

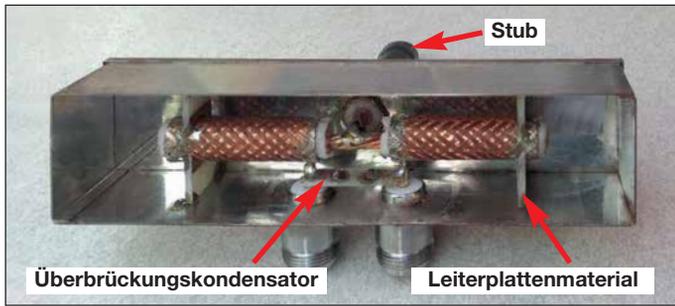
# 70-cm-Bandpass mit 2-m-Bandsperre aus Koaxialkabeln

HARTWIG HARM – DH2MIC

Bei gleichzeitigem Betrieb auf 2 m und 70 cm an einem gemeinsamen Standort müssen beide Stationen vor gegenseitigen Störungen durch Filter geschützt werden. Das Filter für die 2-m-Station wurde in der vorigen Ausgabe vorgestellt. Hier folgt jetzt das Filter für die 70-cm-Station.

Auch wenn die Antenne der 70-cm-Station auf 2 m nicht resonant ist, fängt sie von den 750 W der benachbarten 2-m-Sendeantenne so viel Energie ein, dass die Filterung von Vorverstärker und Empfänger nicht ausreichen und Phantomsignale auf 70 cm fast zwangsläufig entstehen. Um das zu unterbinden, muss ein 70-cm-Bandpass zwischen Antenne und Vorverstärker das 2-m-Signal stark genug dämpfen.

dass es alle Forderungen schon erfüllen würde. Es sollte vielmehr zunächst nur die Größenordnung der Bauelemente zeigen. Und aus der Schaltung in Bild 3 und dem dazu gehörigen Frequenzgang (grüne Kurve in Bild 2) ergibt sich, dass Kondensatoren zwischen 1 pF und 5 pF und Induktivitäten mit wenigen NanoHenry vorkommen. Wie erste Berechnungen mit verlustbehafteten Spulen ergaben, braucht man für we-



**Bild 1:** Bandpassfilter in einer ersten Realisierung mit dem Überbrückungskondensator und den Stützen aus Leiterplattenmaterial

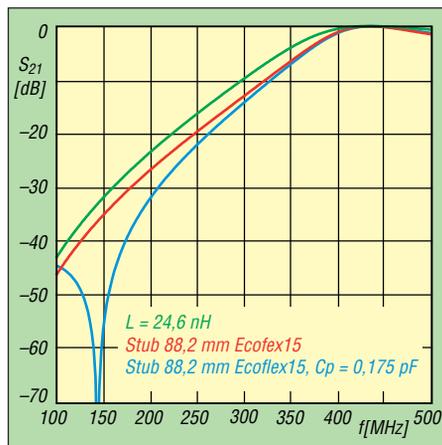
Fotos: DH2MIC (1), DG1FMT (2)

Selbst wenn die Aufgabenstellung einfach klingt, ist die Lösung nicht trivial. Da müssen z. B. die Verluste im 70-cm-Band unter 0,1 dB bleiben, damit der Bandpass die Verlustleistung von 7,5 W bei 750 W Sendeleistung aushält. Außerdem ist bei 144 MHz eine Sperrdämpfung von mindestens 60 dB erwünscht. Diese hohe Unterdrückung ist erforderlich, damit das 2-m-Signal den Vorverstärker der 70-cm-Station nicht gefährdet oder übersteuert, sodass der Vorverstärker die Oberwellen womöglich selbst erzeugt. Mit LC-Filtern lassen sich diese Forderungen nicht erfüllen, sodass ich statt einer Spule ein kurzes, am Ende kurzgeschlossenes Koaxialkabel einsetzte. Daneben müssen auch die Kondensatoren der Schaltung so spannungsfest sein, dass sie die im Sendefall auftretenden Spannungen aushalten. Bei 750 W sind das an 50 Ω schon rund 200 V. In Resonanzschaltungen sind noch deutlich höhere Spannungen zu erwarten. Es zeigte sich, dass auch hier kurze Stücke hochwertiger Koaxialkabel die Funktion kleiner Kondensatoren übernehmen können.

## 70-cm-Bandpass in T-Schaltung

Ausgangspunkt der Schaltungsentwicklung war ein einfaches Bandpassfilter in T-Schaltung, von dem ich nicht erwarten konnte,

niger als 0,1 dB Dämpfung bei 432 MHz eine Spulengüte von mindestens 200, was illusorisch ist. Und auch die kleinen Kondensatoren mit ausreichender Spannungsfestigkeit sind schwer erhältlich. Als Erstes untersuchte ich, wie sich die Schaltung verhält, wenn statt der Spule ein am Ende kurzgeschlossenes Stück Koaxialkabel zum Einsatz kommt. Nur: wie lang muss es konkret sein? Mit dem elektronischen Smith-Diagramm [1] in Bild 9 lässt sich diese Frage einfach beantworten.



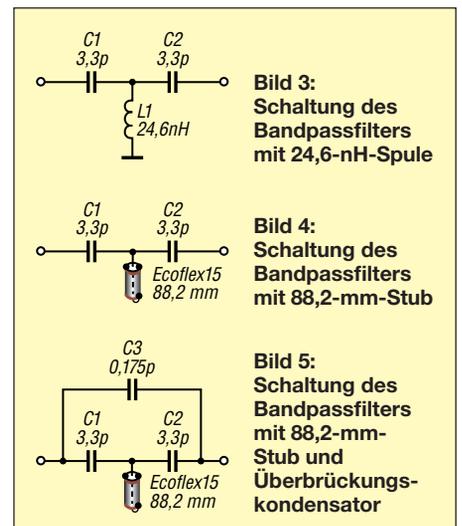
**Bild 2:** Frequenzgänge des 70-cm-Bandpassfilters in unterschiedlichen Realisierungen gemäß Bilder 3 bis 5

Ausgehend von 50 Ω und 432 MHz landet man mit der parallelgeschalteten 24,6-nH-Spule bei 32 Ω + j 24 Ω, in Bild 9 der Transformationsweg von DP-Nr. 1 nach DP-Nr. 2. Bei der Transformation mit einer am Ende kurzgeschlossenen 50-Ω-Leitung würde sich der gleiche Transformationsweg ergeben. Damit beide Kurven in einem Diagramm darstellbar sind, starte ich beim konjugiert komplexen Punkt DP-Nr. 3 und erreiche den 50-Ω-Punkt (DP-Nr. 4) mit einem kurzgeschlossenen, 102,4 mm langen Stub (engl. *shorted stub*).

Baut man jetzt statt der Spule in Bild 3 ein kurzgeschlossenes Kabelstück mit den Daten des Ecoflex15 ein ( $VF=0,86 \rightarrow l=88,2\text{ mm}, a=0,06\text{ dB/m}$  bei 430 MHz), stellt sich in der Simulation heraus, dass die gemäß Bild 4 geänderte Schaltung bei 70 cm eine Dämpfung von unter 0,03 dB aufweist, siehe rote Kurve in Bild 2. Das würde übrigens einer Spulengüte von 700 entsprechen und macht deutlich, was mit Bauteilen aus kurzen Koaxialkabeln erreichbar ist.

Beim Vergleich der mit Spule bzw. kurzgeschlossenen Kabelstück berechneten Frequenzgänge kommt ein weiterer Vorteil des Kabelstücks zum Tragen, wie die rote Kurve in Bild 2 zeigt: Die tieferen Frequenzen werden um 3 dB mehr unterdrückt, wobei die Bandbreite bei 432 MHz zwar nicht ganz so breit ausfällt, jedoch völlig ausreichend ist. Doch auch jetzt ist die Dämpfung mit 36 dB bei 144 MHz noch einiges von den angepeilten 60 dB entfernt.

Anstatt nun einfach zwei Teilschaltungen zu kaskadieren, was auch die Durchgangsdämpfung verdoppeln würde, gibt es eine elegante Methode, die in Bild 5 dargestellt ist. Durch den Kondensator C3 mit seiner winzigen Kapazität wird ein sehr kleiner Teil der Eingangsspannung auf den Ausgang gekoppelt. Aber was soll das? Auf dem parallelen Weg über C1, Stub und C2 passiert das gedämpfte Signal den Span-

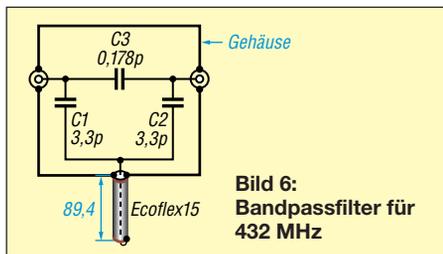


nungsteiler C1/Stub. Und dabei gibt es am Verbindungspunkt der beiden Blindwiderstände einen 180°-Phasensprung, der auch durch C2 nicht aufgehoben wird. Bei geschickter Wahl des Werts von C3 erreicht man nun, dass sich die Ströme in beiden Zweigen am Ausgang gegenseitig bei einer wählbaren Frequenz aufheben.

In der vorliegenden Dimensionierung sind das nur 0,175 pF. Damit erhöht sich die Dämpfung im ganzen 2-m-Band auf über 70 dB, wie an der blauen Kurve in Bild 2 erkennbar. Die Durchgangsdämpfung bei 432 MHz bleibt dabei unverändert. Nur die Resonanzfrequenz verschiebt sich um 3 MHz nach oben, was mit einer Verkürzung der Kabellänge um 1 mm ausgleichbar ist.

**■ Kondensatoren aus kurzen Kabelstücken**

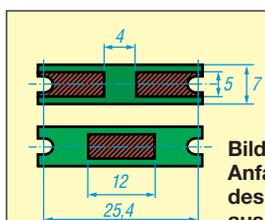
Nachdem die Frage der geeigneten Induktivität geklärt ist, kommt die Auswahl brauchbarer 3,3-pF-Kondensatoren an die Reihe. Bei 750 W müssen sie einen Strom von 4 A übertragen. Für die Spannungsfestigkeit ergibt die Simulation maximal 450 V für C1 und C2 sowie 490 V am Eingang des Stubs. Verlockend erscheint es, hierzu auch



**Bild 6:** Bandpassfilter für 432 MHz

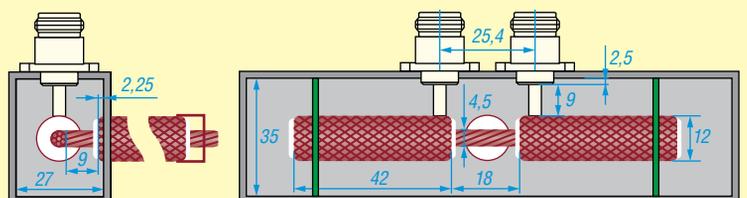
je ein kurzes Stück Ecoflex15 zu verwenden. Das Datenblatt gibt bei 430 MHz eine Belastbarkeit von 1 kW an, was einer Spannung von 280 V entspricht. Diese Grenze ist vermutlich den auftretenden Strömen und damit der Verlustleistung geschuldet, denn die zulässige HF-Spitzenspannung beträgt 1,55 kV, was  $U_{eff} = 1,1$  kV entspricht. Und das reicht mit guter Reserve aus, wie auch die Praxis bestätigt. Bei einem Kapazitätsbelag von 77 pF/m sind für 3,3 pF rund 42 mm erforderlich.

Für den Überbrückungskondensator habe ich ein Stück doppelt kaschiertes Leiterplattenmaterial nach Bild 7 verwendet. Die Maße sind unkritisch, denn man muss sich ja sowieso dem richtigen Wert schrittweise

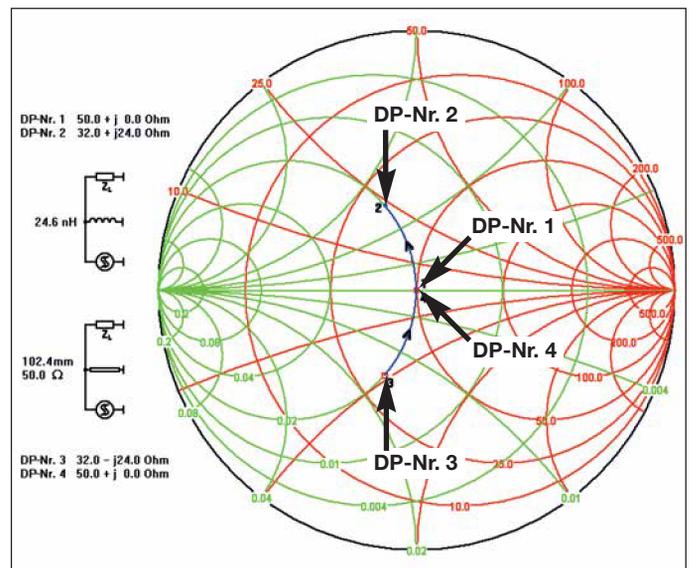


**Bild 7:** Anfangsabmessungen des 0,2-pF-Kondensators aus Leiterplattenmaterial

**Bild 8:** Realisierung des 70-cm-Bandpassfilters mit Koaxialkabeln in einem Weißblechgehäuse



**Bild 9:** Die Simulation ergibt im Smith-Diagramm gleiche Transformationswege mit 24,6-nH-Spule von DP-Nr. 1 bis DP-Nr. 2 und 102,4 mm langem, kurzgeschlossenem 50-Ω-Kabel von DP-Nr. 3 bis DP-Nr. 4.



durch Abfräsen der an den Buchsen angelöteten Beläge nähern.

Als Entwicklungsingenieur bin ich es gewohnt, Schaltungen vor dem Aufbau zu simulieren. Hier sind es die hohe Frequenz und die ungewohnt kleinen Bauelementwerte, die mein Misstrauen erregen. Dabei liegt mein Augenmerk speziell auf der Modellierung der kurzen Zuleitungen. Vorgestellt habe ich das dazu nötige theoretische Rüstzeug kürzlich in [2] zusammen mit dem Rechenprogramm *TLC Transmission Line Calculator*, das bei [3] und im Download-Bereich auf [www.funkamateur.de](http://www.funkamateur.de) (zu FA 8/18) verfügbar ist. Damit sind fast alle Berechnungen durchführbar.

**■ Ersatzschaltung zur Simulation**

Zunächst simulierte ich die ideale Schaltung in Bild 6 mit den Daten des Ecoflex15 und erhielt eine mechanische Kabellänge von 89,4 mm, die gut mit der elektrischen Kabellänge 102,4 mm aus Bild 9 übereinstimmt.

Die erste Realisierung ist in den Bildern 1 und 8 zu sehen. Da vermutet man doch nicht, dass in den kurzen dicken Zuleitungen einiges an Überraschungen wartet. Darum nahm ich mir nacheinander die Verbindungen vor und trug deren elektrische Eigenschaften mit den Maßen aus Bild 8 in die Tabelle und in Bild 10 ein.

Im oberen Teil der Tabelle sind zu jeder Verbindungsleitung die Abmessungen und das passende Modell aus TLC eingetragen. Im

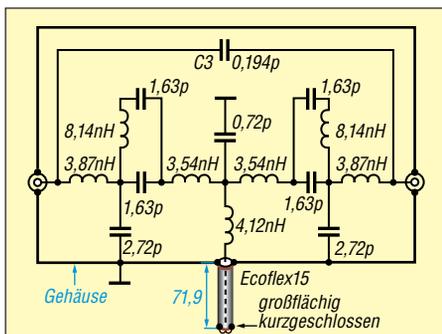
unteren Teil finden sich die errechneten Ergebnisse. Die benutzten Ergebnisse sind blau markiert. Damit grundsätzlich klar wird, wie man im einzelnen vorzugehen hat, betrachte ich das Zustandekommen der Ersatzschaltungsdaten jetzt im Einzelnen.

Es beginnt mit der Verbindung der Eingangs- bzw. Ausgangsbuchse zu den Außenbelägen der Rohrkondensatoren aus 42 mm Ecoflex15. Sie sind 9 mm lang und im Mittel 4 mm dick. Der Abstand zum Boden und zum Deckel beträgt jeweils  $a = 13,5$  mm. Der Strukturfaktor des passenden Modells ist  $k = 1,2732$  bei  $\epsilon_r = 1$ . Aus Induktivitätsbelag  $L'$  und Kapazitätsbelag  $C'$  erhält man mit  $l = 9$  mm die Ersatzgrößen  $L = 3,87$  nH und  $C = 0,23$  pF.

Als Nächstes folgt der Rohrkondensator aus Ecoflex15. Falls das Analyseprogramm ein insgesamt „hoch“ liegendes Kabel berücksichtigen kann, ist man mit  $Z = 50 \Omega$ ,  $VF = 0,86$ ,  $\epsilon_r = 1/VF^2 = 1,352$  und  $l = 42$  mm schon fertig. *RFsim99* [4] erfordert aber die Elemente der Ersatzschaltung. Die Kapazität ist  $C = 77$  pF/m  $\cdot 0,042$  m = 3,26 pF und die Induktivität  $L = C \cdot Z^2 = 8,14$  nH. Bei 70 cm verfälscht diese Serieninduktivität den wirksamen Kapazitätswert bereits um 6,5 %, wie man durch Vergleich des Leitwertes eines 3,26-pF-Kondensators mit dem Eingangsleitwert des 42 mm langen Kabelstückes bei 433 MHz feststellen kann.

Der Ersatz aus zwei „halben“ Kondensatoren mit je 1,63 pF und dazwischen angeordneter Induktivität liegt nur noch 1,4 %

von der Realität entfernt. Diese Genauigkeit braucht man, weil der Kondensator Teil der Resonanzschaltung mit dem Stub ist. Die Kapazität zwischen dem Rohrkonkondensatoraußenbelag und den Gehäusewänden kommt in Bild 6 nicht vor, muss aber in der Simulation auftauchen und lässt sich als runder Leiter mit  $d = 12$  mm in rechteckigem Querschnitt modellieren. Die Außenwandabstände sind  $a = 13,5$  mm und  $b = 17,5$  mm. Diese Kapazität liegt parallel zu den  $50 \Omega$ . Ihre Impedanz ist so hoch, dass die Längsinduktivität unberücksichtigt bleiben kann. Hinzu kommen in der Ersatzschaltung die schon berechneten Kapazitäten der Zuleitung von je  $0,23$  pF und die der Stützen aus Leiterplattenmaterial, die mit  $0,1$  pF eingehen – macht zusammen  $2,72$  pF. In der Schaltungsmitte sind noch die drei Leitungen zum zentralen Verbindungspunkt zu berücksichtigen. Die Verbindungen von den Eingangs- und Ausgangskondensatoren haben  $4,5$  mm Durchmesser und sind effektiv (ohne den zentralen Verbindungsknoten) je  $9$  mm lang. Wie aus Bild 8 ersichtlich kommt ebenfalls das Modell mit rechteckigem Außenleiter zum Einsatz, jetzt aber mit  $d = 4,5$  mm. Der Innenleiter des Stub ist ebenfalls  $4,5$  mm dick,  $9$  mm lang. Die Stirnflächen des Gehäuses sind allerdings so weit weg, dass das Modell mit zwei gleich weit entfernten Flächen zum Einsatz kommt.



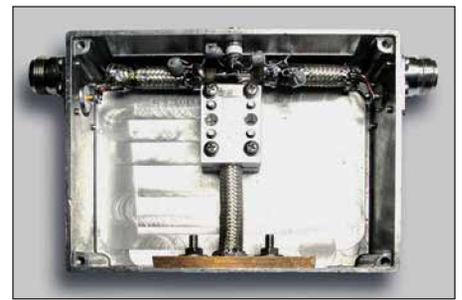
**Bild 10:** Ersatzschaltung gemäß Bild 7; der Wert von C3 und die Länge des Stubs sind das Ergebnis der Optimierung auf die Zieldaten.

Auf den ersten Blick würde man diese drei kurzen Verbindungen nur als Induktivität modellieren und die Kapazität vernachlässigen. Es zeigt sich aber, dass sie mit  $2 \cdot 0,25$  pF +  $0,22$  pF =  $0,72$  pF gemeinsam sehr wohl einen Einfluss haben. Immerhin verschieben sie die 433-MHz-Resonanzfrequenz um rund 20 MHz. Ohne diese  $0,72$  pF würde sich ein um 7 mm zu langer Stub ergeben.

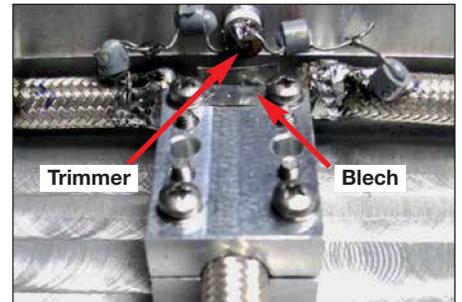
### ■ Genauigkeit und Realisierung

Damit ist die Ersatzschaltung vollständig und C3 und die Stublänge können auf die Zieldaten optimiert werden. Die Kapazität des Überbrückungskondensators fällt dabei um 10 % größer und die Länge des Stubs um 20 % kürzer aus, als im Idealfall Bild 6 berechnet. Das ist schon eine recht beachtliche Abweichung der praktischen Werte gegenüber der Theorie. Erfreulich ist aber, dass die tatsächliche Länge im praktischen Aufbau fast genau wie vorausberechnet ausfiel, was die Genauigkeit der Berechnung deutlich unterstreicht. Bei einer Berechnung mit den landläufig üblichen  $1$  nH/mm hätte sich eine Stublänge von nur  $52,7$  mm ergeben. Und das ist sehr weit von der Realität entfernt.

Es ist also ersichtlich, dass der in [2] vorgestellte Ansatz über die Leitungstheorie eine einfache, übersichtliche und zuverlässige Modellierung der unvermeidlichen Zuleitungen ermöglicht. Außerdem zeigt sich, dass es oft nicht nur auf die Induktivitäten ankommt, sondern dass auch die kleinen Kapazitäten eine große Rolle spielen können, wenn sie Teil eines Resonanzkreises sind. Das sind unschätzbare Vorteile, die nur die Simulation mit der Leitungstheorie bieten kann. Probieren Sie es aus, lieber Leser. Sie werden überzeugt sein! Leider ist mein Musteraufbau nicht wetterfest, denn schon nach zweimaligem Field-day-Einsatz hat er Rost angesetzt. Das Weißblechgehäuse ist nicht korrosionsbeständig und auch nicht verwindungssteif. Das hat Karl-Otto Müller, DG1MFT, in seiner Realisierung besser gemacht, Bild 11.



**Bild 11:** Realisierung des 70-cm-Bandpassfilters von DG1MFT



**Bild 12:** 70-cm-Bandpassfilter von DG1MFT mit Trimmer und Korrekturblech

Da er RG213 statt Ecoflex15 verwendet hat, liegt die Durchgangsdämpfung seines Filters bei  $0,25$  dB. Doch die höhere Verlustwärme leitet er am Stubende mit einer Kupferplatte und am Anfang mit zwei gefrästen Aluminiumhalbschalen ab, sodass auch bei  $750$  W alles in Ordnung ist.

Seine Realisierung des Überbrückungskondensators in Form einer T-Schaltung aus zwei  $0,5$ -pF-Keramikkondensatoren (zweimal  $1$  pF in Serie) und einem Tronser-Trimmer  $0,35$ - $3,5$  pF gegen Masse ist eine tolle Idee, Bild 12. Die beiden Rohrkonkondensatoren hat er so in einem Winkel des Gehäuses angeordnet, dass sie mit den beiden Wänden eine  $50\text{-}\Omega$ -Leitung bilden und sich die  $50\text{-}\Omega$ -Verbindung damit von den Buchsen bis zum Zentrum der Schaltung fortsetzt. Das passende Modell für diese Winkel-Anordnung gibt es auch in [3]. Darüber hinaus hat er auf dem Aluminiumklotz ein kleines Blech befestigt, mit dem sich die Kapazität gegen den Verbindungspunkt der Innenleiter der drei Kabel feinfühlig einstellen lässt, Bild 12. Hier reichen  $0,1$  pF völlig aus, denn wie oben erwähnt, verschiebt sich die Resonanzfrequenz ja mit den  $0,72$  pF der Ersatzschaltung schon um 20 MHz. Diese Einstellmöglichkeit befreit von vielen Versuchen mit der richtigen Stublänge. Damit haben potentielle Nachbauer genug Informationen an der Hand, ihre Lösung noch besser zu machen. [dh2mic@dar.de](mailto:dh2mic@dar.de)

**Tabelle 1:** Zusammenstellung der Werte für die Ersatzschaltung in Bild 10

Berechnungsmodell in TLC					
d [mm]	4	4,5	12	4,5	4,5
a [mm]	13,5	(5,93)	13,5	13,5	17,5
b [mm]			17,5	17,5	
k	1,2732	1,0	1,1938	1,1938	1,2732
l [mm]	9	42	42	9	9
$\epsilon_r$	1	1,352	1	1	1
Z [ $\Omega$ ]	129,0	50	58,5	118,0	137,5
L' [nH/m]	430	(194)	195	393	458
C' [pF/m]	25,9	77	57,0	28,2	24,3
L [nH]	<b>3,87</b>	<b>8,14</b>	(8,18)	<b>3,54</b>	<b>4,12</b>
C [pF]	<b>0,23</b>	<b>3,26</b>	<b>2,39</b>	<b>0,25</b>	<b>0,22</b>

### Literatur

- [1] Dellsperger, F., HB9AJY: Smith Chart Software. [www.fritz.dellsperger.net](http://www.fritz.dellsperger.net) → Smith Chart
- [2] Harm, H., DH2MIC: Berechnung der Induktivität kurzer Leitungsstücke. FUNKAMATEUR 67 (2018) H. 8, S. 731–733
- [3] Harm, H., DH2MIC: Transmission Line Calculator. <http://dh2mic.darc.de/tlc/>
- [4] HyDesign: RFsim99. [www.elektronikbasteln.pl7.de/rfsim99-filter-berechnung.html](http://www.elektronikbasteln.pl7.de/rfsim99-filter-berechnung.html)