Bandpassfilterentwurf mit gleichen Komponenten

Die heute frei verfügbaren Programme für den HF-Schaltungsentwurf erleichtern die Dimensionierung von Siebschaltungen wesentlich. In diesem Beitrag soll gezeigt werden, wie ein HF-Bandpass mit Hilfe des in RFSim99 eingebauten Filter-Assistenten zweckmäßig gestaltet wird. Anhand eines einfachen Bandpass für das 80m-Amateurfunkband soll die Vorgehensweise beispielhaft demonstriert werden.

Die Daten des Bandpass:

- f_u=3,5MHz f_o=3,8MHz → f_m=3,64MHz
- Übertragungsfunktion: Tschebyscheff 3.Ordung
- Anfangs- und Endglieder in Serienschaltung

Mit diesen Angaben erstellt der Filter-Assistent (mit idealen Bauteilen) den in Abbildung1 gezeigten Schaltplan und die zugehörige Simulation.

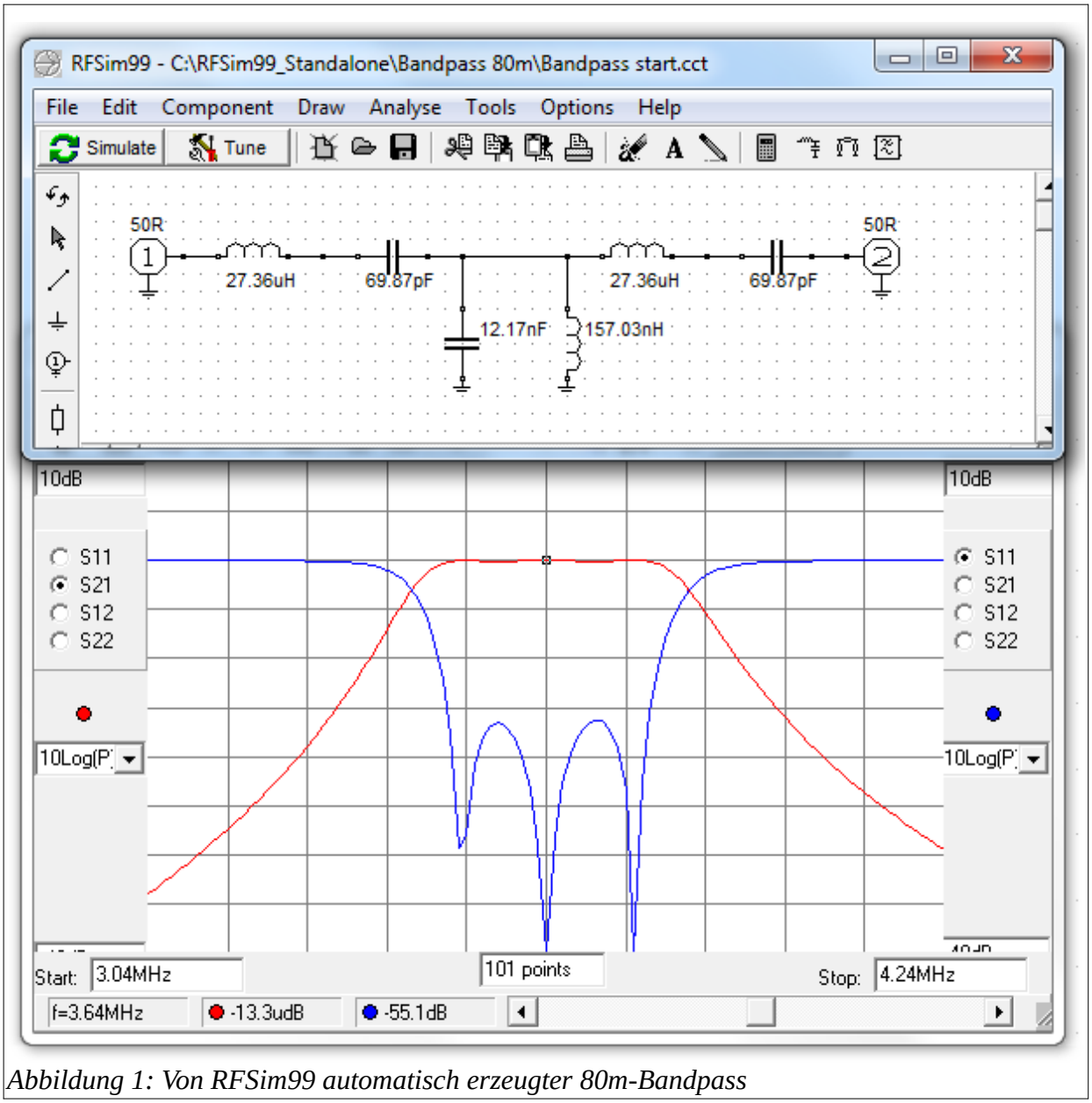


Abbildung 1: Von RFSim99 automatisch erzeugter 80m-Bandpass

Dieser Entwurf ist der Ausgangspunkt für weitere Betrachtungen.

Neben den zu erwartenden Bauteilewerten der Serienglieder fällt die „exotische" Bauteilekombination des Parallelschwingkreises (12nF||157nH) sofort auf.
Um den Variationsbereich der Filterkomponenten einzuschränken und diesen „Ausreißer" zu egalisieren, sollen sowohl Kapazitäten als auch Induktivitäten gleiche Werte haben. Diese Eingriffe dürfen die Mittenfrequenz des Filters nicht beeinflussen und außerdem ist ein nicht zu vernachlässigender Nebeneffekt zu beachten – das Impedanzniveau des Filters bzw der einzelnen Filtersektionen ändert sich:

- Verringerung der Induktivität (unter Beibehaltung der Resonanzfrequenz) verringert das Impedanzniveau
- Erhöhung der Induktivität (unter Beibehaltung der Resonanzfrequenz) erhöht das Impedanzniveau

Zunächst werden die Serienkreise[1] angepasst.
Bestimmung des Skalierungsfaktors:

$$m = \frac{L_{neu}}{L_{alt}} = \frac{24\,\mu H}{27\,\mu H} = 0{,}88$$

Damit ergibt sich für die Kapazität:

$$C_{neu} = \frac{C_{alt}}{m} = \frac{70\,pF}{0{,}88} = 80\,pF$$

Bestimmung des veränderten Impedanzniveaus des Serienabschnitts:

$$Z_{neu} = Z_{alt} \cdot m = 50 \cdot 0{,}88 = 44\,Ohm$$

Die Veränderung gegenüber dem Entwurfsniveau beträgt etwa 10%. Diese Abnahme fällt gegenüber der „Außenwelt" nicht besonders ins Gewicht, bei der Berechnung der Filterkomponenten wird sie allerdings nicht unterschlagen.
Kontrolle der Resonanzfrequenz:

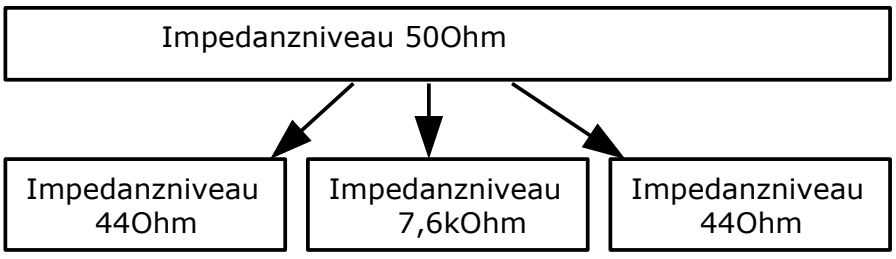
$$f_m[MHz] = \sqrt{\frac{25350}{C_{neu}[pF] \cdot L_{neu}[\mu H]}} = \sqrt{\frac{25350}{80 \cdot 24}} = 3{,}63\,MHz$$

Die neuen Werte von Induktivität(24µH) und Kapazität(80pF) des Serienschwingkreis werden in den Parallelschwingkreis übernommen.

Bestimmung des veränderten Impedanzniveaus des Parallelabschnitts:

$$Z_{neu} = Z_{alt} \cdot \frac{L_{neu}}{L_{alt}} = 50 \cdot \frac{24 \cdot 10^{-6}}{157 \cdot 10^{-9}} = 7{,}64 \cdot 10^{3}\,Ohm$$

Diese Veränderung gegenüber dem Entwurfsniveau ist gravierend und muß berücksichtigt werden.



Die nebenstehende Skizze macht die nach den Änderungen vorliegenden Verhältnisse deutlich.
Um die geplante Funktion des Bandpasses zu bewahren ist die Anpassung der einzelnen Filtersektionen untereinander unbedingt notwendig.

1 Da Ringkernspulen mit einer Induktivität von 24µH vorhanden waren, werden diese sowohl für die weiteren Berechnungen als auch für den Testaufbau eingesetzt..

Die Anpassung soll zunächst mit Transformatoren durchgeführt werden, deren Übersetzungsverhältnisse

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{Z_{para}}{Z_{serie}}} = \sqrt{\frac{7{,}64 \cdot 10^3\, Ohm}{44\, Ohm}} = 13{,}18\,;\, gewählt\ 14$$

betragen.
Das gewählte Übersetzungsverhältnis bewirkt eine leichte Unteranpassung des Parallelschwingkreises und verbessert wegen der verringerten Belastung seine Selektionseigenschaften. Abbildung 2 zeigt den abgeänderten Bandpass.

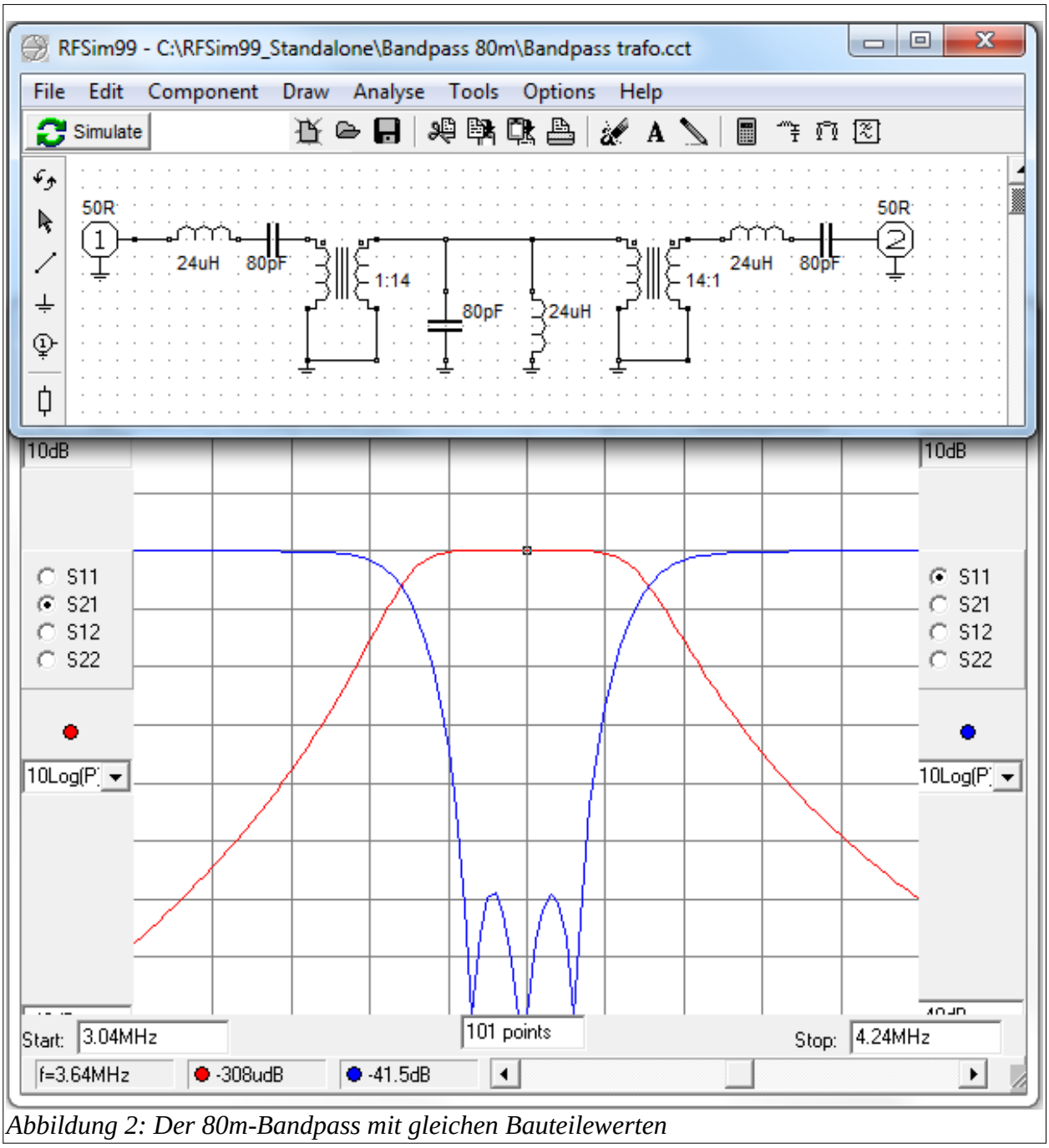


Abbildung 2: Der 80m-Bandpass mit gleichen Bauteilewerten

Bis hierher wurde gezeigt,wie das Vereinheitlichen der Bauteile des Bandpasses zu stark unterschiedlichen Impedanzen zwischen den einzelnen Filterabschnitten führte, die nur mit Hilfe von Transformatoren aneinander angeglichen werden konnten.

Im nächsten Schritt sollen die hilfsweise eingeführten Transformatoren durch eine entsprechende transformatorlose Anpassschaltung ersetzt werden.
Diese Umwandlung wird als Norton-Transformation bezeichnet.
Abbildung 3 zeigt das Prinzip[2].

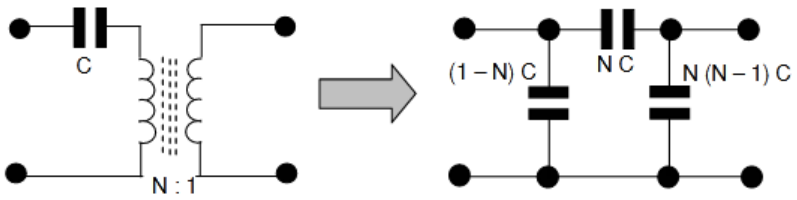


Abbildung 3: Die Norton-Transformation wandelt eine primärseitige Kapazität unter Beibehaltung des Übersetzungsverhältnis in eine kapazitive Dreieckschaltung um

Wie aus Abbildung 3, Dreieckschaltung rechts, zu ersehen ist, kann, je nach gewähltem Übersetzungsverhältnis, entweder der linke oder rechte Querkondensator negative Werte annehmen. Mit negativem Vorzeichen behaftete Kondensatoren sind physikalisch nicht möglich. Daher ist das Vorhandensein eines realen, parallelen Kondensators, mit dem der negative Kondensator zusammengefasst werde kann, für die hier dargestellte Transformationsschaltung zwingend notwendig. Diese Bedingung ist beim betrachteten Bandpass erfüllt.

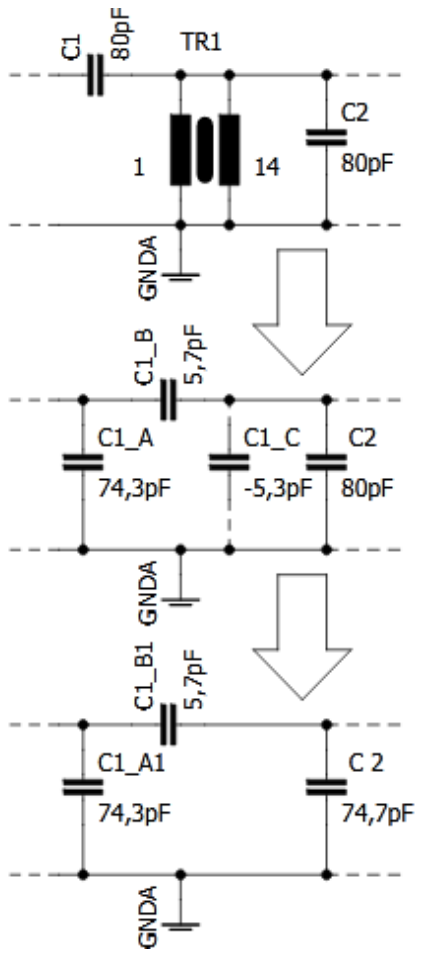


Abbildung 4: Schrittweise Nortontransformation

Die Berechnung der Transformationselemente erfolgt gemäß Abbildung 3. Hierbei ist zu beachten, dass das oben ermittelte Übersetzungsverhältnis (der Transformatoren) als Kehrwert einzusetzen ist
- s.Abbildung 3, links.
Beispielsweise ergibt die Berechnung des linken Querkondensators:

$$C_{1A} = (1 - \frac{1}{\ddot{u}}) \cdot C_1 = (1 - \frac{1}{14}) \cdot 80\,pF = 74{,}3\,pF$$

Die Rechnung erfolgt für die übrigen Elemente entsprechend. Abbildung 4 zeigt die linke Seite des Filters mit den neuen Bauteilewerten.
Wegen des symmetrischen Aufbaus des Filters können diese Werte auf die rechte Seite übernommen (gespiegelt) werden. Hierbei muß berücksichtigt werden, dass C_2, der Kondensator des Parallelschwingkreises, zweimal an der Transformation beteiligt ist.

In der folgenden Abbildung 5 sind Schaltbild und Simulation des umgewandelten Bandpass dargestellt. Die im Schaltbild eingetragene Güte der Induktivitäten wurde aus den Unterlagen der vewendeten Ringkerne abgeschätzt.

2 entnommen aus: Richard Harris: Band pass filter design Part3-Using Norton´s Transform

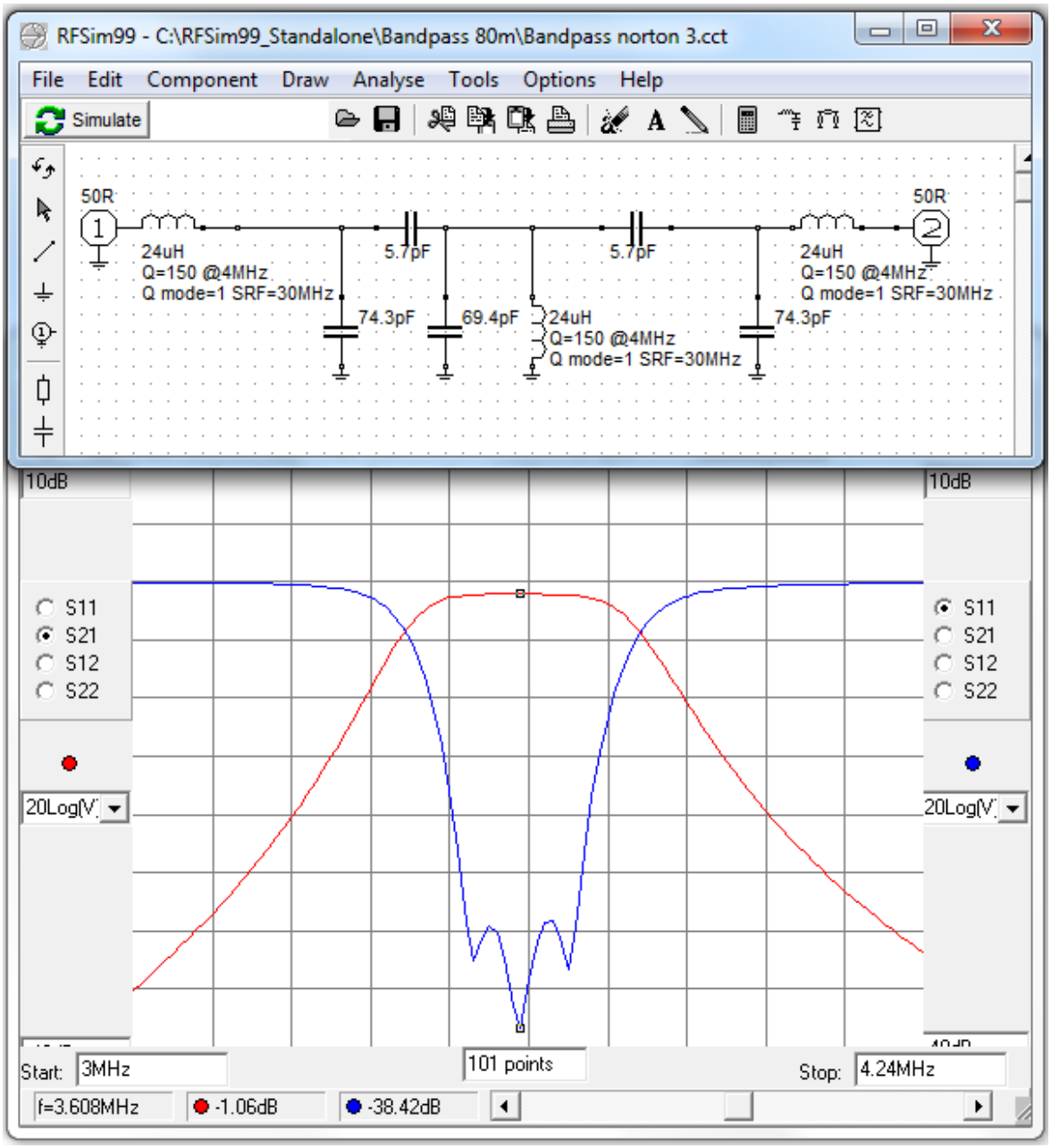


Abbildung 5: 80m-Bandpass mit transformierten Bauteilen

Aus der Simulationsdarstellung lassen sich folgende Eckwerte ablesen:

- Einfügedämpfung ≈1dB bei Mittenfrequenz
- f_u≈3,45MHz, f_o≈3,78MHz
- 3db-Bandbreite ≈320kHz

Um den Filterentwurf zu testen wurde er mit bedrahteten Bauteilen auf einer Lochrasterplatte, die mit durchgehender Massefläche ausgestattet ist, nach dem in Abbildung 6 gezeigten Schaltplan aufgebaut.

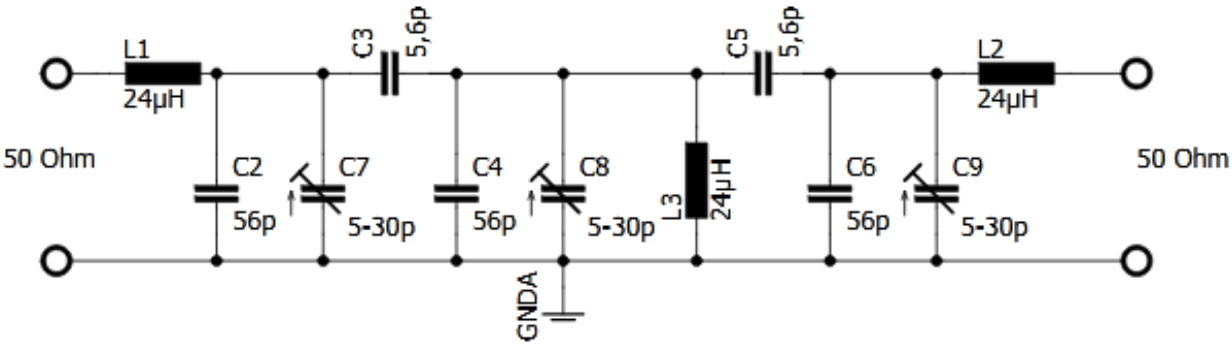


Abbildung 6: Schaltung des Testaufbaus

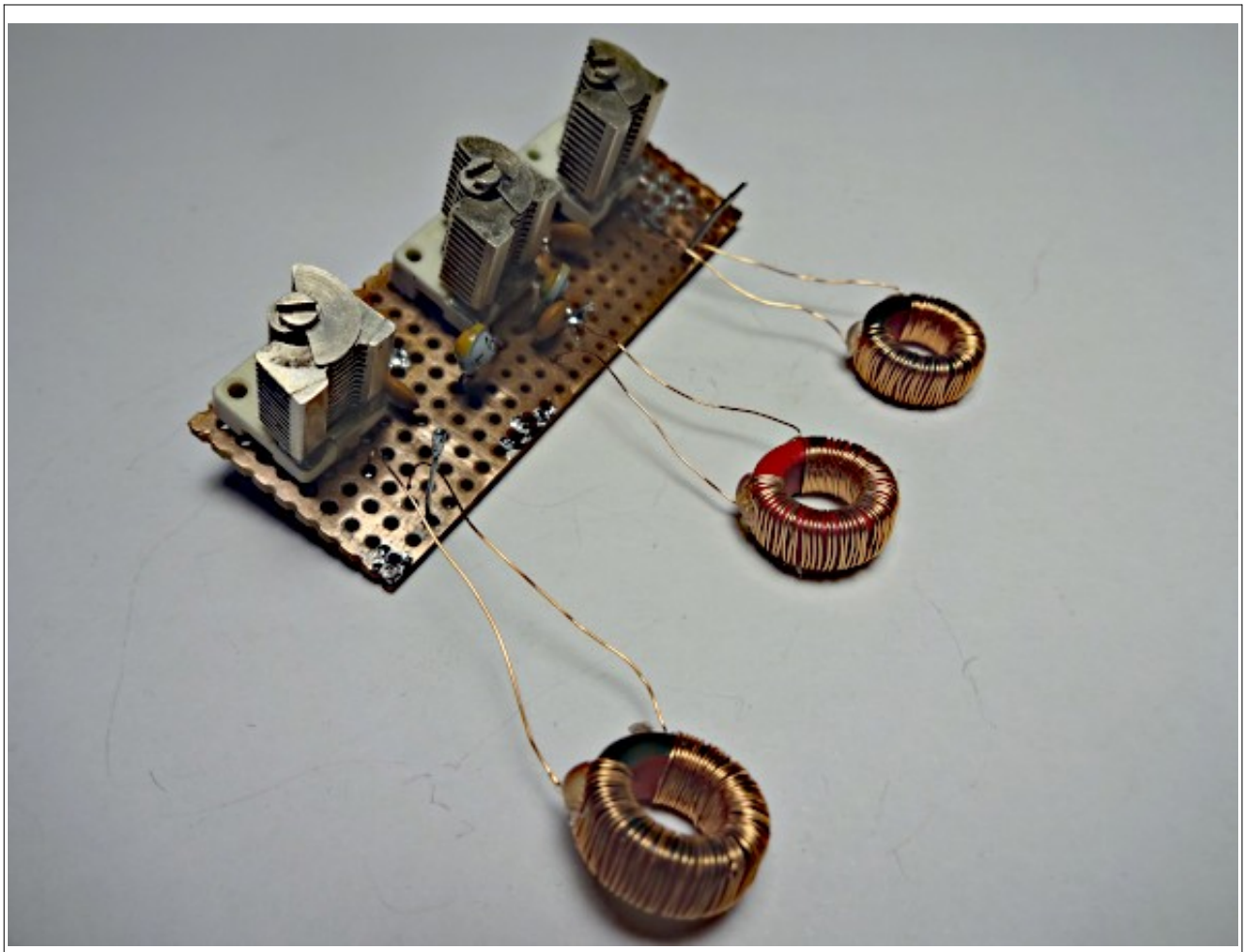


Abbildung 7: Der aufgebaute 80m-Bandpass

Die folgenden Diagramme wurden am Versuchsaufbau erstellt.

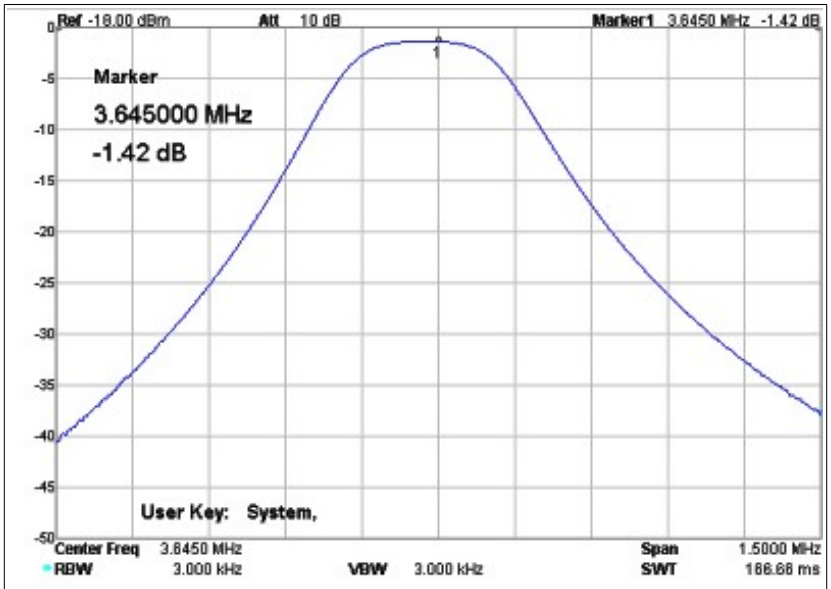


Abbildung 8: Einfügedämpfung

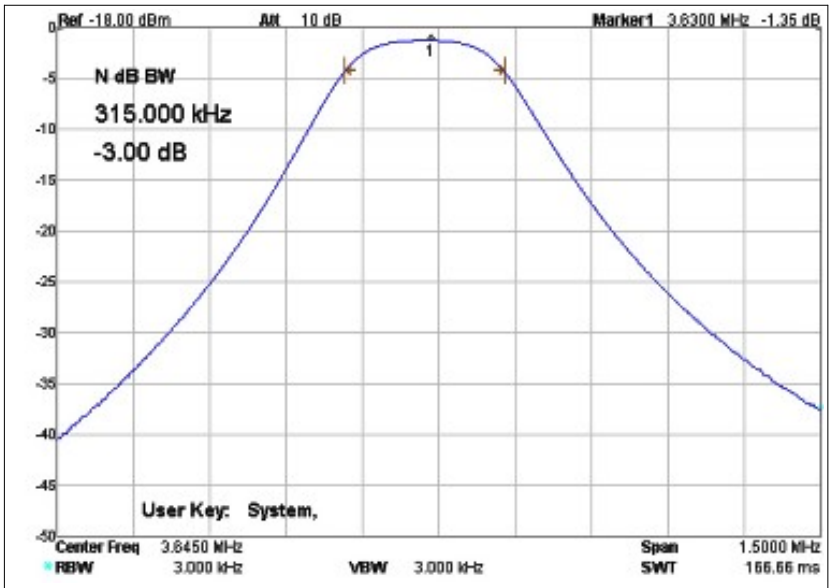


Abbildung 9: 3db-Bandbreite

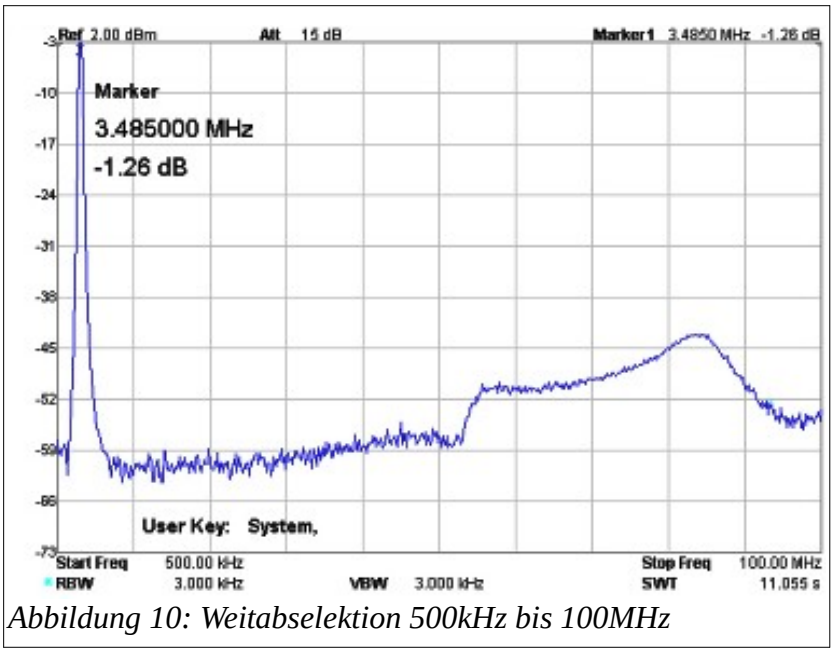


Abbildung 10: Weitabselektion 500kHz bis 100MHz

Wie die Diagramme zeigen stimmen Simulation, Abbildung 5, und Messungen gut überein. Der Dämpfungsabfall oberhalb von ca.50MHz in Abbildung 10 ist durch den Versuchsaufbau bedingt.

In diesem Beitrag wurde gezeigt wie eine vorgegebene Filterschaltung mit vorhandenen Bauteilen realisiert werden kann. Die durch Eingriffe in Filterstruktur verursachten Störungen des Filterimpendanz(en) konnten durch Transformation, speziell unter Anwendung der Norton-Transformation beseitigt und so ein funktionsfähiges, den Vorgaben entsprechendes Filter konstruiert werden.
Das Ziel, ein Filter mit durchgehend gleichen Komponenten zu entwerfen, dh gleiche Werte für alle Kondensatoren und gleiche Werte für alle Spulen, wurde nur teilweise erreicht. Immerhin, für die Filterspulen konnte es realisiert werden.

Hier noch einige Formeln, um die Eckdaten der geplanten Filter vorab zu bestimmen (die restliche Arbeit übernimmt ja schließlich die Simulation ;-)). Sie gelten für Bandpässe und Bandsperren gleichermaßen.

Mittenfrequenz: $f_m = \sqrt{f_o \cdot f_u}$

Bandbreite: $B = f_o - f_u$

Relative Bandbreite: $B_{rel}[\%] = 100 \cdot \frac{f_o - f_u}{\sqrt{f_o \cdot f_u}}$

Falls die relative Bandbreite B_{rel} und die obere/untere Durchlassfrequenz f_o bzw f_u bekannt sind kann die gesuchte Frequenz auf die folgende Weise bestimmt werden:

Obere Grenzfrequenz: $f_o = \frac{1}{2}(f_u \cdot k^2 + f_u \cdot \sqrt{k^4 + 4 \cdot k^2} + 2 \cdot f_u)$ mit $k = \frac{B_{rel}[\%]}{100[\%]}$

Untere Grenzfrequenz: $f_u = \frac{1}{2}(f_o \cdot k^2 - f_o \cdot \sqrt{k^4 + 4 \cdot k^2} + 2 \cdot f_o)$ mit $k = \frac{B_{rel}[\%]}{100[\%]}$