

TX-Oberwellenfilter, als Tiefpass zwischen TX und Tuner / Antenne geschaltet, sollen die in jeder Endstufe unvermeidbaren Oberwellen entsprechend den gesetzlichen Vorgaben reduzieren. Für den Bereich 1,7-35 MHz z.B. mindestens um 40dB unter maximaler PEP-Leistung.

Jenseits von QRP-Leistungen treten Spannungen und Ströme auf, die ein besonderes Augenmerk auf die Belastbarkeit der zu verwendenden Bauteile verlangen.

Für eine Berechnung mit Amidon T-Ringkernen (Hersteller Micrometals Inc.) werden dort verfügbare Daten und Berechnungsformeln verwendet, zitiert unter "Referenzen" am Ende dieses Papiers. Einige davon verraten durch die Scan-Qualität schon ihr gesetztes Alter.

Die vom Vertreiber Amidon und dem Hersteller Micrometals zur Verfügung gestellten Daten und Berechnungsformeln sind mit einer Portion Vorbehalt bei der Auslegung von TX-Oberwellenfiltern zu verwenden. Auf dieser Basis kann die Auslegungsrechnung hier nur Abschätzungen liefern. Auch bei etwas getrübbten Sichtverhältnissen kann sich ein Blick dennoch lohnen...

Daneben ist die TX-Leistung mit Bedacht vorzugeben. Im verbreiteten intermittierenden Betrieb, CW oder SSB, außer FM und einigen digitalen Betriebsarten, wird die maximal verfügbare Ausgangsleistung über die Zeit gemittelt deutlich unterschritten, damit auch die umgesetzte Verlustleistung und Erwärmung der Bauteile. Für die Betriebsarten CW und SSB ist bei der Auslegung also nicht die Leistung, die der TX abgeben kann, sondern eine mittlere Leistung anzusetzen, bei CW etwa 40 bis 50%, bei SSB etwa 30 bis 40% der Maximalleistung. Hier steht nicht ununterbrochen Dauerstrich an.

1 ABCD-Matrix für Zweitor-Netzwerke

1.1 Darstellung der RLC-Filterelemente mit ABCD-Matrizen

Die Eigenschaften von Band-, Hoch- oder Tiefpässen, allgemein passiven Zweitoren, lassen sich mit ABCD- (Ketten-) Matrizen berechnen.

	$\begin{pmatrix} U_{in} \\ I_{in} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{out} \\ I_{out} \end{pmatrix}$ $U_{in} = AU_{out} + BI_{out}$ $I_{in} = CU_{out} + DI_{out}$ <p>A und D sind dimensionslos, B[Ω], C[Ω⁻¹=Siemens]</p>
1.1.1	

Zur Erinnerung, siehe [1], sind die Diagonalelemente A und D = 1 für eine einfache RLC-Kombination als Netzwerk. **B stellt eine Impedanz Z, C eine Admittanz Y = 1/Z** dar. Impedanzen und Admittanzen sind komplexe Größen, in der Folge auch Spannungen und Ströme, nachfolgend mit einem Unterstrich gekennzeichnet.

Beispiel: Serielles L mit Verlustwiderstand R

	$\begin{pmatrix} U_{in} \\ I_{in} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & R + j\omega L \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{out} \\ I_{out} \end{pmatrix}$ $\underline{U}_{in} = \underline{U}_{out} + (R + j\omega L)\underline{I}_{out}$ $\underline{I}_{in} = \underline{I}_{out}$
1.1.2	

<p>Um die Multiplikation der ABCD-Kettenmatrizen überschaubar mit reellen Größen zu halten, lässt sich die komplexe ABCD-Matrix in Real- und Imaginärteil aufspalten. Die Addition der beiden rechten Matrizen ergibt die linke Matrix.</p>	$\begin{pmatrix} 1 & R + j\omega L \\ 0 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & R \\ 0 & 1 \end{pmatrix} + j \begin{pmatrix} 0 & \omega L \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$ $\begin{matrix} Re & Im \end{matrix}$ $\underline{U}_R = R \underline{I}_{in}$ $\underline{U}_L = \omega L \underline{I}_{in}$ $ \underline{U}_{in} - \underline{U}_{out} = \sqrt{\underline{U}_R^2 + \underline{U}_L^2}$	1.1.3
---	--	-------

Das Ohmsche Gesetz $U = I * R$ gilt auch hier für komplexe Größen \underline{U} , \underline{I} und \underline{Z} .

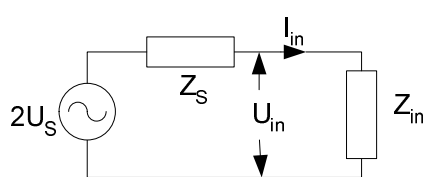
1.2 Berechnung der Spannungen und Ströme an den RLC-Filterdipolen

Das gesamte Netzwerk wird als Matrixprodukt aus den Einzelmatrizen der verschiedenen RLC-Kombinationen ("Dipole") des passiven Filters zusammengesetzt.

Hier geht es um die Frage, wie hoch die seriellen bzw. parallelen Dipolelemente durch Spannungsabfälle über den Elementen und Ströme durch die Elemente bei TX-Oberwellenfiltern belastet werden.

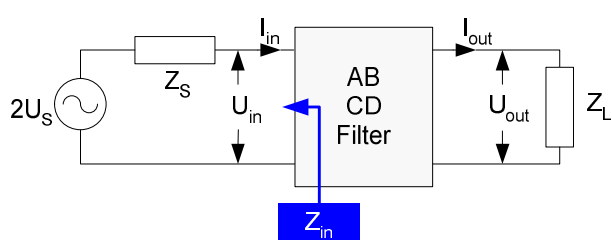
Es wird unterstellt, dass die Ausgangsimpedanz Z_S des TX und Lastimpedanz Z_L der angepassten Antenne identisch sind, i.d.R. 50Ω reell, und der Oberwellen-Tiefpass auf diese Impedanz ausgelegt ist. Versuchsweise kann eine im Betrag davon abweichende Antennenimpedanz zur Simulation eines $VSWR > 1$ vorgegeben werden.

Zunächst müssen wir Eingangsspannung und -strom in das Filter bestimmen. Der TX liefere eine ablesbare Leistung P , die intern aus seiner ohmschen Quellimpedanz und einer ohmschen Last, beide identisch und i.d.R. gleich 50Ω , bestimmt wird. In diesem Fall, $Z_S = Z_{in}$, ergibt sich aus dem 2 zu 1 Spannungsteiler $\underline{U}_{in} = 2U_S / 2 = U_S$. Diese TX-Quellspannung $2U_S$ wird nachfolgend als unabhängig von der Last Z_{in} als konstant und als reell, also ohne Imaginärteil, angenommen. Alle anderen Spannungen und Ströme sind infolge der komplexen Impedanzen der RLC-Dipole komplex. Alle Operationen wie z.B. $U * Z$ oder $I * Z$ sind also mit komplexen Größen durchzuführen.

	<p><i>TX Leistungsmessung: Z_{in}, Z_S reell</i></p> $Z_{in} = Z_S, U_{in} = U_S \Rightarrow P = \frac{U_{in}^2}{Z_{in}} = I_{in}^2 Z_{in}$ $U_{in} = U_S = \sqrt{P Z_{in}} = \sqrt{P Z_S}$	1.2.1
---	---	-------

Der TX findet für die jeweilige Nutzfrequenz im Durchlassbereich des Tiefpasses eine frequenzabhängige Eingangsimpedanz nur von ungefähr 50Ω vor. Abseits davon, insbesondere auch in der Umgebung der Cutoff-Frequenz, weicht die Eingangsimpedanz mehr oder weniger stark davon ab.

Zur Berechnung von \underline{U}_{in} und \underline{I}_{in} über die Spannungsteilung Z_S / Z_{in} aus der TX-Leistung ist also die Eingangsimpedanz \underline{Z}_{in} des Gesamtfilters bei der jeweiligen Frequenz heranzuziehen.

	$\underline{U}_{in} = \frac{2U_S \underline{Z}_{in}}{Z_S + \underline{Z}_{in}} = \frac{2\sqrt{P Z_S} \underline{Z}_{in}}{Z_S + \underline{Z}_{in}}$ $\underline{I}_{in} = \frac{2\sqrt{P Z_S}}{Z_S + \underline{Z}_{in}}$ <p>\underline{Z}_{in} in der Regel $\neq Z_S \neq Z_L$</p>	1.2.2
---	--	-------

Damit sind Eingangsspannung und -strom für einen TX mit Leistung P und Quellimpedanz Z_S für das Filter mit der jeweiligen Eingangsimpedanz \underline{Z}_{in} definiert. Das \underline{Z}_{in} des Filters berechnet sich für eine vorgegebene TX-Frequenz zu

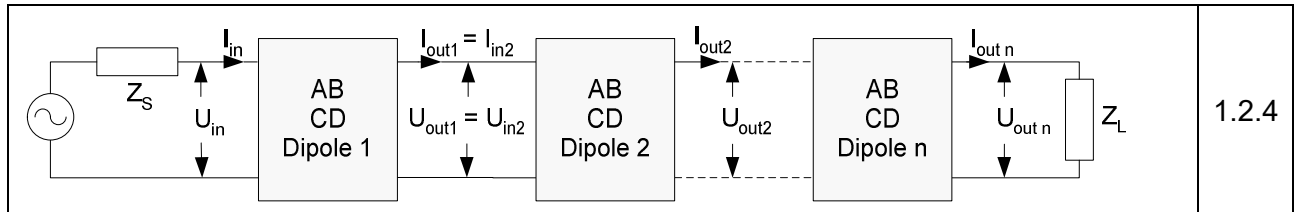
$\underline{Z}_{in} = \frac{\underline{U}_{in}}{\underline{I}_{in}} = \frac{A \underline{U}_{out} + B \underline{I}_{out}}{C \underline{U}_{out} + D \underline{I}_{out}} = \frac{A(\underline{U}_{out}/\underline{I}_{out}) + B}{C(\underline{U}_{out}/\underline{I}_{out}) + D} = \frac{A Z_L + B}{C Z_L + D}$	1.2.3
--	-------

Bis hierher haben wir mit den bekannten Vorgaben

- Leistung des TX mit Ausgangsimpedanz Z_S ,
- aus der ABCD-Produktmatrix des Filters mit Last Z_L berechnete Eingangsimpedanz Z_{in}

Eingangsspannung \underline{U}_{in} und -strom \underline{I}_{in} in das Filter bestimmt.

Mit 1.1.1 lassen sich nun die Ausgangsspannungen \underline{U}_{out} und -ströme \underline{I}_{out} jedes einzelnen Filterelements schrittweise von links nach rechts berechnen. \underline{U}_{in} , \underline{U}_{out} und \underline{I}_{in} , \underline{I}_{out} sind komplex.



1.3 Wirk- und Blindwiderstände

Oben wurde leichtfüßig von komplexen Strömen, Spannungen und Impedanzen gesprochen. Im kartesischen (rechtwinkligen) System werden die mit Real- und Imaginärteil beschrieben, z.B. $\underline{U} = \text{Re}\underline{U} + j \text{Im}\underline{U}$ oder auch $\underline{Z} = \text{Re}\underline{Z} + j \text{Im}\underline{Z}$.

Um eine Idee von der Belastung der Filterkomponenten zu bekommen, müssen wir die anteiligen Wirkwiderstände $\text{Re}\underline{Z}$ ermitteln. Nur Wirkwiderstände wie der oben in 1.1.2 gezeigte serielle Widerstand R erzeugen Wirkleistung in Form von Verlustwärme.

Die ohmschen $R = \text{Re}\underline{Z}$ stellen die separierten Verlustwiderstände von L und C dar,

- bei Serienschaltung als serielle $R = X / Q$,
- bei Parallelschaltung als parallele $R = X * Q$,
- $X = X_C = 1/\omega C$ (Kapazität) bzw. $X = X_L = \omega L$ (Induktivität)
- Q = jeweilige Bauteilgüten bei einer festgelegten Frequenz.
- Die Impedanzen von L und C sind mit separiertem R daher rein imaginär,
Induktivität: $Z_L = j\omega L$, Konvention: positiv
Kapazität: $Z_C = -j/\omega C$, Konvention: negativ.
Mit anderen Worten: Die um die Verlustfaktoren bereinigten Bauteile werden als ideale Induktivitäten bzw. Kapazitäten betrachtet.

Bei einem (reellen) **ohmschen Widerstand** sind Strom und Spannung in Phase. Die **ohmsche Wirkleistung** $U \cdot I$ erzeugt hier die Verlustwärme.

Bei einer (komplexen) **Induktivität** sind (Wechsel)Strom und Spannung nicht in Phase. Der Strom eilt der Spannung bei einer verlustlosen (idealen) Induktivität um 90° nach. Grund ist die dem Stromfluss, d.h. dem Aufbau eines Magnetfeldes, entgegenwirkende Selbstinduktionsspannung. Die Größe $\omega L = 2\pi f L$ bezeichnet den **Blindwiderstand** der Induktivität, in der Darstellung mit komplexen Zahlen in 1.1.2 den **Imaginärteil**.

Bei einer (komplexen) **Kapazität** sind Strom und Spannung ebenfalls nicht in Phase. Der Strom eilt bei einer verlustlosen (idealen) Kapazität der Spannung um 90° vor (die Spannung baut sich erst mit der Aufladung durch den Stromfluss auf). Die Größe $1 / \omega C = 1 / 2\pi f C$ bezeichnet den **Blindwiderstand** der Kapazität, in der Darstellung mit komplexen Zahlen analog 1.1.2 den **Imaginärteil**.

Im Gegensatz zum ohmschen Widerstand setzt ein Strom durch den Blindwiderstand keine Verlustleistung (Wirkleistung) um: Der ansteigende Strom einer Viertelperiode (Halbwelle) aus der Quelle liefert seine Energie zum Aufbau eines Magnetfeldes bzw. elektrischen Feldes, in der folgenden Viertelperiode mit abfallendem Strom wird das Magnetfeld bzw. elektrische Feld wieder abgebaut, die Leistung fließt wieder zurück in die Quelle.

Energiebilanz, **induktive bzw. kapazitive Blindleistung**, insgesamt gemittelt gleich Null.

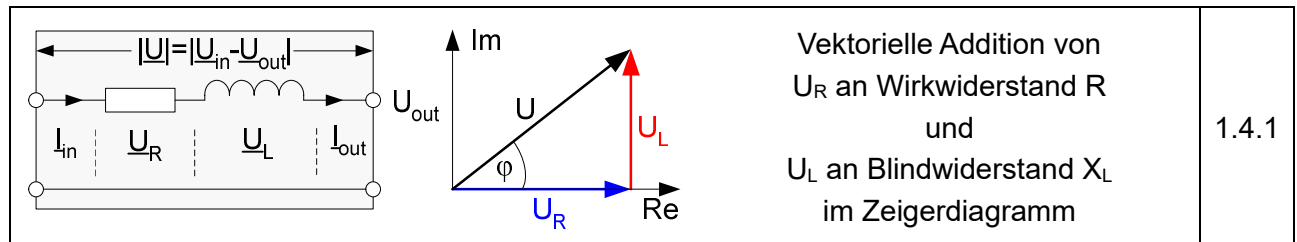
1.4 Serielle Tiefpassdipole

Bei den hier zu betrachtenden Tiefpässen können serielle Dipolelemente Induktivitäten oder beim Cauer-Tiefpass LC-Kreise sein.

Etwas anschaulicher als mit komplexen Zahlen ist es mit dem bekannten Zeigerdiagramm. In der Gaußschen Zahlenebene spannen Real- und Imaginärteil, z.B. $\underline{U} = \text{Re}\underline{U} + j \text{Im}\underline{U}$, die waagerechte Realteil- und die senkrechte Imaginärteil-Achse auf.

Konvention wie oben: Positive Im-Achse für $X_L = \omega L$, negative Im-Achse für $X_C = -1/\omega C$.

Statt mit komplexen Spannungen und Strömen, links im Bild mit den Unterstrichen gekennzeichnet, wird nachfolgend das Zeigerdiagramm mit dem Phasenwinkel φ zwischen Strom und Spannung zur Verdeutlichung gezeigt. Mit gemischten LCR-Bestückungen wird das allerdings unübersichtlich. Im Excel-Sheet wird mit komplexen Größen gerechnet.



Die Länge von \underline{U} , also der Betrag von \underline{U} , ist nach Pythagoras $|\underline{U}| = \sqrt{U_R^2 + U_L^2}$.

Im Impedanzdreieck, vektorielle Addition von R und X_L , ist der Winkel φ der Phasenverschiebung ein Maß für den Verlustwiderstand R (Tangens = Gegenkathete / Ankathete):

$\tan \varphi = \frac{X_L}{R} = \frac{\omega L}{R} = \frac{\text{Im}Z}{\text{Re}Z} = Q \text{ (Güte der seriellen Induktivität)}$	$\varphi = \arctan Q$	1.4.2
---	-----------------------	-------

In einfachen Fällen wie oben lassen sich alternativ zur Berechnung mit komplexen Zahlen mit diesem Winkel φ die Größen U_L und U_R mit Sinus φ und Cosinus φ im Vektordreieck berechnen.

Soweit der ideale Fall. Bei realen Spulen, ob mit Ringkernen oder als Luftspulen, kommen zusätzliche Verlustfaktoren hinzu:

- Rein ohmscher Widerstand des Spulendrahtes wie oben,
- Verluste in Induktivitäten mit Kern durch induzierte Wirbelströme und Ummagnetisierungsprozesse,
- Skineffekt durch Verdrängen der Stromdichte an die Außenfläche der Spulendrähte bei hohen Frequenzen, damit Verkleinerung des verfügbaren Querschnitts und Erhöhung des wirksamen Widerstands,
- Proximity-Effekt infolge induzierter Wirbelströme in benachbarten Wicklungsdrähten.

Außer dem ersten, ohmschen Verlustfaktor, sind die weiteren abhängig von der magnetischen Flussdichte und der Frequenz. Der blauäugige Ansatz in 1.4.1 wird also die Verhältnisse nur annähernd wiedergeben. Insbesondere wird die Spulengüte Q wie in 1.4.2 nicht alleine von einem ohmschen Verlustwiderstand R des Spulendrahtes und der Frequenz in $X_L = \omega L$ bestimmt. In Summe wird sich die Spulengüte Q nach 1.4.2 verringern, mehr mit höherer TX-Leistung.

Ohne diese Verluste, also für eine ideale Induktivität, steht der schwarze Vektor in 1.4.1 senkrecht ($\varphi = 90^\circ$). Die Verluste neigen den schwarzen Vektor mit einem $\varphi < 90^\circ$.

Mit anderen Worten: Für eine ideale verlustlose Induktivität ($R \approx 0, \varphi \approx 90^\circ$.) geht der o.a. $\tan \varphi$ gegen Unendlich ("unendlich" hohe Güte).

Eine handlichere Größe im Impedanzdreieck analog 1.4.1 ist der Leistungsfaktor $\cos \varphi = R / Z$
 $R = 0: \cos \varphi = 1, R > 0: \cos \varphi < 1$ (Leistungsverlust).

Für die weiteren Betrachtungen kommen wir mit der Reihenfolge von Ursache und Wirkung bei den hier zu betrachtenden Ringkernspulen in Konflikt. Um die Wirkung, die obigen Verluste im Kern und in der Wicklung berechnen zu können, muss die Ursache, Spannung an der Spule, bekannt sein. Das wäre eine erste Rechnung ohne die noch unbekannt Kernverluste. Daher wird die Berechnung zweimal durchgeführt:

1. Erste Berechnung nur mit dem ohmschen Widerstand R_{Cu} der Wicklung aus dem Q_L der Spule.
2. Folgerechnung mit dem nun nach Ermittlung von Strom / Spannung an der Spule gefundenen äquivalenten seriellen Verlustwiderstand R_{S-core} zusätzlich zu R_{Cu} aus Punkt 1:

Aus dem Kernverlust P_{Core} [mW] (s. 2.1.8 weiter unten) über

$P_{Core}[W] = \frac{U^2}{R_{P-core}} \Rightarrow \text{Parallel: } R_{P-core} = \frac{U^2}{10^{-3}P_{Core}[mW]} [\Omega]$ $P_{Core}[W] = I^2 R_{S-core} \Rightarrow \text{Seriell: } R_{S-core} = \frac{10^{-3}P_{Core}[mW]}{I^2} [\Omega]$ <p style="text-align: center;"><i>Serieller Gesamt – Verlustwiderstand $R_{tot} = R_{Cu} + R_{S-core}$</i></p>	1.4.3
--	-------

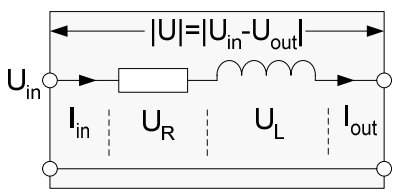
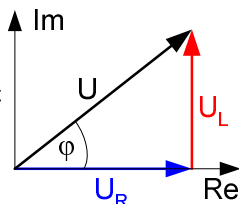
Tests mit weiteren Iterationen ergaben nur noch unmerkliche Änderungen am ermittelten R_{S-Core} .

Mit der Erhöhung der Verlustwiderstände über das aus einer angenommenen Spulengüte Q_L gewonnene R_{Cu} hinaus verändern sich naturgemäß auch die im Excel-Sheet nur mit diesem Q_L berechneten Übertragungsfunktionen. Mit zunehmender TX-Leistung, damit zunehmendem R_{S-core} , wird sich u.a. die Einfügedämpfung (Insertion Loss) erhöhen. Eine Anpassung der Übertragungsfunktionen auf Seite 1 des Excel-Sheets infolge der zusätzlichen Spulenverluste wird nicht vorgenommen.

Um die Belastungen der jeweiligen R-, L- und C-Komponenten zu ermitteln, müssen diese nun wieder vereinzelt werden. Notabene: U_{in} , U_{out} , I_{in} , I_{out} , Z_L und Z_C sind komplexe Größen. Für jeden Filterdipol stehen in der zugehörigen ABCD-Matrix (vgl. 1.1.1, 1.1.2)

- Impedanzen mit Real- und Imaginärteil als Matrixelement B, Index 1, 2,
- Admittanzen mit Real- und Imaginärteil als Matrixelement C, Index 2, 1

zur Verfügung.

Tiefpass Serieninduktivität, RL seriell in Serie geschaltet (Excel Typ 5)	
 <p style="margin-top: 10px;">Spannungsabfälle an den Komponenten:</p>	 <div style="margin-top: 10px;"> $I_{out} = I_{in} = I_R = I_L$ Länge von Vektor U: $U = \sqrt{U_R^2 + U_L^2}$ $\varphi = \arctan Q = \arctan \frac{\omega L}{R}$ </div> <div style="margin-top: 10px;"> $U = U_{in} - U_{out}$ U_{in}, U_{out} sind komplex $U = \sqrt{\text{Re}(U_{in} - U_{out})^2 + \text{Im}(U_{in} - U_{out})^2}$ $\cos\varphi = \frac{ U_R }{ U } \Rightarrow U_R = U \cos\varphi$ $\sin\varphi = \frac{ U_L }{ U } \Rightarrow U_L = U \sin\varphi$ </div>
1.4.4	

Berechnung mit komplexen Größen wie im Excel-Sheet, vgl. Abschnitt 3	
$I_R = I_L = I_{out} = I_{in} = \text{Re}I_{in} + j\text{Im}I_{in}$	
$Z_R = R + j * 0, \quad Z_L = 0 + j * \omega L$	$U_R = I_{in}Z_R \Rightarrow U_R = \sqrt{(\text{Re}I_{in}Z_R)^2 + (\text{Im}I_{in}Z_R)^2}$
$R = R_{Cu} + R_{Core} = \frac{\omega L}{Q_L} + \frac{P_{Core}[W]}{ I_{in} ^2}$	$U_L = I_{in}Z_L \Rightarrow U_L = \sqrt{(\text{Re}I_{in}Z_L)^2 + (\text{Im}I_{in}Z_L)^2}$
1.4.5	

Die komplexen Spannungen U_{in} , U_{out} und Ströme I_{in} , I_{out} sind mit 1.2.4 aus der Kette der komplexen Dipolmatrizen berechnet.

Das mit 1.4.5 berechnete U_L wird in Abschnitt 2 zur Berechnung des Kernverlustes herangezogen.

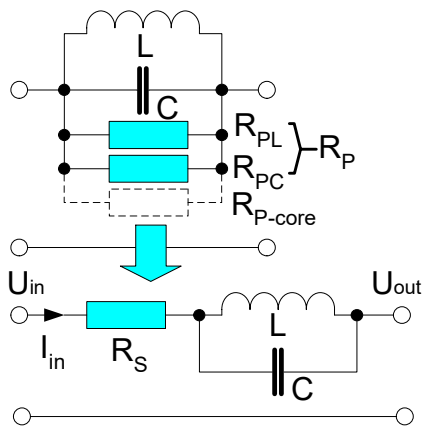
In den nun folgenden Tiefpassdipolen sind RLC-Komponenten parallel geschaltet
 Bei der Parallelschaltung wird i.a. mit dem Kehrwert von Impedanzen, den Admittanzen gerechnet.
 Bei der Serienschaltung werden die Impedanzen zur Gesamtimpedanz summiert,
 bei der Parallelschaltung werden die Admittanzen summiert, in beiden Fällen komplexe Addition.

Admittanz:

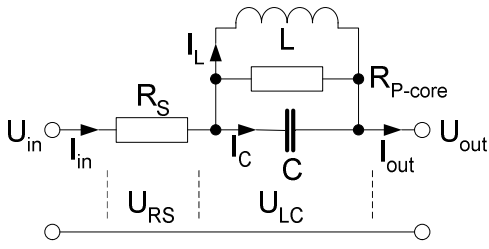
- Y = 1 / Z = G + jB Kehrwert der Impedanz, bestehend aus
- Realteil G **Wirkleitwert** (Konduktanz), nicht frequenzabhängig, und
- Imaginärteil B **Blindleitwert** (Suszeptanz), frequenzabhängig,
- bewirkt eine Phasenverschiebung φ
- |Y| = √(G²+B²) Betrag der Admittanz (**Scheinleitwert**)
- Maßeinheit: Siemens (S), in der engl. Literatur oft mho (Ohm rückwärts).

Mit der Parallelschaltung von L und C im Cauer-Parallelkreis wird die Zeigerdarstellung unübersichtlich. Deshalb gleich die Darstellung mit den komplexen Größen wie in Excel.

Aus der Filterberechnung 1.2.4 sind bekannt: komplexe U_{in}, U_{out}, I_{in}, I_{out}. Die parallel zu L und C wirksamen Verlustwiderstände aus den Güten Q_L und Q_C, R_{CU} in 1.4.5, sind zu einem gemeinsamen Verlustwiderstand R_P zusammengefasst. Für die Darstellung als RLC-Serienimpedanz ist R_P in einen seriellen Verlustwiderstand R_S transformiert (siehe Herleitung zu 3.2.3 unten).

Cauer Tiefpass Parallelkreis, RLC parallel ohne R_{P-core} in Serie geschaltet (Excel Typ 9)	
	<p>Aus 3.2.3:</p> $Z_{RLC} = \frac{1}{R_P} + j \frac{\omega L - \omega C}{ Y_{RLC} ^2}$ $ Y_{RLC} ^2 = \left(\frac{1}{R_P}\right)^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2$ $\frac{1}{R_P} = \frac{1}{R_{PL}} + \frac{1}{R_{PC}}, \quad R_P = \frac{R_{PL}R_{PC}}{R_{PL} + R_{PC}}$ <p><i>R_{PL}, R_{PC} berechnet aus den Güten Q_L und Q_C</i></p> $R_S = \frac{1}{ Y_{RLC} ^2}$
	1.4.6

Das ist aber noch nicht alles. Z_{RLC} ist Ergebnis der Filterberechnung 1.2.4: Real- und Imaginärteil der Dipol-Impedanz aus der Dipol-ABCD-Matrix ohne das noch unbekannte R_{P-core}. Erst nach einer solchen Rechnung ohne R_{P-core} kann mit den dann (vorläufig) bekannten U_{in}, U_{out}, I_{in}, I_{out} mit 2.1.8 der Kernverlust P_{core} und daraus R_{P-core} berechnet werden.

Cauer Tiefpass Parallelkreis, RLC parallel mit R_{P-core} (Schritt 2)	
	$\underline{U}_{RS} = I_{in}R_S, \quad R_S \text{ aus 1.4.6}$ $ \underline{U}_{RS} = \sqrt{(Re\underline{U}_{RS})^2 + (Im\underline{U}_{RS})^2}$ $\underline{U}_{LC} = \underline{U} - \underline{U}_{RS}$ $ \underline{U}_{LC} = \sqrt{(Re\underline{U}_{LC})^2 + (Im\underline{U}_{LC})^2}$
$I_{in} = I_{out} = I_{RS} = I_L + I_C$ <p><i>Spannungsabfall $\underline{U}_{in} - \underline{U}_{out} := \underline{U}$</i></p> $P_{core} = \frac{ U_{LC} ^2}{R_{P-core}} \Rightarrow R_{P-core} = \frac{ U_{LC} ^2}{P_{core}}$	$I_L = \frac{U_{LC}}{\omega L}, \quad I_L = \sqrt{(ReI_L)^2 + (ImI_L)^2}$ $I_C = U_{LC}\omega C, \quad I_C = \sqrt{(ReI_C)^2 + (ImI_C)^2}$
	1.4.7

Im abschließenden Schritt 3 geht es um die Konversion des parallel zu L gedachten R_{P-core} in einen äquivalenten seriellen Verlustwiderstand R_{S-core} analog zu 3.2.3 / 1.4.6. Dazu betrachten wir nur die Induktivität L und dessen Kernverlust-Widerstand R_{P-core}.

Cauer Tiefpass Parallelkreis, Konversion R_{P-core} in R_{S-core} (Schritt 3)	
	$Y_{RL} = Y_{P-core} + Y_{LP} = \frac{1}{R_{P-core}} + j \frac{1}{X_{LP}}$ $Z_{RLS} = \frac{1}{\frac{1}{R_{P-core}} + j \frac{1}{X_{LP}}} = \frac{Y_{RL}^*}{ Y_{RL} ^2} = \frac{1}{R_{P-core}} - j \frac{1}{X_{LP}}$ $ Y_{RL} ^2 = \left(\frac{1}{R_{P-core}}\right)^2 + \left(\frac{1}{X_{LP}}\right)^2$ $Z_{RLS} = \frac{1/R_{P-core}}{\left(\frac{1}{R_{P-core}}\right)^2 + \left(\frac{1}{X_{LP}}\right)^2} - j \frac{1/X_{LP}}{\left(\frac{1}{R_{P-core}}\right)^2 + \left(\frac{1}{X_{LP}}\right)^2}$ $Z_{RLS} = \frac{1}{\frac{X_{LP}^2 + R_{P-core}^2}{R_{P-core} X_{LP}^2}} - j \frac{1}{\frac{R_{P-core}^2 X_{LP}}{R_{P-core} X_{LP}^2}}$ $Z_{RLS} = \frac{R_{P-core} X_{LP}^2}{X_{LP}^2 + R_{P-core}^2} - j \frac{R_{P-core} X_{LP}}{X_{LP}^2 + R_{P-core}^2}$ $\text{Re } Z_{RLS} = R_{S-core} = \frac{R_{P-core} X_{LP}^2}{X_{LP}^2 + R_{P-core}^2}$
	1.4.8

Mit all den Näherungsformeln zur Abschätzung des Kernverlustes in Abschnitt 2 erlauben wir uns hier eine weitere Näherung: Der Imaginärteil von Z_{RLS} in 1.4.8, = X_{LS} , ist nicht identisch mit der bei der Auslegung des Filters vorgegebenen Reaktanz $X_{LP} = \omega L$ in 1.4.7. In Anbetracht der Größenverhältnisse von X_L (Größenordnung einige 10 Ω) und der im Verhältnis dazu kleinen Verlustwiderstände (Größenordnung einige zehntel Ω) setzen wir beide gleich. Sonst kommen wir wieder in den o.a. Zirkelschluss zwischen Ursache und Wirkung bzgl. Berechnung von R_{P-core} in 1.4.7 und der Konversion in R_{S-core} in 1.4.8.

1.5 Parallele Tiefpassdipole

In einem TX-Tiefpassfilter sind für die Auslegung der parallelen Kapazitäten neben der Spannungsfestigkeit, die Spitzenspannung $1,414 \cdot U_{RMS}$ ist hier maßgebend, der noch beherrschbare Strom von Bedeutung. Die Strombelastbarkeit für HF ist in Datenblättern selten zu finden.

Das Zeigerdiagramm klappt um die Re-Achse nach unten, $X_C = -1/\omega C$.

Im Vergleich zu Induktivitäten sind hier Verluste von HF-tauglichen Kondensatoren deutlich geringer. Sie beruhen vornehmlich auf Verlusten im Dielektrikum und dem endlichen Isolationswiderstand.

I_{in} und I_{out} sind bekannt sind aus der Filterberechnung 1.2.4. Die Differenz $I_{in} - I_{out}$ macht die Summe der Querströme durch R_P und C_P aus: $I_Q = I_{in} - I_{out} = I_{RP} + I_{CP}$.

Tiefpass Parallelkapazität, RC parallel (Excel-Typ 4)	
<p>Wie oben in 1.4.5</p>	$\tan \varphi = \frac{B}{G} = \frac{R_P}{X_P} = \omega C R_P = Q \text{ (Güte der parallelen Kapazität)}$ $\varphi = \arctan Q$ $\tan \delta = \frac{X_C}{R_P} = \frac{1}{\omega C R_P} = d \text{ (Verlustfaktor der Kapazität)}$ $\tan \delta = \frac{1}{Q}$
	1.5.1

Der Winkel δ ist die Ergänzung zum Winkel φ auf 90° , $\delta = 90^\circ - \varphi$. Der Verlustfaktor $d = \tan \delta$ wird in den Datenblättern von Kondensatoren zumeist angegeben. Die englische Bezeichnung für den Verlustfaktor d ist "DF" (Dissipation Factor).

		$\underline{U}_{in} = \underline{U}_{out} = \underline{U}_{RP} = \underline{U}_{CP}$ $\underline{I}_Q = \underline{I}_{in} - \underline{I}_{out}$ <p>Mit 1.5.1:</p> $\varphi = \arctan Q = \arctan \omega CR_p$	1.5.2
$ I_Q = \underline{I}_{in} - \underline{I}_{out} $ $ I_Q = \sqrt{\text{Re}(\underline{I}_{in} - \underline{I}_{out})^2 + \text{Im}(\underline{I}_{in} - \underline{I}_{out})^2}$ $\sin \varphi = \frac{ I_{CP} }{ I_Q } \Rightarrow I_{CP} = I_Q \sin \varphi$ $\cos \varphi = \frac{ I_{RP} }{ I_Q } \Rightarrow I_{RP} = I_Q \cos \varphi$			

<p>Berechnung mit komplexen Größen wie im Excel-Sheet, vgl. Abschnitt 3</p>		1.5.3
$\underline{U}_{in} = \underline{U}_{out} = \underline{U}_{RP} = \underline{U}_{CP}$ $\underline{U}_{in} = \text{Re}\underline{U}_{in} + j\text{Im}\underline{U}_{in}$ $ \underline{U}_{in} = \sqrt{(\text{Re}\underline{U}_{in})^2 + (\text{Im}\underline{U}_{in})^2}$ $\underline{Z}_{RP} = R + j * 0, \quad \underline{Y}_{RP} = \frac{1}{R} - j * 0$ $\underline{Z}_{CP} = 0 - j \frac{1}{\omega C}, \quad \underline{Y}_{CP} = 0 + j\omega C$	$\underline{I}_{RP} = \underline{U}_{in} * \underline{Y}_{RP}$ $ \underline{I}_{RP} = \sqrt{[\text{Re}(\underline{U}_{in} * \underline{Y}_{RP})]^2 + [\text{Im}(\underline{U}_{in} * \underline{Y}_{RP})]^2}$ $\underline{I}_{CP} = \underline{U}_{in} * \underline{Y}_{CP}$ $ \underline{I}_{CP} = \sqrt{[\text{Re}(\underline{U}_{in} * \underline{Y}_{CP})]^2 + [\text{Im}(\underline{U}_{in} * \underline{Y}_{CP})]^2}$	

Noch eine Schlussbemerkung zu den veranschaulichenden Zeigerdiagrammen:
 Die Filterkomponenten, die wir hier wohl eher verwenden werden, Güte der Induktivitäten von etwa 50 bis hin zu etwa 400 bei großen Ringkernen, Güte der Kapazitäten jenseits von 1.000, sind um Welten besser als die Zeigerdiagramme vermuten lassen. Mit diesen Güten richten sich die resultierenden (schwarzen) Vektoren mit einem Phasenverschiebungswinkel φ um die 89° mächtig auf.

2 Magnetische Flussdichte, Kernverluste, Erwärmung

Die nachfolgenden in Excel programmierten Berechnungsformeln ergaben bei einer unbedachten Vorgabe der TX-Leistung teilweise überraschende Ergebnisse, die in Amateurkreisen geläufigen Erfahrungswerten für TX-Tiefpasskomponenten, z.B. [10], nur entfernt entsprachen:

Amidon T-50: 50 Watt max.
 Amidon T-68: 100 Watt max.
 Amidon T-106: 500 Watt max.

Das wird einerseits daran liegen, dass die von Amidon bzw. Micrometals veröffentlichten Formeln und Daten nur ungefähre Anhaltspunkte liefern. Andererseits ist im intermittierenden Betrieb mit CW oder SSB nicht die Leistung maßgeblich, die der TX mit Dauerstrich zur Verfügung stellen kann. Das zeitliche Mittel bestimmt den mittleren Kernverlust und damit die Kernerwärmung. Wenn ein CW-Operator mit 100W verfügbarer TX-Leistung in die Tasten haut, muss der Tiefpass mit dem Tastverhältnis und Pausen dazwischen von den 100W im zeitlichen Mittel vielleicht noch 50W Durchschnittsleistung verkraften, damit nur noch die halbe umgesetzte Verlustleistung. Mit SSB wäre es noch etwas weniger. Bei FM und einigen digitalen Betriebsarten würden Dauerstrich 100% anliegen, digitale aber oft mit deutlich weniger Leistung.

2.1 Magnetische Flussdichte und Kernverluste

Amidon gibt in [2] Formeln zur Berechnung der magnetischen Flussdichte an. Hier soll die Größe "B_{peak}" statt "B_{max}" wie bei Amidon genannt werden, da sie sich auf die Spitzenspannung U_{peak} bezieht.

Hier wie wohl bei allen Formeln von amidoncorp.com bzw. dem Hersteller micrometals.com wird es sich wohl um Schätzwerte oder Fitdaten aus Messwerten handeln. Sie geben daher wohl mehr oder weniger gute Abschätzungen des tatsächlichen Verhaltens der eingesetzten Komponenten wieder. Uns muss das hier reichen, auch wenn die Rechenergebnisse z.T. fragwürdig scheinen.

$B_{peak} = \frac{U_{RMS} * 10^8}{4,44 A_e N f} \text{ [Gauss]}$	$U_{RMS} = \text{anliegende eff. Spannung } (V_{RMS} = V_{eff})$ $A_e = \text{Kernquerschnitt (cm}^2\text{)}$ $N = \text{Anzahl Windungen}$ $f = \text{Frequenz (Hz)}$	2.1.1
--	---	-------

Voraussetzung: Belastung nur mit Wechselspannung / HF ohne DC-Anteil.

Bei einer Angabe der Frequenz in MHz reduziert sich die Zehnerpotenz im Zähler von 10⁸ auf 10².

Der Wert 4,44 im Nenner erklärt sich aus der vollständigen Schreibweise von 2.1.1 für Sinus:

$B_{peak} = \frac{\sqrt{2} U_{RMS} * 10^8}{2\pi A_e N f} \text{ [Gauss]}$	$\sqrt{2} U_{RMS} = U_{peak}, \text{ Sinus - Spitzenspannung } (V_p)$ $2\pi f = \omega \text{ (Kreisfrequenz)}$ $\frac{\sqrt{2}}{2\pi} = \frac{1}{6,283/1,414} = \frac{1}{4,44}$	2.1.2
---	--	-------

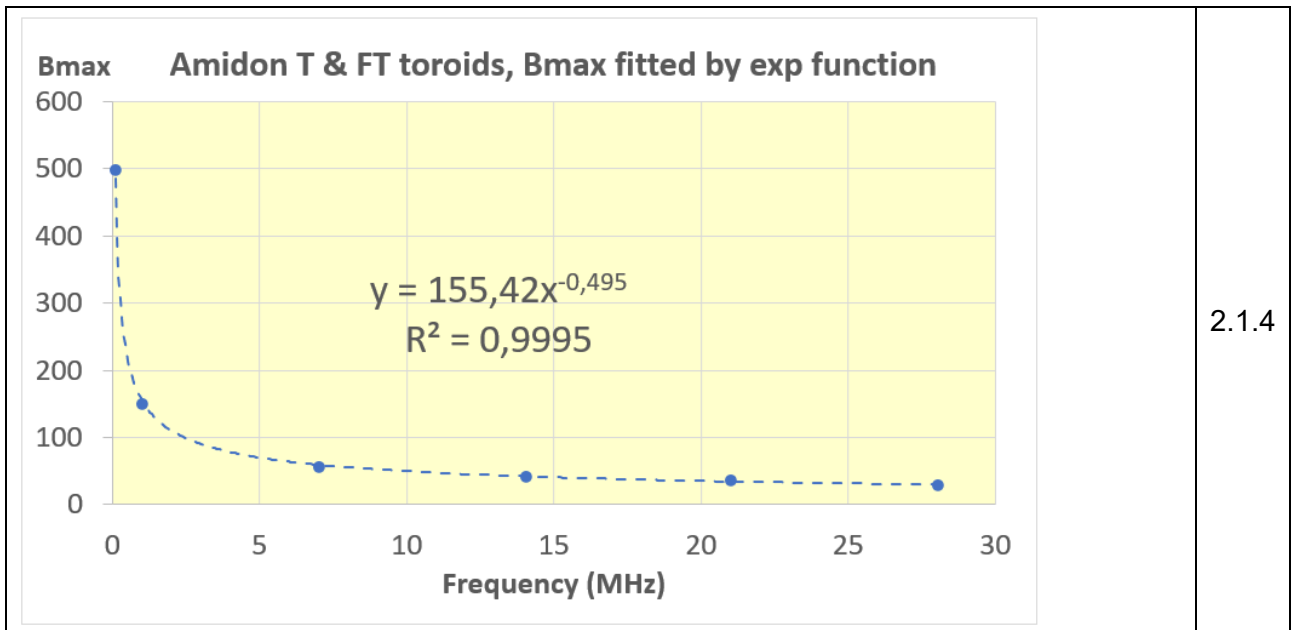
Daher erscheint die Bezeichnung B_{peak} statt B_{max} treffender.

Für die (hier im wirklichen Sinne) maximale magnetische Flussdichte in Eisenpulver T- und auch Ferrit FT-Ringkernen gibt Amidon in [3] einige wenige Grenzwerte an:

0,1 MHz	1 MHz	7 MHz	14 MHz	21 MHz	28 MHz	2.1.3
500 Gauss	150 Gauss	57 Gauss	42 Gauss	36 Gauss	30 Gauss	

Es ist zumindest erstaunlich, dass diese Grenzwerte gleichermaßen für Eisenpulver- und Ferrit-Ringkerne anwendbar sein sollen. Was Besseres habe ich nicht gefunden. Zweifel sind angebracht, mit diesen wenigen und angeblich universellen Daten eine Go- / NoGo-Entscheidung für das jeweilige B_{peak} zu treffen, Ampel grün/rot im Excel-Sheet.

Um diese Eckdaten in Excel für beliebige Frequenzen im HF-Bereich bis ca. 30MHz anwenden zu können, wurden diese mit einer Exponentialfunktion approximiert.



2.1.4

Mit diesen maximal erlaubten magnetischen Flussdichten geraten die Ringkerne keinesfalls in die Sättigung. Für die im Excel-Sheet angebotenen T-Ringkerne gibt Amidon für B_{sat} an:

Ringkern	Txxx-2 (rot)	Txxx-6 (gelb)	Txx-10 (schwarz)
B_{sat} (Gauss)	14.806	14.400	13.800

2.1.5

Die Maßeinheit **Gauss / Gauß (G / Gs)** für die magnetische Flussdichte basiert auf dem cgs-(centimeter-gramm-sekunde)-Maßsystem, in Deutschland keine gesetzliche Einheit mehr. Die Maßeinheit **Tesla (T)** basiert auf dem MKS-(Meter-Kilogramm-Sekunde = SI)-Maßsystem, gesetzliche Einheit u.a. in der EU.

1 Tesla (T) = 10⁴ Gauss (G), 1 G = 10⁻⁴ T.

Neben der Einhaltung der maximal zulässigen magnetischen Flussdichte sind insbesondere die Kernverluste zu betrachten, die eine Erwärmung des Kerns zur Folge haben. Bei amidoncorp.com ist dazu nichts zu finden, also fragen wir direkt beim Hersteller micrometals.com nach.

Die Formel zur Berechnung und die zugehörigen Materialkonstanten sind in [4] zu finden.

Ein ohne Registrierung erhältlich Excel-Sheet mit Daten aller Kerne im Angebot gibt es unter [5].

Die Formel für den spezifischen Kernverlust pro Kernvolumen (Core Loss, CL) ist

$CL = \frac{f}{\frac{a}{B_{peak}^3} + \frac{b}{B_{peak}^{2,3}} + \frac{c}{B_{peak}^{1,65}}} + d B_{peak}^2 f^2 \quad [mW/cm^3]$	$\frac{B_{peak} [Gauss]}{f \text{ Frequenz [Hz]}}$	2.1.6
---	--	-------

Der erste Term beschreibt die Verluste im Kern infolge Ummagnetisierungen durch das Wechselfeld, der zweite Verluste infolge von in den Wicklungen durch das Wechselfeld induzierter Wirbelströme (Eddy Current). Mit zunehmender Frequenz wird der Strom in Richtung der Außenflächen des Leiters verdrängt (Skin-Effekt), so dass nicht mehr der gesamte Leiterquerschnitt zur Verfügung steht.

Die Parameter a bis d für die hier betrachteten Ringkerne Txxx-2, Txxx-6 und Txxx-10:

Ringkern	a	b	c	d
Txxx-2	4,000E+09	3,000E+08	2,700E+06	9,600E-16
Txxx-6	4,000E+09	3,000E+08	2,700E+06	8,900E-16
Txxx-10	4,000E+09	3,000E+08	2,700E+06	8,000E-16

2.1.7

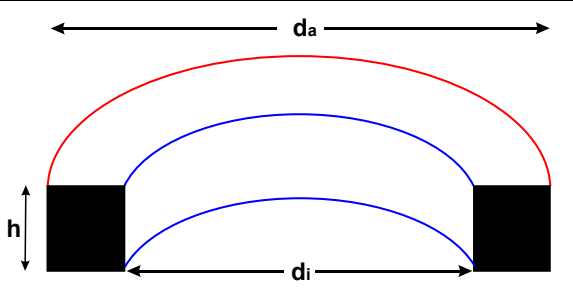
Mit dem Kernvolumen, in den Amidon-Tabellen mit V_e [cm^3] angegeben, erhalten wir aus 2.1.6 für den Kernverlust in mW in dem jeweiligen Ringkern

$P_{core} = CL V_e \quad [\text{mW}]$	$CL = \text{Core loss} \quad [\text{mW}/\text{cm}^3]$ $V_e = \text{Kernvolumen} \quad [\text{cm}^3]$	2.1.8
---------------------------------------	---	-------

Nun wird es reichlich nebulös. Für den Temperaturanstieg durch die im Ringkern einschließlich Wicklung umgesetzte Verlustleistung hat Micrometals eine undurchsichtige Formel mit der Umschreibung "reasonable approximation for the temperature rise of a core in free standing air" anzubieten, woher auch immer:

$\Delta T = \left(\frac{\text{Total Power Dissipation}}{\text{Available Surface Area}} \right)^{0,833} \quad [^\circ\text{C}]$	$\text{Total Power Dissipation } P_{core} \quad [\text{mW}]$ $\text{Available Surface area} \quad [\text{cm}^2]$	2.1.9
---	---	-------

Die gesamte Verlustleistung eines bewickelten Ringkerns setzt sich zusammen aus der Verlustleistung im Kern selber, P_{core} (2.1.8), und der im verwendeten Wicklungsdraht. Nehmen wir mal an, letzteren können wir mit einer ausreichenden Drahtdicke vernachlässigen. In einem hinreichend stationären Zustand mit Temperatenausgleich zwischen dem sich erwärmenden Kern und der Wicklung ohne Eigenerwärmung durch dem Stromfluss käme die Oberfläche der Wicklung als wärmestrahlende Oberfläche noch hinzu. Dann würde es kompliziert. Lassen wir die auch weg. Und vertrauen wir auf den von Amidon angegebenen Exponenten "0,833". Bleibt dann also die Außenfläche des Ringkerns in 2.1.9 übrig.

	$Kreisfläche A_{\odot} = \pi r^2 = \frac{\pi}{4} d^2$ $Kreisumfang U_{\odot} = 2\pi r = \pi d$	2.1.10
	$Toroid \text{ Außenfläche } A_a = \pi d_a h$ $Toroid \text{ Innenfläche } A_i = \pi d_i h$ $Toroid \text{ Ober/Unterseite } A_{o/u} = \frac{\pi}{4} (d_a^2 - d_i^2)$	
Gesamtoberfläche Toroid Außenfläche + Innenfläche + 2x Oberseite	$F_{\odot} = \pi \left[h(d_a + d_i) + \frac{1}{2} (d_a^2 - d_i^2) \right]$	2.1.11

Die Ringkerne haben abgerundete Kanten. Neben den schon behandelten Näherungsformeln erlauben wir uns hier großzügig eine weitere. Ein Rechteck lässt sich einfacher berechnen. Wohl-gemerkt: Die Wärmeabstrahlung durch die Drahtoberfläche findet hier keine Berücksichtigung.

Bleibt noch der zu verwendende Wicklungsdraht, bei dem wohl jeder Kupferlackdraht (CuL) auf den glasierten T-Ringkernen verwendet wird.

In [6] wird dazu eine Formel für den minimalen Drahtdurchmesser von DK9ZN (CQ DL 12/83, S. 586 ff.) zitiert, die die Wärmeabstrahlung der Drahtoberfläche mit der o.g. Stromverdrängung durch den frequenzabhängigen Skinneffekt verknüpft.

$d_{min} = 2,45 \frac{I}{\sqrt{\Delta T}} \sqrt[4]{\frac{f}{\gamma}} \quad [\text{mm}]$	$I = HF - \text{Strom} \quad [A]$ $\Delta T = \text{max. zugelassene Temperaturdifferenz zwischen Draht und Umgebung} \quad [^\circ\text{C}]$ $f = \text{Frequenz} \quad [\text{MHz}]$ $\gamma = \text{Leitfähigkeit des Drahtes}$ Für CuL: $58 - 59 \text{ m}/(\Omega * \text{mm}^2)$	2.1.12
---	--	--------

Bei vorgegebenen Randbedingungen, Strom I und Frequenz f , bestimmt damit die zugelassene Temperaturdifferenz ΔT den dazu passenden minimalen Drahtdurchmesser.

In Anbetracht der von der zu übertragenden Leistung und Frequenz abhängigen magnetischen Verluste (2.1.6) werden am oberen Leistungsende für Kurzwellenanwendungen ab 20m (14MHz) Luftspulen vorteilhaft sein.

Die in diesem Abschnitt angegebenen Formeln sind in Excel programmiert. Mit den bisweilen angesetzten Näherungen und auch mit den Toleranzen der Ringkerndaten selber sind damit mit Sicherheit keine exakten Ergebnisse zu erwarten. Im Zweifelsfall sollte daher etwas großzügiger in Bezug auf die Ringkerngrößen und Drahtstärken dimensioniert werden.

Und die Kapazitäten?

Wie oben erwähnt, ist für die Spannungsfestigkeit die Spitzenspannung $1,414 \cdot U_{RMS}$ das Maß. Diese wird auch als solche angezeigt. Mit Serienschaltung an den notwendigen Stellen kann dies sichergestellt werden. Entsprechend zur Bewältigung der auftretenden HF-Ströme mit Parallelschaltung. Im oberen Leistungsbereich sind Glimmer-/Silver Mica-Kondensatoren erste Sahne, für hohe Spannungen aber kaum bezahlbar, wenn sie überhaupt zu bekommen sind. Preisgünstige Alternativen:

COG/NP0-Kondensatoren, die gibt es auch für nennenswerte Spannungsfestigkeiten in SMD, oder WIMA FKP 1 ab 100pF, bis 2.000V-/700V~.

3 Berechnen von RLC-Impedanzen und Admittanzen

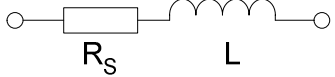
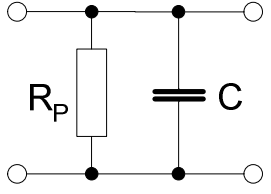
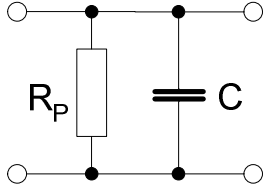
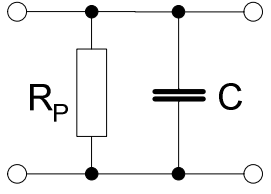
Die Impedanzen und Admittanzen von RLC-Gliedern sind komplexe Größen.

3.1 Grundrechenarten komplexer Zahlen ($\underline{z} = a + jb$)

Komplexe Einheit	$j \quad j := \sqrt{-1}, \quad j^2 = -1, \quad \frac{1}{j} = -j$
Addition	$\underline{z1} + \underline{z2} = (a1 + jb1) + (a2 + jb2)$ $= (a1 + a2) + j (b1 + b2)$ $\underline{z1} + c = (a1 + jb1) + (c + j0)$ $= (a1 + c) + jb1$
Multiplikation	$\underline{z1} * \underline{z2} = (a1 + jb1) * (a2 + jb2)$ $= a1a2 + j b1a2 + j a1b2 - b1b2$ $= (a1a2 - b1b2) + j (b1a2 + a1b2)$ $\underline{z1} * c = (a1 + jb1) * (c + j0)$ $= a1c + j (b1c)$
Division	$\frac{\underline{z1}}{\underline{z2}} = \frac{a1 + jb1}{a2 + jb2}, \text{ erweitern mit komplex konjugiertem Nenner}$ $= \frac{(a1 + jb1)(a2 - jb2)}{(a2 + jb2)(a2 - jb2)}$ $= \frac{a1a2 + j b1a2 - j a1b2 + b1b2}{a2^2 + j a2b2 - j a2b2 + b2^2}$ $= \frac{a1a2 + b1b2}{a2^2 + b2^2} + j \frac{b1a2 - a1b2}{a2^2 + b2^2}$
Betrag	$ \underline{z} = \sqrt{a^2 + b^2}$
Spezielle Division Kehrwert von \underline{z}	$\frac{1}{\underline{z}} = \frac{a}{a^2 + b^2} - j \frac{b}{a^2 + b^2} = \frac{a - jb}{a^2 + b^2}$ $= \frac{\underline{z}^*}{ \underline{z} ^2}, \underline{z}^* = \underline{z} \text{ konjugiert komplex}$

3.2 Anwendung auf Tiefpass RLC-Glieder (seriell oder parallel)

Die in Filterschaltungen verbauten Kapazitäten und Induktivitäten werden in der einfachsten Näherung als verlustlos angenommen. Tatsächlich weisen sie Verluste auf, die die Filterwirkung beeinflussen. In der nächst einfachen Näherung werden sie durch einen zusätzlichen Verlustwiderstand (ohmscher Spulenwiderstand bzw. Verluste im Kondensator-Dielektrikum) dargestellt. Bei Serienschaltung mit einem Serienwiderstand R_S , bei Parallelschaltung mit einem Parallelwiderstand R_P . Weitere Verluste in Spulen wie oben diskutiert. Parasitäre Induktivitäten bei C's und parasitäre Kapazitäten bei L's lassen wir mal außen vor: Geeignete Komponenten ohne Eigenresonanzen im vorgesehenen Frequenzbereich werden vorausgesetzt.

RLC-Serienschaltung, Summierung der Impedanzen	
	$Z_L = 0 + j\omega L$, <i>L verlustlos</i> Serielle Impedanzen Z werden addiert
	$Z_{RLC} = R_S + j\omega L$ 3.2.1 R_S lässt sich aus dem Gütefaktor Q für eine Frequenz bestimmen: $Q_S = \frac{X_L}{R_S} = \frac{\omega L}{R_S}$, also $R_S = \frac{\omega L}{Q_S}$, $Q_S @ -3dB$ Grenzfrequenz
RLC-Parallelschaltung, Summierung der Admittanzen	
	$Z_C = 0 + \frac{1}{j\omega C} = 0 - j\frac{1}{\omega C}$, <i>C verlustlos</i> Parallele Admittanzen $Y = 1 / Z$ werden addiert $Y_{RLC} = \frac{1}{R_P} + \frac{1}{Z_C} = \frac{1}{R_P} + \frac{Z_C^*}{ Z_C ^2}$ $\frac{Z_C^*}{ Z_C ^2} = j\frac{(\omega C)^2}{\omega C} = j\omega C$
	$Y_{RLC} = \frac{1}{R_P} + j\omega C$ 3.2.2 R_P lässt sich aus dem Gütefaktor Q für eine Frequenz bestimmen: $Q_P = \frac{R_P}{X} = R_P\omega C$, also $R_P = \frac{Q_P}{\omega C}$ Für Kapazitäten geben Datenblätter i.d.R. einen Verlustwinkel δ als Verlustfaktor $\tan \delta$ für bestimmte Frequenzen an: $Q = \frac{1}{\tan \delta}$

Q_S und Q_P bzw. R_S und R_P werden bei Hoch- oder Tiefpässen für die -3dB-Grenzfrequenz ("Passband edge" im Excel-Sheet) bestimmt.

Sonderfall Cauer Tiefpass mit Core Loss: RLC-Parallelkreis in Serie geschaltet	
	<p>Parallelkreis, Summierung der Admittanzen</p> $Y_L = \frac{1}{X_L} = \frac{1}{j\omega L} = -j \frac{1}{\omega L}, \quad Y_C = \frac{1}{1/j\omega C} = j\omega C, \quad L \text{ \& } C \text{ verlustlos}$ <p>Parallele Verlustwiderstände von L, C:</p> $Q_{Par} = \frac{R_{Par}}{X} \Rightarrow R_{Par} = Q_{Par}X \Rightarrow R_{PC} = \frac{Q_C}{\omega C}, \quad R_{PL} = Q_L\omega L$ $R_{PLC} = R_{PL} R_{PC} = \frac{R_{PL} * R_{PC}}{R_{PL} + R_{PC}}, \quad Y_{PR} = \frac{1}{R_{PR}} = \frac{1}{R_{PLC}} + \frac{1}{R_{Pcore}}$ $Y_{RLC} = Y_{PR} + Y_L + Y_C = \frac{1}{R_{PR}} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \text{ Parallelkreis}$
	<p>Hier Parallelkreis in Serie:</p> $Z_{RLC} = 1/Y_{RLC} = Y_{RLC}^* / Y_{RLC} ^2, \quad Y_{RLC} = Y_{RLC}^* \text{ konjugiert komplex}$ $Z_{RLC} = \frac{1}{ Y_{RLC} ^2} + j \frac{\omega L - \omega C}{ Y_{RLC} ^2}, \quad \frac{1}{ Y_{RLC} ^2} = R_S$ $ Y_{RLC} ^2 = \left(\frac{1}{R_{PR}}\right)^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2$

3.2.3

Referenzen

- [1] <https://dl6gl.de/media/files/bandfilter-berechnen.pdf>
- [2] https://www.amidoncorp.com/product_images/specifications/1-36.pdf
http://www.iec-international.com/micrometals/micrometals/material/pc_coreloss_txt.html
https://s3.amazonaws.com/micrometals-production/filer_public/85/52/8552a1c8-03d8-41f3-949c-7e89dd74be12/iron_powder_cores_for_rf_applications_app_note.pdf
- [3] https://www.amidoncorp.com/product_images/specifications/1-35.pdf
- [4] <https://www.micrometals.com/products/materials/>,
T-Ringkerne dort unter Radio frequency iron powder.
<https://www.micrometals.com/design-and-applications/literature/>
- [5] https://s3.amazonaws.com/micrometals-production/filer_public/a7/22/a722ffb5-f2e4-4418-a4cc-f64472001cb4/mmcurvefitcoefficientsall.xlsx
- [6] <https://www.robkalmeijer.nl/techniek/electronica/radiotechniek/hambladen/funk/2003/10/page32/index.html>
- [7] https://www.ai6xg.com/post/toroid_transformers-how_hot_will_it_get
- [8] <https://www.worldradiohistory.com/BOOKSHELF-ARH/Ferromagnetic-Core%20Design%20and%20Application%20Handbook.pdf>
- [9] https://www.vkham.com/Info/ferro/tut_3.html
- [10] <https://owenduffy.net/blog/?p=19919>