

2-m-Tiefpass mit 70-cm-Bandsperre aus Koaxialkabeln oder Rohren

HARTWIG HARM – DH2MIC

UKW-Conteste sind nicht nur eine betriebstechnische Herausforderung, sondern können auch die technikbegeisterten Funkfreunde zu Höchstleistungen anregen. Im Rahmen der Vorbereitung auf einen 2-m/70-cm-Wettbewerb entstand ein Filter, nach dessen Einfügen sich die 2-m-Station am gleichen Standort so gut wie unabhängig von der auf 70 cm sendenden betreiben lässt. Der Aufbau ist einfach und erfordert keinerlei Spezialteile.

Die beim gleichzeitigen Betrieb zweier unmittelbar nebeneinander angeordneter Funkstationen auftretenden Pegelunterschiede sind gewaltig. Wenn auf 2 m bzw. 70 cm eine Station sendet und die andere nach leisen Signalen sucht, liegen zwischen 750 W Sendeleistung und -120 dBm Eingangspegel 180 dB. Das ist derart hoch, dass selbst eine 2-m-Endstufe mit 60 dB Oberwellenabstand nicht nur den Empfang

Filter mit Spulen können diese Forderungen nicht annähernd erfüllen, wie ein Blick auf die einschlägigen Veröffentlichungen zeigt. In dieser Ausgabe stelle ich ein sehr einfaches 2-m-Tiefpassfilter mit 70-cm-Bandsperre vor, das allen diesen Forderungen gerecht wird. Der Beitrag in der kommenden Ausgabe widmet sich dem Gegenstück: einem 70-cm-Bandpassfilter mit tiefem Sperrbereich bei 2 m.



Bild 1: Praktische Realisierung des kombinierten 2-m-Tiefpass- und 70-cm-Notch-Filters mit Ecoflex15 und hochwertigen lötfreien N-Steckern und N-T-Stücken

Foto, Screenshot: DH2MIC

leiser Stationen auf 70 cm unmöglich macht, sondern dessen Vorverstärker völlig zustopfen oder sogar beschädigen kann. Selbst wenn die Streckendämpfung bei 50 m Abstand zwischen den drehbaren Antennen 50 dB erreicht, bleiben Pegelunterschiede von 130 dB. Und bei 2 m ist die Antenne auch auf 70 cm resonant, sodass der Vorverstärker trotz eigener Vorselektion total überfordert ist.

Was hilft, sind zwei Bandpassfilter mit einem mindestens 60 dB tiefen Sperrbereich (Notch) im jeweils anderen Band. Außerdem müssen bei der maximal erlaubten Sendeleistung von 750 W die Filterverluste unter 1 % oder 7,5 W bleiben, was einer Durchgangsdämpfung von unter 0,1 dB entspricht. Sonst brennt das Filter womöglich noch ab.

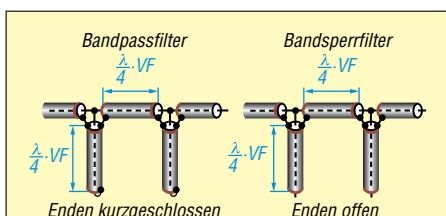


Bild 2: Bandpass- und Bandsperfilter aus $\lambda/4$ langen Koaxialkabeln

■ 2-m-Tiefpassfilter aus 50- Ω -Kabeln

Ausgangspunkt aller Überlegungen ist die Einsicht, dass die Güte von Spulen im 2-m- und 70-cm-Bereich nicht ausreicht, die Dämpfungsforderungen zu erfüllen. Also muss man sich von lieb gewonnenen Strukturen verabschieden und nach neuen Lösungen suchen.

Wir starten dazu mit einem Bandsperfilter für 70 cm wie in Bild 2 sowie [1] und schauen dann, wie wir dessen Eigenschaft bei 2 m optimieren können. Die Funktion ist einfach: Wie jeder Funkamateure weiß, stellt ein am Ende leerlaufendes Kabel mit $\lambda/4$ elektrischer Länge, wie in Bild 2 rechts dargestellt, am anderen Ende einen virtuellen Kurzschluss dar. Baut man diese Stichleitung (Stub) mit einem T-Stück in die Übertragungsleitung ein, sind die Forderungen schon nahezu erfüllt. Mit einem zweiten, ebenfalls offenen Stub lassen sich die Breite und Tiefe des Sperrbereichs noch erheblich steigern, wenn beide Stubs durch ein elektrisch $\lambda/4$ langes Verbindungskabel voneinander entkoppelt sind.

Diese Transformationsleitung sorgt dafür, dass der Anstieg der Kurzschlussimpedanz der einen Stichleitung zu beiden Seiten der Mittenfrequenz in ihren konjugiert komplexen Wert transformiert wird und damit den Einfluss der anderen Stichleitung aufhebt, was der Breitbandigkeit und Tiefe des Sperrbereichs zugutekommt.

In unserem Fall reichen – wie wir später sehen werden – Sperrdämpfung und Bandbreite der beiden Stichleitungen allein vollkommen aus, sodass wir die Verbindungsleitung so dimensionieren können, dass der Einfluss der Kapazität der Stichleitungen im 2-m-Bereich optimal kompensiert wird. Das sieht man am besten im Smith-Diagramm in Bild 3.

Das frei nutzbare Programm *Smith Chart* [2] ermittelt sogar während der Schaltungseingabe die unbekannte Länge der Verbindungsleitung. Die Transformation beginnt am Lastwiderstand $Z_L = 50 \Omega$ im Datenpunkt 1 (DP-Nr. 1). Mit der ersten 173 mm langen Stichleitung, was bei 70 cm genau $\lambda/4$, bei 2 m aber nur $\lambda/12$ ist, landen wir am Datenpunkt 2 (DP-Nr. 2) bei $37,5 \Omega - j21,7 \Omega$. Den konjugiert komplexen Datenpunkt 3 (DP-Nr. 3) er-

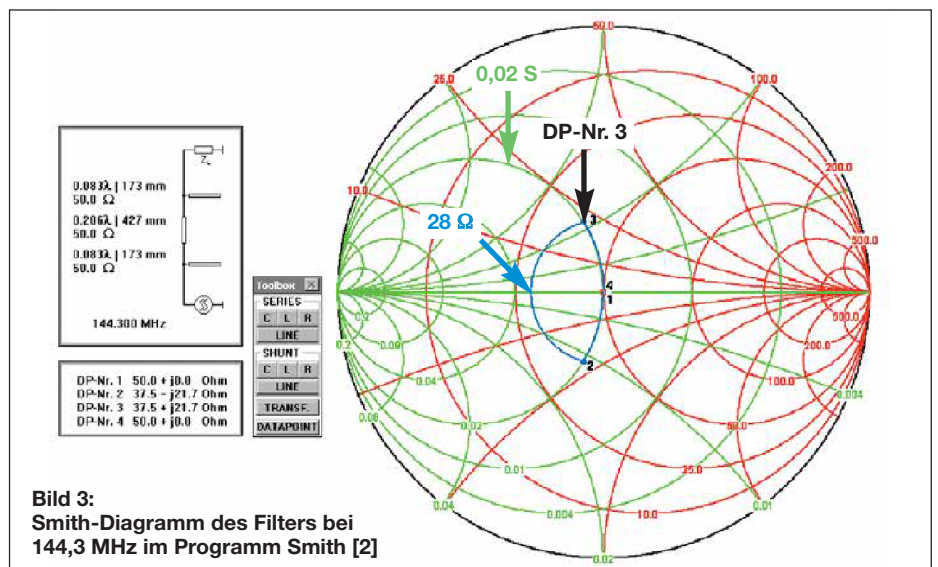


Bild 3: Smith-Diagramm des Filters bei 144,3 MHz im Programm Smith [2]

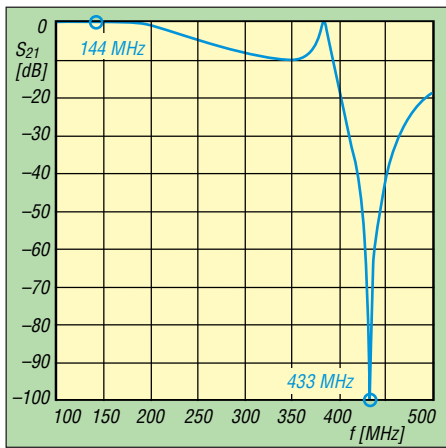


Bild 4: Die Simulation des Frequenzgangs mit verlustbehaftetem Koaxialkabel Ecoflex15 zeigt die zu erwartende geringe Durchgangsdämpfung bei 2 m und die hohe Sperrtiefe im 70-cm-Band.

reicht man mit einem 50- Ω -Kabel passender Länge, das ja auf einem Kreis um den 50- Ω -Punkt herum transformiert.

Ist in der *Toolbox* die *Series Line* aktiviert, muss nur noch mit der Maus der Punkt an der Kreuzung mit der grünen Admittanzkurve für 0,02 S (Siemens) angeklickt werden, sodass sich automatisch mit Datenpunkt 3 (DP-Nr. 3) die benötigte Länge von 427 mm einstellt. Die Rücktransformation zum Datenpunkt 4 (DP-Nr. 4) übernimmt dann die zweite Stichleitung.

Bei allen Längen handelt es sich natürlich um die elektrisch wirksamen Längen l_e , die zur Realisierung der mechanischen Längen l_m noch mit dem Verkürzungsfaktor VF des verwendeten Koaxialkabels multipliziert werden müssen. Bei der rechnerischen Optimierung auf den *ganzen* 2-m-Durchlassbereich ergab sich als optimale Länge der Transformationsleitung 424 mm.

Für die Beurteilung des Sperrbereichs ist das Smith-Diagramm ungeeignet und wir brauchen eine lineare Schaltungsberechnung. Falls das von Ihnen genutzte Programm verlustbehaftete Kabel mit frequenzabhängiger Dämpfung berücksichtigt, liefert es gleichzeitig das Durchgangsverhalten bei 144 MHz sowie die Breite und Tiefe des Sperrbereichs bei 70 cm. Ansonsten sind zwei getrennte Analysen erforderlich.

In Bild 4 ist erkennbar, dass nicht nur die angestrebten -60 dB, sondern theoretisch sogar -100 dB erreicht werden. In der Praxis erfordert dies allerdings Kabel und Stecker mit hoher HF-Dichtigkeit (Schirmungsmaß). Die Durchgangsdämpfung liegt deutlich unter 0,1 dB. Dass dies auch in der Praxis zu halten ist, wird die Messung des realisierten Filters zeigen.

Auffällig ist, dass es bei etwa 384 MHz einen zweiten Durchlassbereich gibt, der hier zwar nicht stört, dessen Zustandekommen aber Rätsel aufgibt. Mit dem

Smith-Diagramm (siehe Ergänzung auf www.funkamateurl.de) ist das leicht erklärt. Hier nur der Hinweis, dass bei der höheren Frequenz die Transformationswege aller Leitungen deutlich länger werden. Der Stub transformiert schon fast bis zum Kurzschluss und der Weg zum konjugiert komplexen Wert ist über 360° lang, was auch die in Bild 5 erkennbaren hohen Verluste bei dieser Frequenz erklärt.

■ Praktische Realisierung und messtechnische Überprüfung

Um die guten Eigenschaften wirklich nutzen zu können, sind hochwertige Kabel, Stecker und T-Stücke einzusetzen. Meine Wahl fiel auf Ecoflex15, N-T-Stücke von Telegärtner und lötfreie N-Stecker von SSB-Electronic. Da sowohl die Stecker als auch die T-Stücke zum Teil Luftdielektrikum, teilweise aber auch festes Dielektrikum enthalten und ein Verkürzungsfaktor nicht bekannt ist, habe ich hierfür vereinfachend ebenfalls den Wert $VF = 0,86$ des Ecoflex15 angenommen. Die Tabelle zeigt alle Maße von der Idee bis zur Realisierung.

Wie in Bild 1 zu sehen, sollte man die Stubs zunächst etwas länger als berechnet zuschneiden und die Enden des Schirms sparsam verzinnen, damit die Endkappen gut passen. Letztere sind übrigens Kupferkappen für 12-mm-Kupferrohre aus dem Baumarkt. Das Kürzen erfolgt einzeln, aber gleichmäßig und schrittweise. Die Sperrfrequenz der Stubs verschiebt sich um 3 MHz pro Millimeter, was die wiederholte Kontrolle mit einem Messgerät erfordert. Die Längen der Stubs müssen so lange gekürzt werden, bis die gewünschte Sperrtiefe zwischen 432 und 433 MHz bei aufgesetzten Kappen erreicht ist.

Das Aufsetzen und Verlöten der Kappen gestattet noch eine geringe Feinabstimmung. Die Kappe darf jedoch dem frei liegenden Innenleiter nicht zu nahe kommen und das Schaumdielektrikum verträgt keine langen Lötzeiten! Ein Schrumpfschlauch als Abdichtung kann übrigens nicht schaden.

Doch Vorsicht: Die Enden der Stichleitungen reagieren sehr empfindlich auf mechanische Belastungen, weil die Kappen nur von der dünnen Außenleiterfolie gehalten werden. Schon ein Fall aus geringer Höhe kann zu Verformungen führen, denn das

Tabelle: Elektrische und mechanische Leitungslängen des Filters mit Ecoflex15

Element	Stubs	Verbindung
l_e [mm] ¹⁾	173	427
VF	0,86	0,86
l_m [mm] berechnet	148,8	367,2
l_m [mm] simuliert ²⁾	149,12	371,79
l_m [mm] realisiert ³⁾	151	370

¹⁾ aus Smith-Diagramm ²⁾ mit Verlusten
³⁾ inklusive Stecker und Endkappen

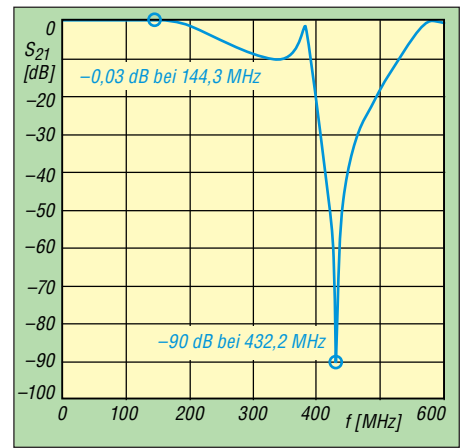


Bild 5: Die messtechnische Überprüfung bestätigt die hervorragenden Daten des Filters gemäß Bild 7. Auch der prinzipbedingte zweite Durchlassbereich bei 384 MHz ist gut zu erkennen.

Schaumdielektrikum trägt nicht zur mechanischen Stabilität bei. Bei mir war nach einem solchen Unglück die Resonanzfrequenz um 10 MHz nach unten verrutscht. Die messtechnische Überprüfung im Labor enttäuschte nicht, sondern bestätigte alle Erwartungen, wie in Bild 5 abzulesen ist. Zugegeben: Etwas überrascht war ich dann doch – und hoch zufrieden.

■ Realisierung mit Rohren

Die Realisierung mit Koaxialkabel ist bei Verwendung hochwertiger, über 100 € teurer Komponenten nicht gerade günstig. Sie lässt in der Praxis aber keine Wünsche offen und ist auch gegen Witterungseinflüsse gut geschützt.

Trotzdem baute ich ein zweites Filter aus einem quadratischen Aluminiumrohr als Außen- und einem runden Kupferrohr als Innenleiter. Auf diese Idee kam ich, als jemand die beiden Stubs nicht an den Abzweig, sondern an die Enden der ganzen Anordnung schraubte, sodass Ein- und Ausgang an den beiden T-Abzweigungen der lang gestreckten coaxialen Anordnung zu liegen kamen. Die Kosten sind halb so groß, dafür ist etwas mehr handwerkliches Geschick erforderlich.

Der Wellenwiderstand dieses langen Gebildes muss nicht genau 50 Ω betragen, denn auch mit einer abweichenden Impedanz lässt sich die Transformation durchführen. Natürlich haben dann auch die beiden Stichleitungen diesen von 50 Ω ab-

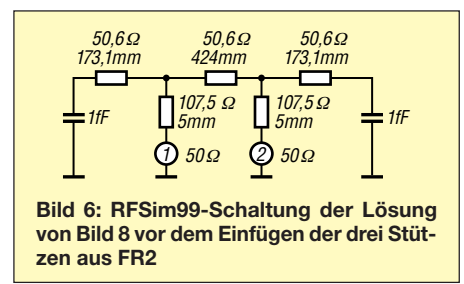


Bild 6: RFSim99-Schaltung der Lösung von Bild 8 vor dem Einfügen der drei Stützen aus FR2

weichenden Wellenwiderstand, was bei 2 m einen etwas anderen Blindwiderstand ergibt als den in Bild 3. Das wiederum hat eine etwas andere Transformationslänge zur Folge. Wichtig ist nur, dass man zur Simulation die Impedanz der Anordnung des runden Innenleiters im quadratischen Außenleiter möglichst genau kennt. Dann ergeben sich über das Smith-Diagramm auch die richtigen Längen, die zu einer erfolgreichen Realisierung führen.

Zur Berechnung der Wellenwiderstände verwende ich mein Programm *TLC Transmission Line Calculator* [4], dessen Entwicklung in [3] bereits vorgestellt wurde. Dieser Aufbau bot mir noch einmal die Möglichkeit, die Genauigkeit der eingesetzten Formeln zu überprüfen. Aus Bild 8 gehen alle zur Berechnung erforderlichen Abmessungen hervor. Das Vierkantrrohr hat vom 12-mm-Innenleiterrohr einen Abstand von 13 mm, was eine Impedanz von 50,6 Ω ergibt.

Die beiden kurzen Verbindungen der Ein- und Ausgangsbuchse zum Innenleiterrohr sollten idealerweise 50 Ω haben. Da der Kragen der verwendeten Flanschbuchse innen noch 2 mm übersteht, ist das bis dahin auch der Fall. Die verbleibenden 5 mm überbrückt der Anschlussnippel mit einem mittleren Durchmesser von 5,5 mm. Sein Abstand zu den beiden parallelen Flächen des Vierkantrrohres beträgt auch 13 mm und das ergibt mit [4] eine Impedanz von 107,5 Ω. Diese Stoßstelle hat deutliche Auswirkungen auf die übrigen Abmessungen, wie man durch Simulation schön nach-

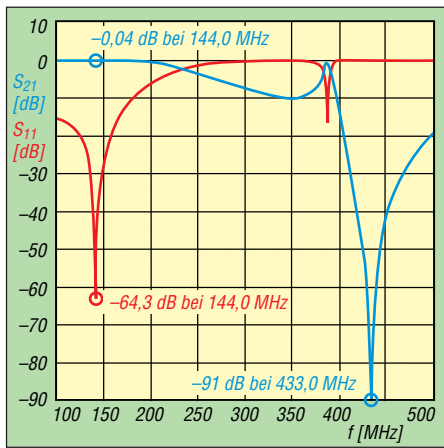


Bild 9: Durchgangsverhalten (S_{21}) und Reflexionsdämpfung (S_{11}) des gemäß Bild 8 alternativ aus Rohren realisierten 2-m-Bandpassfilters; das Durchgangsverhalten stimmt mit dem in Bild 5 fast genau überein.

vollziehen kann. Bild 6 zeigt den Stromlauf aus RFSim99 [5] mit angenommenen Endkapazitäten von 0,001 pF.

Allerdings zeigte sich beim Aufbau, dass aus Gründen der mechanischen Stabilität drei Stützen aus 1,5 mm FR2-Lochrasterplattenmaterial benötigt werden. Anders ist die Exzentrizität des Innenleiters nicht unter 0,5 mm zu halten. Da die Dielektrizitätszahl ϵ_r des FR2-Materials nicht bekannt war, habe ich sie über eine Kapazitätsmessung zu $\epsilon_r = 3,0$ ermittelt. Auch wenn der Wert relativ niedrig und die Stütze nur 1,5 mm dick ist, verkürzt sie doch die mechanische Stublänge um fast 4 mm, wie man einer erneuten Simulation mit der erweiterten Schaltung entnehmen kann.

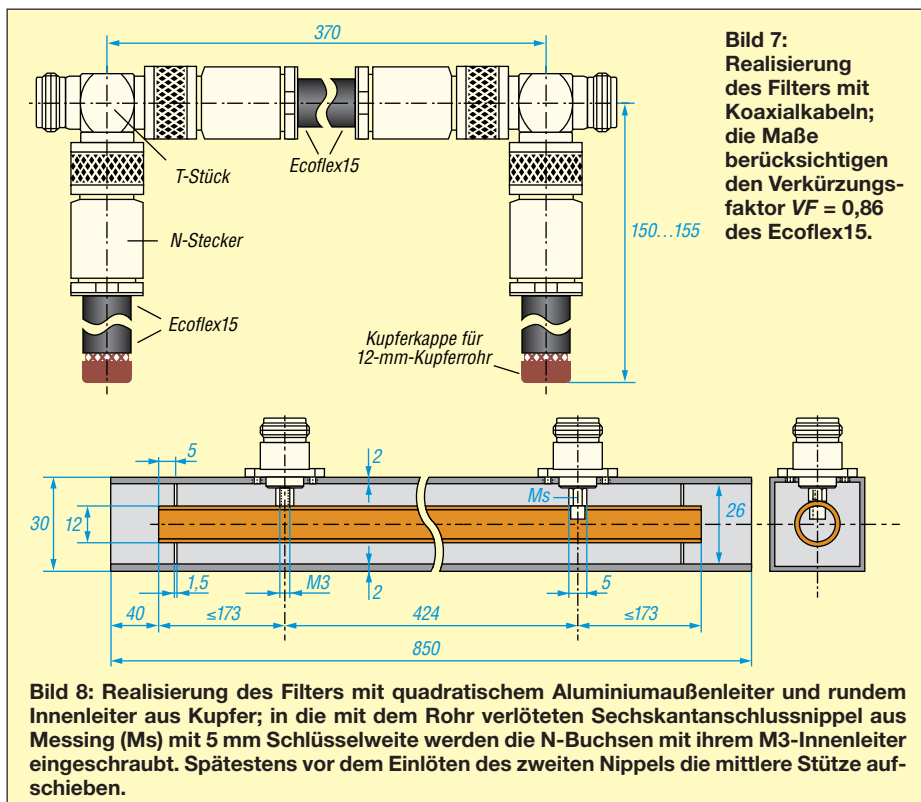


Bild 7: Realisierung des Filters mit Koaxialkabeln; die Maße berücksichtigen den Verkürzungsfaktor $VF = 0,86$ des Ecoflex15.

Wo die Stütze angeordnet wird, spielt dagegen kaum eine Rolle, sodass ich sie 5 mm vom Ende des Innenleiterrohrs positioniert habe. Leider ist die Dielektrizitätszahl von FR2 (oder auch die von FR4) stark herstellerabhängig, was beim Nachbau hinderlich ist. Da hilft nur, die Isoliermaterialmenge zu minimieren, was durch vier Bohrungen von 6 mm in den Ecken jeder Stütze gut möglich ist. Vergleichende Impedanzberechnungen mit *atlc2* [6] ergeben eine um 2 Ω größere Impedanz für die gelochte Stütze, was auf ein wirksames $\epsilon_r = 2,63$ im Bereich der Stützen hinaus läuft.

In der Mitte der Transformationsleitung ist der Einfluss der dritten Stütze mit 31 Ω Wellenwiderstand vernachlässigbar, weil die Schaltung an dieser Stelle zufällig einen reellen Widerstand von 28 Ω hat, wie man in Bild 3 an der Mitte des Transformationswegs von 2 nach 3 erkennen kann.

Die Stubs wurden zur orientierenden Messung 173 mm lang gemacht und waren damit so lang wie rechnerisch ohne Stützen erforderlich. Dass ich an jedem Ende 9 mm kürzen musste, erklärt sich nur zum Teil mit der Dielektrizitätszahl des Isoliermaterials. Ich vermute, dass auch noch eine Art Endkapazität des Innenleiters eine Rolle spielt. Die Schutzkappen des Vierkantrohrs – es sind Tischfüße aus Kunststoff – ragen 18 mm in das Rohr hinein. Damit sie die Filtereigenschaften nicht beeinflussen, habe ich das Außenrohr vorsorglich um 40 mm länger gemacht als den ungekürzten Innenleiter.

Die Stützen sind übrigens nicht nur zur Führung des Innenleiters wichtig, sondern auch, damit sich das Rohr beim Einschrauben der N-Buchsen in die Messingnippel nicht zu sehr verformt. Die Nippel müssen also sauber fluchten und sollten anfangs etwas länger als nötig sein, damit man sie nach dem Einlöten auf Maß abfeilen kann.

Der Verlauf der Reflexionsdämpfung S_{11} im 2-m-Band in Bild 9 stimmte mit der Simulation gut überein und das Durchgangsverhalten S_{21} bei 2 m und 70 cm erreichte ähnlich traumhafte Werte, wie der Aufbau mit Koaxialkabel Ecoflex15.

dh2mic@darcd.de

Literatur und Bezugsquellen

[1] Harm, H., DH2MIC: Hochfrequenzleitungen. In: Amateurfunk-Kurs. <http://dh2mic.darc.de> → *Afu-Kurs* → 8. Kursabend → *kabel.pdf*
 [2] Dellsperger, F., HB9AJY: Smith-Chart Software. www.fritz.dellsperger.net → *Smith Chart*
 [3] Harm, H., DH2MIC: Berechnung der Induktivität kurzer Leiterstücke. *FUNKAMATEUR* 67 (2018) H. 8, S. 731–733
 [4] Harm, H., DH2MIC: Transmission Line Calculator. <http://dh2mic.darc.de/tlc>
 [5] Hy Design: RFSim99: www.elektronikbasteln.pl7.de/rfsim99-filter-berechnung.html
 [6] Nist, K. L., KQ6QV: Arbitrary Transmission Line Calculator *atlc2*. www.hdtvprimer.com/KQ6QV/atlc2.html

Ergänzung zum Beitrag in FA 9/18, S. 853 ff. „2-m-Tiefpass mit 70-cm-Bandsperre aus Koaxialkabeln oder Rohren“

Wir liefern hier für Interessenten noch einige zusätzliche Materialien nach, die in der gedruckten Ausgabe leider keinen Platz mehr fanden. Das Bild 13 vermittelt einen weiteren Eindruck vom Aufbau des Filters aus Rohren.

Bild 10 zeigt das Smith-Diagramm bei 384 MHz. Die Transformationen der Stich-

leitungen sind erheblich länger als bei 144 MHz und die Verbindungsleitung ist jetzt mehr als $\lambda/2$ lang, so dass sie im Programm, das maximal $\lambda/2$ erlaubt, in zwei Teilstücke zerlegt werden muss. Dieser ausgesprochen lange Transformationsweg verläuft immer im Uhrzeigersinn vom Startpunkt 1 über 2, 3 und 4 zurück nach 50 Ω .

Und die Länge ist übrigens ein untrügliches Indiz für die deutlich höheren Verluste, die sich mit 0,7 dB bei 384 MHz bemerkbar machen.

Wer beim Nachbau andere Buchsen, Lotnippel oder Vierkantrohr mit 1,5 mm Wandstärke verwendet, muss die Schaltung insgesamt neu berechnen und simulieren, um vor allem die Länge der Transformationsleitung richtig zu bestimmen. Der Rest ist Abgleich. Achtung auch beim Einschrauben der N-Buchsen in die Gewindenippel, insbesondere so lange Nippel noch nicht auf die richtige Länge abgefeilt wurden: Das maximal zulässige Drehmoment ist schnell überschritten und ein Ausschrauben dann nicht mehr möglich!

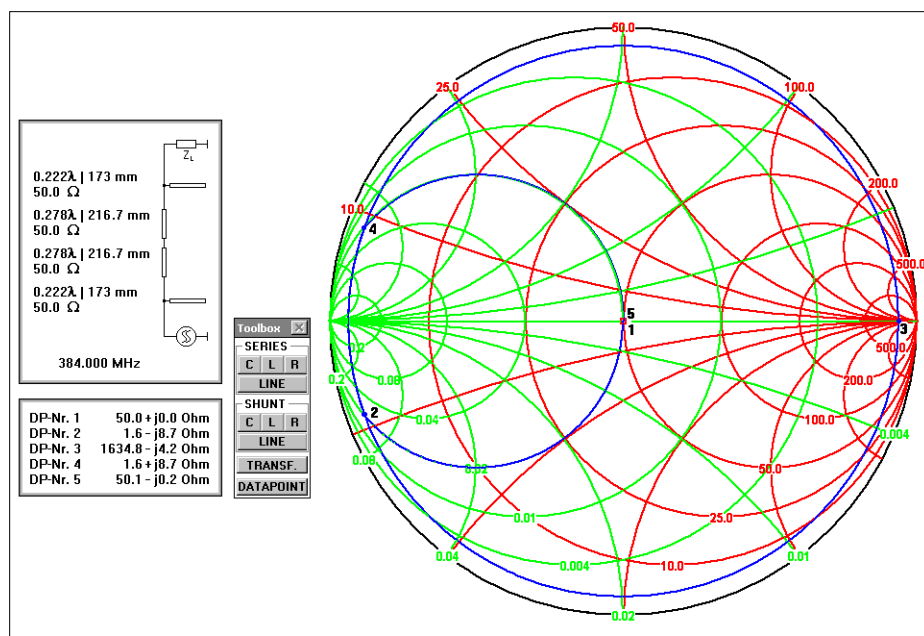


Bild 10: Wie das Smith-Diagramm des 2-m-Tiefpassfilters mit 70-cm-Bandsperrefilter zeigt, besteht auch bei 384 MHz Anpassung. Der Transformationsweg (blau) ist aber wesentlich länger.

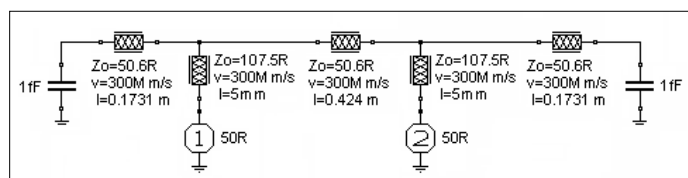


Bild 11: Schaltung in RFSim99 der Lösung von Bild 8 des Beitrags vor dem Einfügen der drei Stützen aus FR2

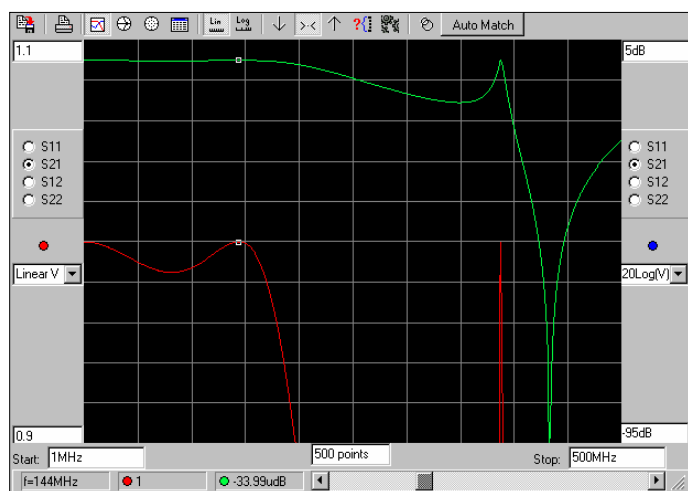


Bild 12: Frequenzgang (S_{21}) in RFSim99 der Lösung von Bild 8 des Beitrags vor dem Einfügen der drei Stützen aus FR2; grün bei logarithmischer Darstellung mit 10 dB/Kasten, rot bei linearer Darstellung mit 0,2 dB/Kasten

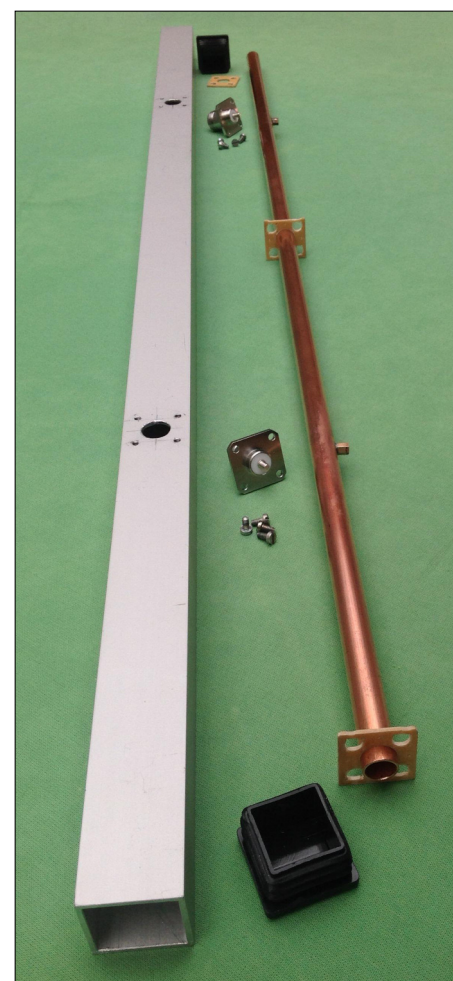


Bild 13: Für die alternative Realisierung des Filters aus Rohren sind nur wenige Einzelteile erforderlich. Die N-Buchsen besitzen einen Innenleiter mit M3-Gewinde, sodass die Endmontage sehr einfach ist. Wegen der guten Lötbarkeit mit den Messingnippeln empfiehlt sich ein Innenleiterrohr aus Kupfer.