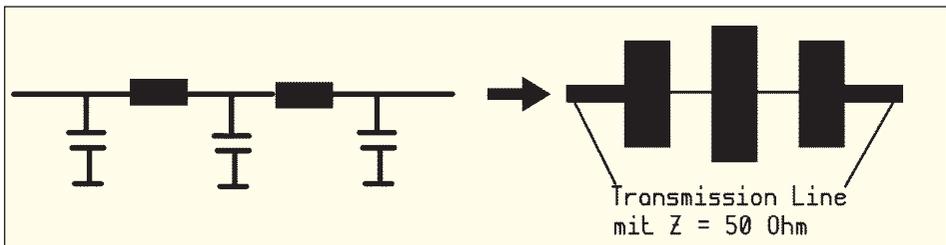


Bild 1: Das ist der Trick: Diskrete Blindbauteile werden durch Leitungsstücke ersetzt

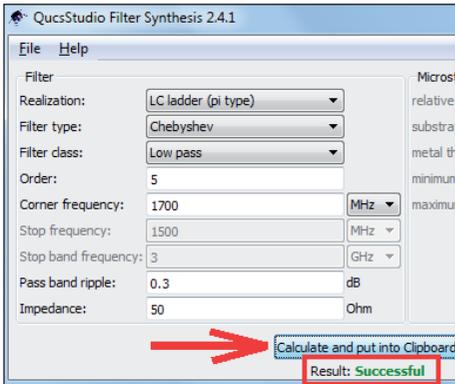


Bild 2: So müssen die Filterdaten in den „Filter-Calculator“ von qucsStudio eingegeben werden...

3. Pflichtenheft

Der Tiefpass soll Frequenzen bis 1500 MHz noch ungedämpft passieren lassen und dann möglichst schnell zu sperren beginnen. Mit folgenden Daten soll der Entwurf starten:

- Filtergrad: $n = 5$
- Filtertyp: Tschebyschef, spulenarm
- Max. Ripple im Durchlassbereich: 0,3 dB
- 3 dB-Grenzfrequenz: ca. 1,7 GHz
- Wellenwiderstand: Beidseitig $Z = 50 \Omega$
(ergibt symmetrischen Aufbau)

Als Platinenwerkstoff dient ROGERS RO4003, beidseitig Cu-beschichtet, mit den folgenden Daten:

- Substrate Name: = RO4003
- Platinendicke „H“ = 32 mil (= 0,813 mm)
- Dielektrizitätskonstante $\epsilon_r = 3,55$
- Verlustfaktor TAND = 0.002 bei 2 GHz
- Abstand zwischen Platine und Abschirmdeckel HU = 13 mm
- Kupfereauflagen (oben und unten): = 1,3 mil = „1oz“ (entspr. 35 μm Dicke)
- Oberflächenrauigkeit = 2,5 μm

4. Entwurf der Grundsaltung mit dem qucsStudio „Filter-Calculator“

Er wird über „Tools“ und „Filter Synthesis“ gestartet und auf „LC Ladder (pi type)“ umgestellt. Nach der Einstellung und Eingabe der obigen Daten sollte man **Bild 2** vor sich haben. Dann taucht nach dem Drücken von „Calculate and put into Clipboard“ kurz (in Grün) der Hinweis „Successful“ auf - das ist das Signal zum Schließen der Maske.

Aber Achtung: Bereits nach 3 Sekunden ist „Successful“ wieder vom Bildschirm verschwunden...

Wenn man wieder den leeren qucsStudio-Bildschirm vor sich hat, drückt man <Control> + <v> zum Einfügen des Clipboard-Inhaltes und sieht die fertige Filterschaltung gemäß **Bild 3**. Ein Klick auf das „Simulationsrädchen“ rechts oben in der Menüleiste reicht und das Programm präsentiert automatisch einen leeren Ergebnis-Bildschirm. Links oben in der Ecke kann man durch einen Mausklick ein „Kartesisches Diagramm“ aufrufen, das dann am Cursor hängt und nach dem Platzieren automatisch sein „Property Menü“ öffnet. Aus der linken Variablen-Liste übernimmt man die beiden Ausdrücke „S11_dB“ und „S21_dB“ über „New Graph“ in die Graphen-Auftragsliste; für jede Kurve kann man die Farbe und die Linienbreite einstellen (**Bild 4**). So erhält man die Filtereigenschaften nach **Bild 5**.

Diese Darstellung reicht bis 15 GHz, was natürlich etwas grob ist. Deshalb sollen die Tschebyschef-Wellen in einem zwei-

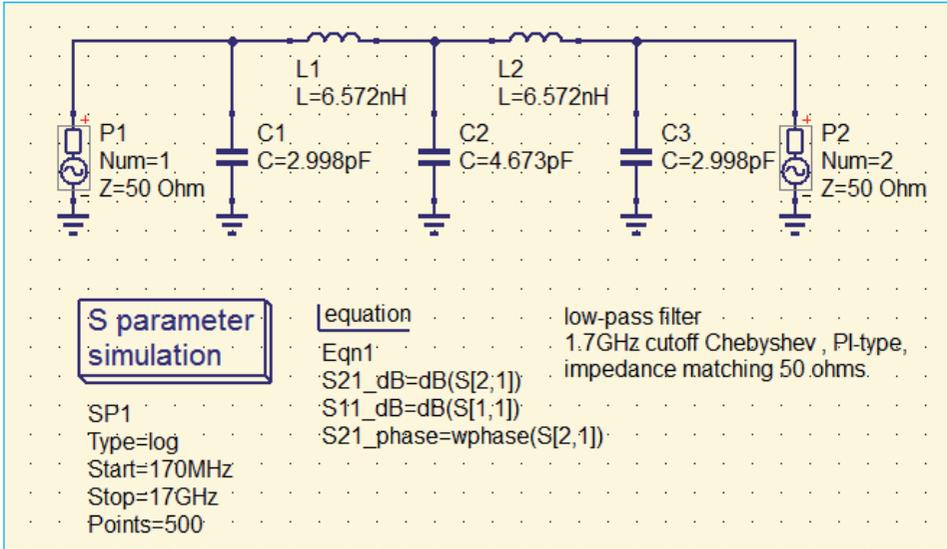


Bild 3: ...und dieser liefert als Antwort gleich die für die Simulation geeignete Schaltung

ten Diagramm sichtbar gemacht werden, was so geht:

In Bild 4 ist ganz oben in violetter Farbe im „Property Menü“ eine Kateikarte mit

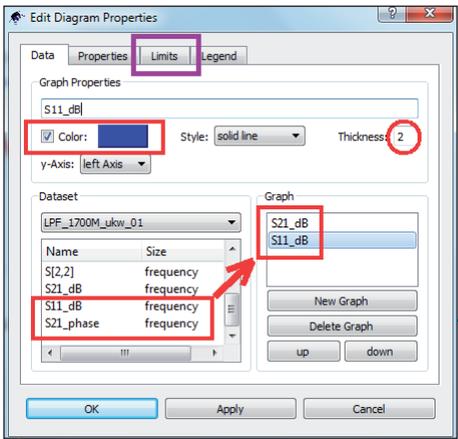


Bild 4: Das sind die nötigen Vorbereitungen für die korrekte Ergebnisausgabe von S11 und S21 (in dB) im kartesischen Diagramm

dem Namen „Limits“ markiert. Darin stellt man die Skalierung der waagerechten Achse auf „Null bis 5 GHz mit einem Tick von 1 GHz“. Bei der senkrechten Achse wählt man „-5 dB bis Null dB mit einem Tick von 1 dB“. Nach einem Klick auf „Apply“ und OK liefert **Bild 6** nun sehr schön den gedehnten Durchlassbereich.

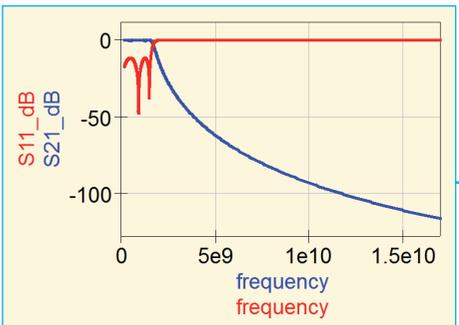


Bild 5: Hier sieht man die Filtereigenschaften bis 15 GHz

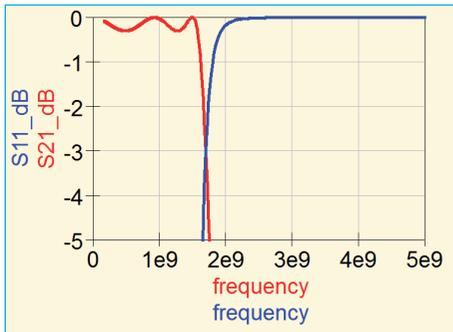


Bild 6: Das Tschebyschef-Ripple von S21 wurde exakt simuliert und ist gut zu erkennen

5. Bestimmung der Daten für die Ersatz-Leitungsstücke

5.1. Ersatz für die Kondensatoren

Man benötigt entsprechend dem vorigen Schaltbild einen Ersatz für

zwei Kondensatoren mit je 2,998 pF und einen Kondensator mit 4,673 pF. Das erledigt man mit qucsStudio im „Smith-Chart“.

Man entwirft entsprechend **Bild 7** zuerst eine kleine Simulationsschaltung und bestimmt damit S11 der Kondensatoren bei 1700 MHz über einen Frequenzmarker.

Die Marker-Anzeige wird dazu auf „5 digits“ und „magnitude / angle (degree)“ umgestellt. So kann man die Frequenz in 1 MHz-Schritten mit den horizontalen Pfeiltasten verändern.

Das Ergebnis lautet:

$$S_{11} = 1 / -116,03 \text{ Grad für } 2,998 \text{ pF}$$

$$S_{11} = 1 / -136,33 \text{ Grad für } 4,673 \text{ pF}$$

Dann erstellt man eine weitere Simulationsschaltung, in der eine Streifenleitung am Ende leerläuft. Dabei sollte man folgende drei Entwickler-Erfahrungs-Spielregeln beherzigen:

Wähle die elektrische Länge des Leitungsstückes zwischen 10 und 30 Grad bei der Grenzfrequenz.

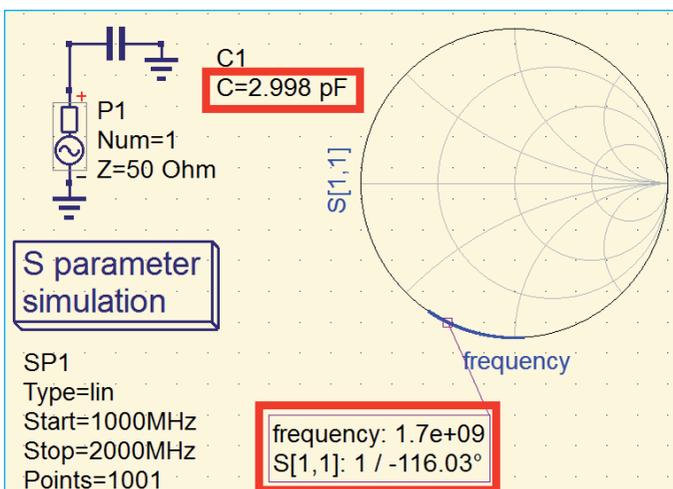


Bild 7: So kommt man an den Wert von S11 für 1700 MHz beim ersten und dritten Kondensator mit 2,998 pF heran

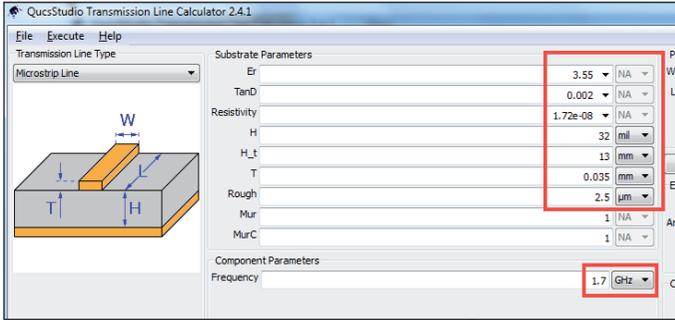


Bild 8:
Der Leitungs-Calculator möchte natürlich vorher vieles wissen (siehe Text)

Der Wellenwiderstand des Leitungsstückes sollte beim Start des Entwurfes ca. 4 bis 5 x kleiner sein als die 50 Ω der Speiseleitung. Dadurch wird die Leitung entsprechend breiter.

Sorge dafür, dass das Verhältnis von Leitungsbreite zu Leitungslänge im Endzustand etwa zwischen 1:1 und 5:1 liegt.

Also startet man den „Line Calculator“ unter „Tools“ und gibt in der linken Hälfte die Platinendaten:

- Dielektrizitätskonstante $\epsilon_r = 3,55$
- Platindicke „H“ = 32 mil
(= 0,813 mm)

Verlustfaktor $TAND = 0,002$ bei 2 GHz
Abstand zwischen Platine und Abschirmdeckel $HU = 13$ mm

Kupferauflagen (oben und unten):
= 1,3 mil = „1 oz“
(entspricht 35 µm Dicke)

Oberflächenrauigkeit = 2,5 µm
sowie die Designfrequenz mit 1,7 GHz ein. Das ist in **Bild 8** dokumentiert.

Anschließend probiert man es in der rechten Hälfte der Eingabemaske (= **Bild 9**) mit einem Wellenwiderstand von 10 Ω und einer elektrische Länge von 25 Grad bei 1700 MHz. Dazu gehört eine Lei-

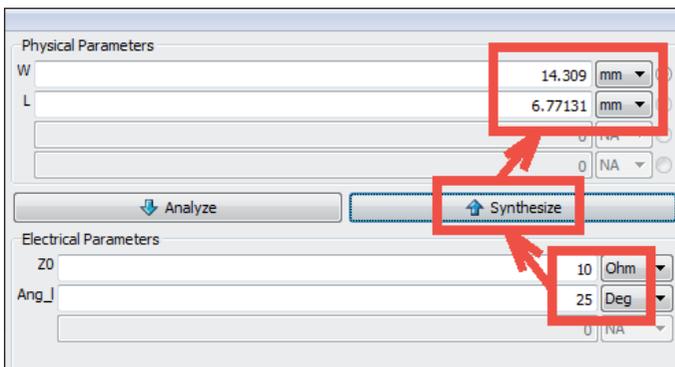
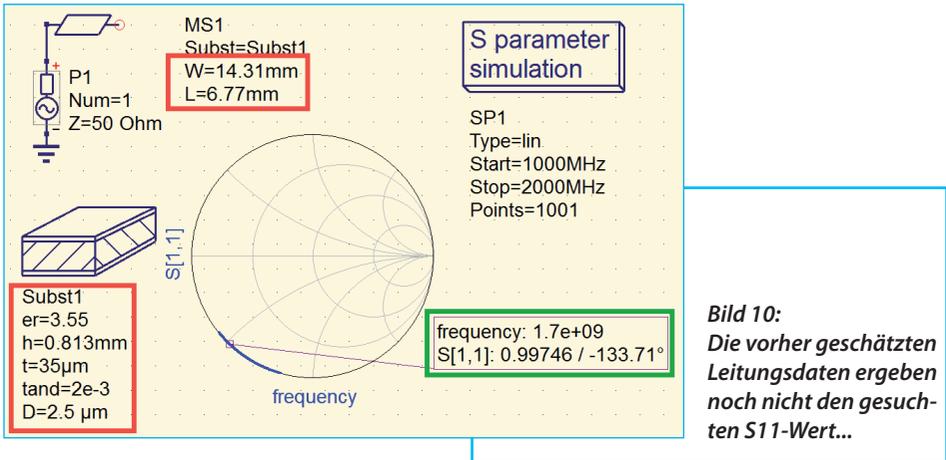


Bild 9:
Jetzt kann man sich die Daten einer Streifenleitung mit 10 Ohm und 25 Grad elektrischer Länge berechnen lassen



tungsbreite von 14,31 mm und eine Leitungslänge von 6,77 mm.

(...Bitte nur zwei Stellen nach dem Komma angeben und runden, denn genauer kann man kaum eine Platine ätzen!...).

Damit erstellt man die erforderliche Simulationsschaltung mit dem leerlaufenden Leitungsstück. „Gesweept“ wird wieder von 1 bis 2 GHz in Schritten von 1 MHz. Jetzt dient diese leerlaufende Streifenleitung als Kondensator-Ersatz. Man findet sie unter „components / transmission lines“, braucht aber von dort zusätzlich den „Substrate“-Baustein, um die Werte aus dem Pflichtenheft zu übernehmen (**Bild 10**). Der grün markierte S11-Wert passt allerdings mehr für 4,673 pF-Kondensator, denn für ihn muss der Phasenwinkel von S11 einen Wert von -136,33 Grad aufweisen. Also lässt man die Leitungslänge bei 6,77 mm stehen, verändert etwas die Leiterbreite und simuliert solange, bis man möglichst nahe am geforderten Wert ($= 1 / -136,33$ Grad) für diesen diskreten Kondensator angefangen ist. Das ist bei einer Breite von 15,35

mm und einer Länge von 6,77 mm für $C = 4,673$ pF der Fall (siehe **Bild 11**).

Die selbe Vorgehensweise gilt auch für die beiden restlichen Kondensatoren mit je 2,998 pF. Dafür fordert S11 den Wert „1 / -116,03 Grad“ bei 1700 MHz und, wenn man die Länge von 6,77 mm beibehält, benötigt man eine Breite der Leitung von ca. 9,44 mm (**Bild 12**).

5.2. Die Ersatz-Induktivität

Dazu simuliert man in **Bild 13** erst S11 für eine Induktivität mit $L = 6,572$ nH und der erforderliche Wert beträgt „1 / +70,922 Grad“ bei 1700 MHz. Dazu verwendet man wieder ein Leitungsstück, um diese Induktivität zu ersetzen.

Aber:

Nun braucht man eine am Ende kurzgeschlossene Leitung in der Simulation, die

a. wesentlich dünner als die Zuleitung und 10 bis 30 Grad lang sein muss,

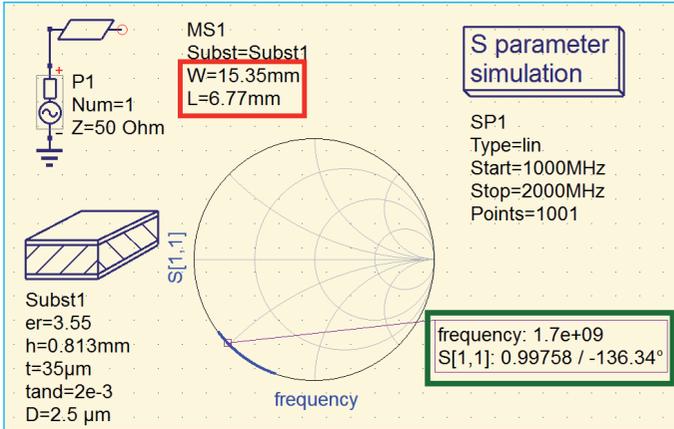


Bild 11:
...aber die nötige Korrektur für den Kondensator mit $C = 4,673 \text{ pF}$ ist eine Kleinigkeit

b. deren minimale Breite jedoch durch den Platinenhersteller UND die bei extrem dünnen Leitungen zunehmenden Verluste begrenzt wird.

Praxistipp: Man gehe so weit wie möglich bis zu einer Breite von 0,25 bis 0,3 mm herunter, denn das lässt sich bei der Platinenfertigung noch gut beherrschen.

Jetzt startet man einen ersten Versuch (Bild 14) mit einer Leiterbahnbreite von

0,3 mm und einer Länge von 10 mm. Diese Leitungslänge ergibt ein S11 von „1 / 71,609 Grad“ und ist damit etwas zu kurz (gefordert sind 70,922 Grad). Eine Verlängerung auf 10,1 mm bei gleicher Breite (0,3mm) bringt den gewünschten Erfolg mit $S_{11}=1 / 70,932 \text{ Grad}$.

Jetzt ist man bereit für eine Probe-Simulation der kompletten Filterschaltung.

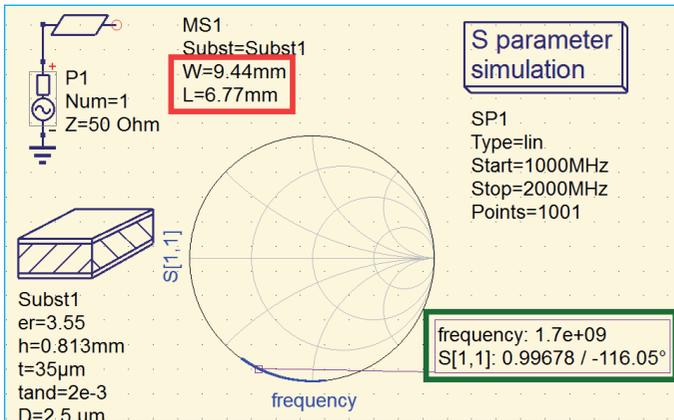


Bild 12:
Ebenso einfach ist die anschließende Prozedur für die Kondensatoren mit $C = 2,998 \text{ pF}$

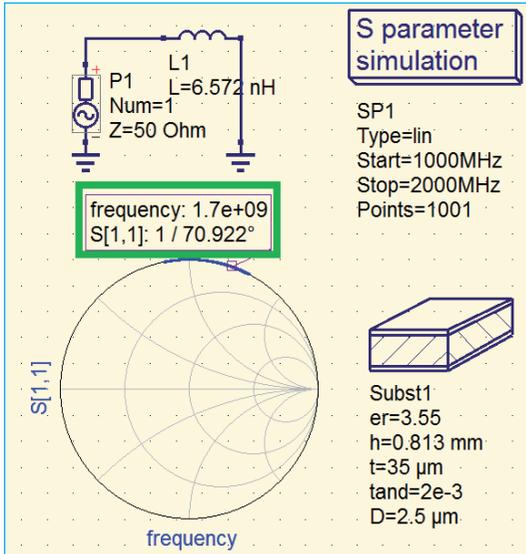


Bild 13: Dann geht es mit den beiden Spulen ($L = 6,572 \text{ nH}$) und ihrem S11-Wert weiter

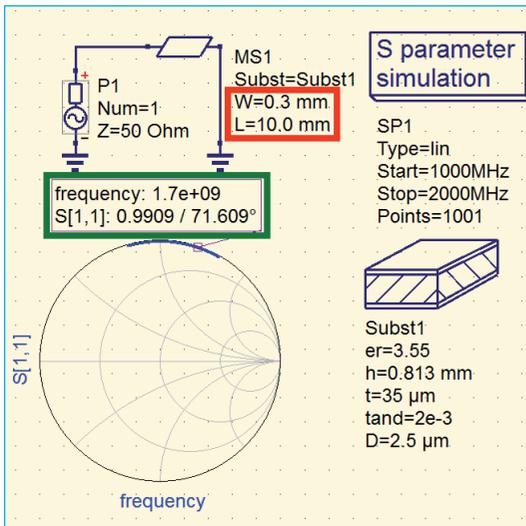


Bild 14: Dieses Mal benötigt man eine dünne und am Ende kurzgeschlossene Leitung als Ersatz (siehe Text)

6. Die komplette Filterschaltung

6.1. Optimierung des Entwurfes

Das ist nun keine schwierige Übung, denn man muss zur Simulation nur die entworfenen 5 Leitungsstücke aneinanderhängen und einen Ausgangsport anschließen. Die findet man in **Bild 15** im Bereich von 0 bis 10 GHz. Da kann man eine wichtige Erkenntnis für diese Filterart entnehmen:

Die Sperrdämpfung steigt mit wachsender Frequenz nicht (wie bei Spulenfiltern) monoton bis Unendlich an. Die „Ersatzbauteile“ werden mit steigender Frequenz schnell wieder zu Leitungsstücken, verhalten sich auch so und transformieren. Deshalb erreicht die Dämpfung nur einen bestimmten Maximalwert (hier: ca. 42 dB), danach sinkt sie wieder ab. Die Entwickler-Erfahrung sagt, dass ein solcher Streifenleitungs-Entwurf ca. 40 dB-Sperrdämpfung aufweisen sollte, um das Prädikat „gut“ zu erhalten.

Schaut man bei S21 etwas genauer auf den Bereich von 0 bis 2 GHz und 0 bis -3 dB (**Bild 16**), so sieht man, dass die Tschebyschef-Wellen ungleich hoch sind und die 3 dB-Grenzfrequenz bei fast 1,8 GHz liegt.

Die Sache mit der ungleichen Höhe dieser S21-Wellen hat direkt mit der Reflektion zu tun, was man bes-

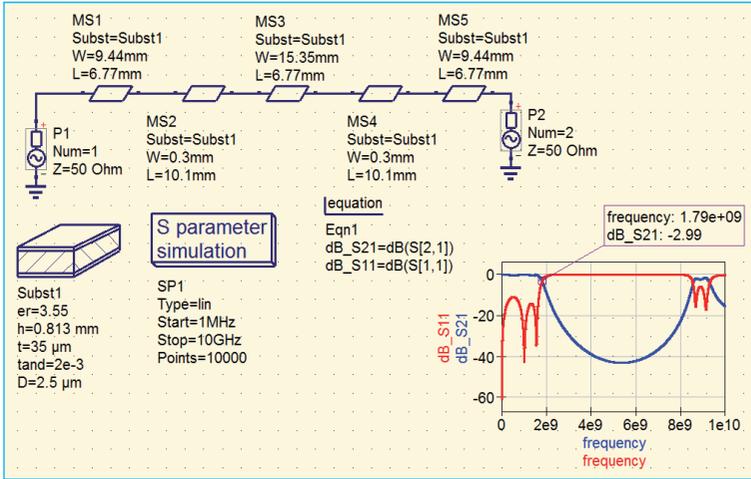


Bild 15: Jetzt wird es Ernst! Die fünf Leitungsstücke werden miteinander verbunden und getestet; das sieht zwar gar nicht so übel aus...

ser erkennt (und korrigiert), wenn man S11 in diesem Bereich untersucht. Das ist in **Bild 17** gut zu erkennen und die ungleich hohen Höcker von S11 laden geradezu zur Korrektur ein. Dies ist nicht allzu schwierig, wenn man einfach die Breite des mittleren „Kondensators“ variiert; mit

einem von 15,35 mm auf 14,3 mm reduzierten Wert der Breite ist die Welt in Ordnung (**Bild 18**).

Wer nun glaubt, dass man nur noch die Grenzfrequenz korrigieren müsste und dann fertig wäre - der täuscht sich sehr! Denn jetzt geht es erst richtig los....

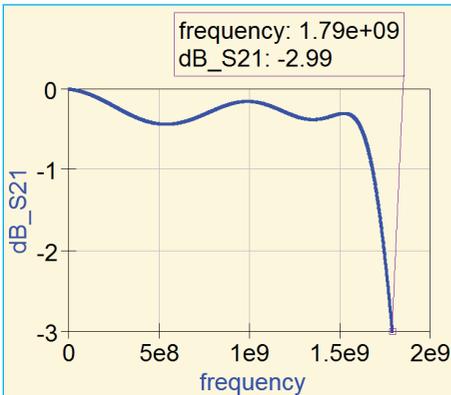


Bild 16: ...aber ein Zoom zeigt etwas ungleich hohe Wellen beim S21-Ripple und eine noch nicht korrekte Grenzfrequenz

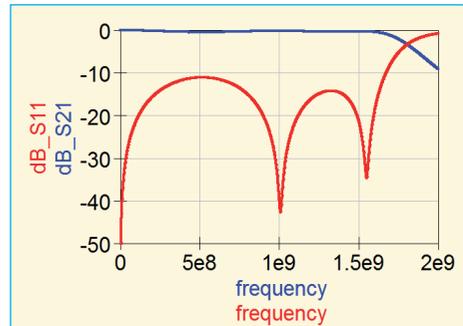


Bild 17: Beim Verlauf von S11 erkennt man viel besser die Ursache für die zu hohen Werte des S21-Ripples: Ein Höcker von S11 ist zu hoch, der andere zu klein

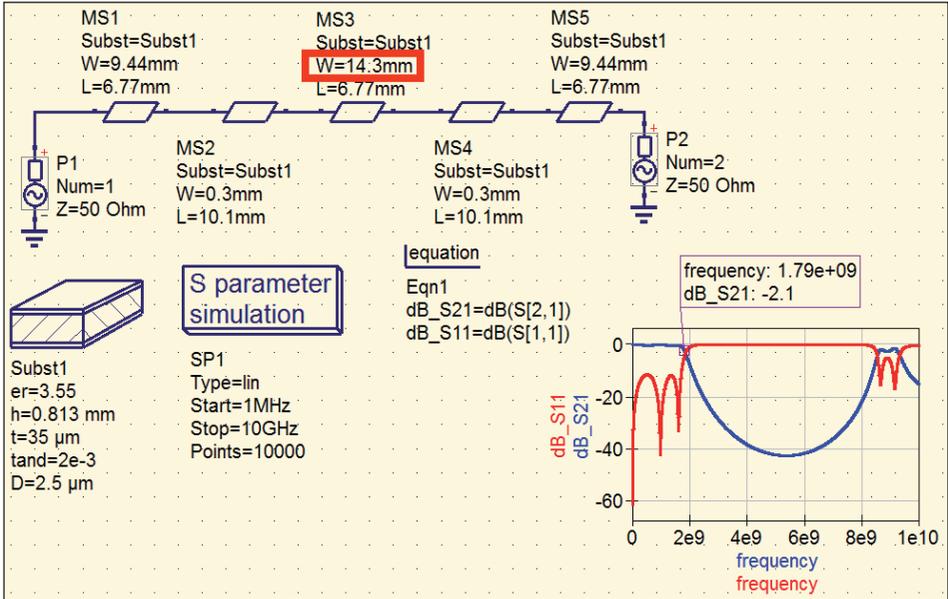


Bild 18: So einfach bringt man die beiden S11-Höcker auf gleiche Höhe (siehe Text)

6.2. Realistische Schaltung mit „Steps“

Sobald zwei Leitungen mit unterschiedlichen Breiten aneinander stoßen, entsteht eine Störstelle mit dem Namen „Step“. Der im breiten Leitungsstück gemütlich fließende Strom muss sich nämlich sehr zusammenquetschen, wenn es in die schmale Leitung hinein geht. Das gibt eine zusätzliche Induktivität. Und wenn er aus dem schmalen Leitungsstück wieder in ein breites hineinfließt, füllt er das nicht sofort bis ins letzte Eck aus. Diese „nicht ausgefüllten Ecken“ bilden einen Kondensator, der an dieser Strombahn hängt.

„qucsStudio“ enthält für diese Korrektur in seiner Bibliothek ein fertiges Step-Mo-

dell, bei dem man außer den Platinendaten nur die beiden beteiligten Leiterbreiten eingeben muss.

Doch man muss daran denken, dass links und rechts jeweils eine 50Ω-Speiseleitung erforderlich ist, was zwei weitere Steps ergibt (= „Feedline“). Die Leiterbreite dieser Feedlines liefert der „Leitungs-Calculator“ zu 1,78 mm (...bitte nachprüfen...), ihre Länge wird zu je 4 mm gewählt (damit die Platine ins Gehäuse passt).

Als Folge dieser Steps und ihrer zusätzlichen Induktivitäten bzw. Kapazitäten wird die Grenzfrequenz des vorliegenden Filters deutlich sinken (...und die eben so schön eingeebneten Höcker könnten wieder unterschiedlich hoch sein...

Man simuliert und sieht, dass die 3 dB-Grenzfrequenz auf 1600 MHz gesunken ist

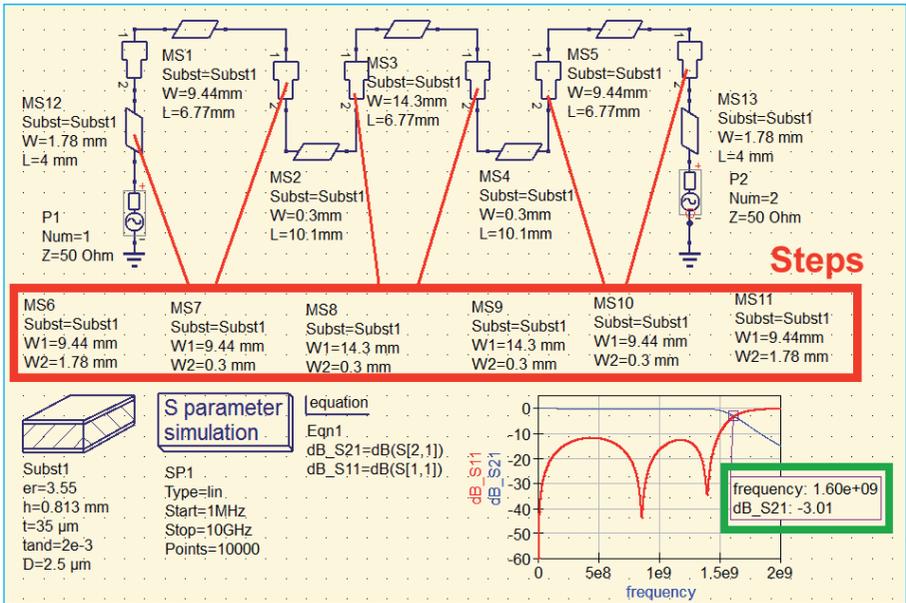


Bild 19: Jetzt muss man die Übergänge zwischen den Leitungsstücken durch „Steps“ in der Simulation berücksichtigen; das wirft natürlich wieder alles durcheinander

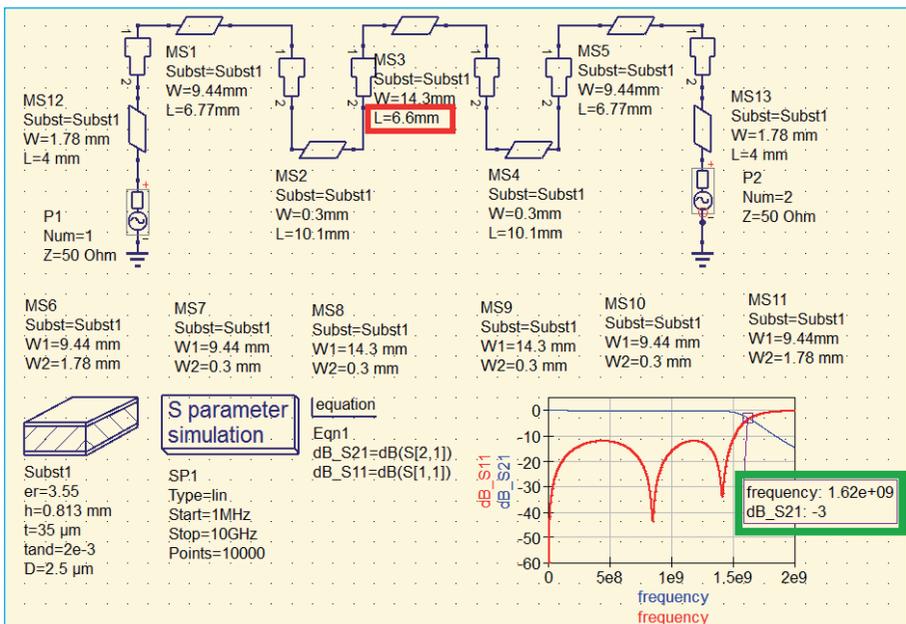


Bild 20: Zuerst bringt man die S11-Höcker wieder auf gleiche Höhe...

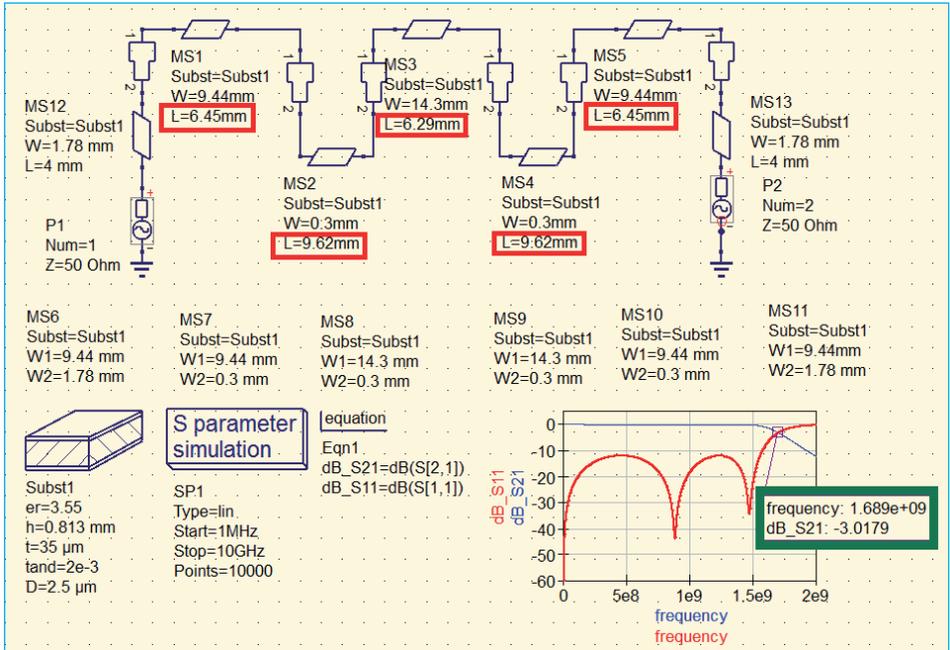


Bild 21: ...und mit einer Längenkorrektur aller Leitungsstücke um denselben Faktor stimmt auch die Grenzfrequenz

und dazu die S11-Wellen des Ripples wieder etwas ungleich hoch sind (**Bild 19**). Deshalb verkürzt man wieder die Länge des mittleren Kondensators (...die Breite bleibt, sonst müsste man zusätzlich den linken und rechten Step ebenfalls ändern...). Das ist nicht sehr schwierig und das Ergebnis erreicht man schnell:

Mit einer neuen Länge von 6,6 mm hat man gleich hohe S11-Hügel erreicht (**Bild 20**). Zusätzlich ist die Grenzfrequenz leicht auf 1620 MHz angestiegen. Also verkürzt man einfach alle Leitungslängen (außer den beiden Speiseleitungen) um den Faktor $1620/1700 = 0,953$.

Jetzt landet man bei **Bild 21**, was fürs erste ausreichend ist! Die 3 dB-Grenzfrequenz

liegt nun bei ca. 1690 MHz und es wird Zeit für die erste Versuchsplatine.

7. Die Umsetzung in die Praxis

Diese Zusammenstellung wird für den Platinen-Entwurf benötigt:

- Die Schaltung wird von zwei „50 Ohm-Feedlines“ mit je 1,78 mm Breite gespeist.
- Der Tiefpass beginnt und endet mit 2 Kondensatoren von je 2,998 pF. Das sind Leitungsstücke mit einer Breite von 9,44 mm und einer Länge von 6,45 mm.
- Die beiden Induktivitäten werden als Leiterbahnen mit 0,3 mm Breite und 9,62

mm Länge realisiert.

d. In der Mitte befindet sich ein „Kondensator“ von 4,673 pF aus einem Leitungstück mit 14,3 mm Breite und 6,29 mm Länge.

Die praktische Ausführung der Leiterplatte zeigt **Bild 22**: Alles ist auf einer Platine der Größe 30 mm x 50 mm angeordnet (Werkstoff ROGERS RO4003, 32 mil = 0,813 mm dick, beidseitig kupferbeschichtet mit 35 µm Dicke). Das fertige Pro-

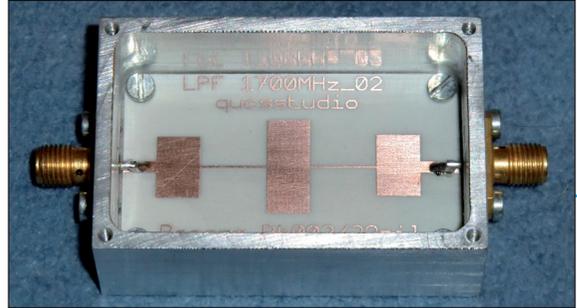


Bild 23: Dieser Anblick verursacht schließlich echte Glücksgefühle und lässt die erforderliche Mühe vergessen

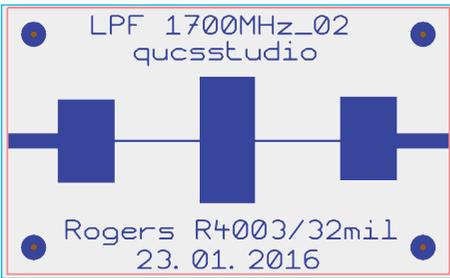


Bild 22: Der Entwurf dieser Leiterplatte muss mit einer Genauigkeit von 0,01 mm vorgenommen werden

dukt, eingebaut in ein gefrästes Alu-Gehäuse und mit SMA-Buchsen versehen, zeigt **Bild 23**.

Interessant sind die Ergebnisse der S21-Messung im Durchlassbereich (**Bild 24**). Mit der Grenzfrequenz kann man ja sehr zufrieden sein, aber das Ripple ist etwas größer als erwartet. Auch die mit der Frequenz ansteigende Grunddämpfung hat etwas höhere Werte - da war die Simulation zu optimistisch.

Dafür macht die Reflektion im Durchlassbereich (**Bild 25**) richtig Spass, denn

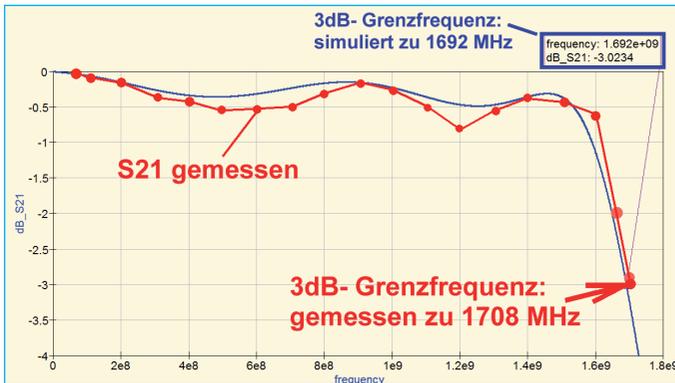


Bild 24: Viel besser ist der S21-Verlauf wohl nicht hinzubekommen; die Grunddämpfung ist jedoch einen Tick höher als erwartet ...

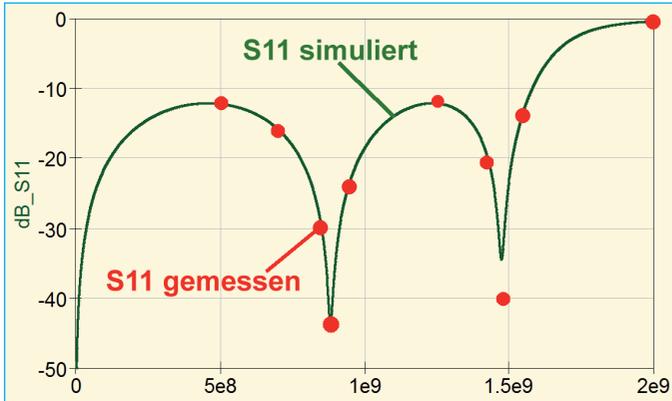


Bild 25:
Dafür gibt es bei S11 nichts zu verbessern

die gemessene S11-Kurve ist fast punktgleich mit der Simulation.

Wie es mit S21 über 2 GHz hinaus bis 8 GHz weitergeht, zeigt **Bild 26**. Bis 3 GHz läuft es gut, aber darüber beginnen wilde Zickzack-Bewegungen, die mit der Simulation nichts mehr zu tun haben.

Wenn man jetzt in vielen Jahren eigener Entwickler-Erfahrung herumkramt, findet man schnell die Ursache - RESONANZEN DES GEHÄUSES, DAS ALS CAVITY (= HOHLRAUM-RESONATOR) WIRKT!

Die Abhilfe besteht aus dem Ausfüllen des Hohlraumes oberhalb der Leiterplatte mit leitendem Schaumstoff. Dafür gibt es für den Mikrowellenbereich spezielle Materialien und Lieferanten, aber ein Versuch mit dem billigen Zeug, auf dem ICs mit Füßchen geliefert werden zeigt, ob diese Richtung stimmt.

Die Dicke des Schaumstoffs sollte dabei so gewählt werden, dass er nur noch einige Millimeter freie Luft oberhalb der Platine zulässt. Für den ersten Test werden

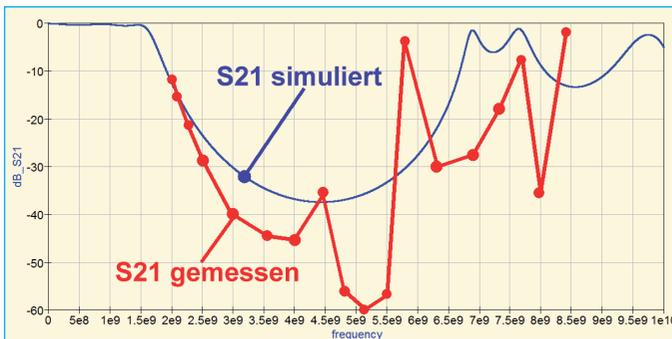


Bild 26:
Beim Anblick dieses S21-Verlaufs zwischen 2 GHz und 8 GHz bekommt man erst mal einen gehörigen Schrecken



Bild 27: Sobald man jedoch die Ursache ermittelt hat, hilft der altbekannte dämpfende Schaumstoff weiter (siehe Text)

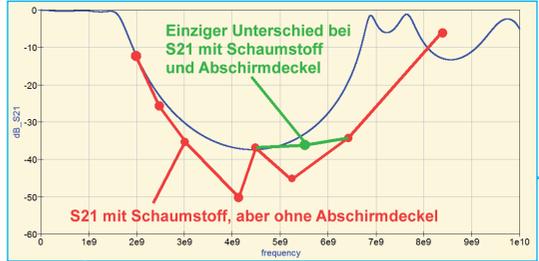


Bild 28: Der Erfolg zeigt die Richtigkeit der getroffenen Massnahme; zur Perfektion bräuchte man jedoch echtes Mikrowellen-Dämpfungsmaterial

die Abmessungen so zugeschnitten, dass das Ganze nach dem Einsetzen in das Gehäuse stramm sitzt und mit der Gehäuse-Oberkante abschließt (**Bild 27**). Falls sich diese Maßnahme bewährt, wird er auf die Unterseite des Deckels geklebt.

Nun stellt sich die Frage: Was bringt dieser Aufwand? Dazu benötigt man wieder eine S21-Messung bis 8,4 GHz (**Bild 28**). Jetzt kann man beruhigt „Na also“ sagen und sich auf die Suche nach noch besser geeignetem Material machen. Damit müßte man eine Sperrdämpfung von wenigstens 40 dB fast bis 6 GHz schaffen.

Die kurze grüne Kurve im Diagramm zeigt nämlich, dass der Abschirmdeckel „noch durch den Schaumstoff durchguckt“ und

deshalb die Gehäuseresonanz zwischen 4 und 5 GHz nicht ausreichend unterdrückt wird.

8. Zusammenfassung

„qucsStudio“ hat in beeindruckender Weise gezeigt, wie gut diese Software ist und was sie alles kann. Allerdings muss man als Anwender weiterhin die vielen kleinen Tricks und Tücken der praktischen Umsetzung im Kopf parat haben, damit man gleich auf unerwartete Resultate reagieren kann. Aber das macht ja einen deutlichen Teil der Freude am Erfolg aus.

ANZEIGE

Parallelklemmen:

- zum Befestigen am Geländer / Gerüst
- zum Verlängern vorhand. Antennenrohre
- auch für Rundrohr an Vierkant!
- universell einsetzbar

PMK 60



BE 610



PMK 65-V2
PMK 75-V2

PMK 60 20-60 mm Set; Stahl, verz. € 13,50

PMK 65-V2 30-65 mm Set; Edelstahl. € 45,80

PMK 75-V2 30-75 mm Set; Edelstahl. € 59,50

BE 610 Parallelkl. St. je € 7,95



email:
info@ukwberichte.com
www.ukw-berichte.de

UKW-Berichte, Eberhard L. Smolka
In der Büg 11, 91330 Eggolsheim
Tel. 09191-9795410; Fax -97954133