

Kapitel 5 – Eigenschaften realer Bauelemente

Skript zum Kurs Elektrizitätslehre 2

Autor: Mathis Nussberger

7. Februar 2020

Inhalt

1.	Einleitung.....	3
2.	Widerstände	3
2.1.	Typische Spezifikationen bei Widerständen	3
2.2.	Bauform	3
2.3.	Nennwert.....	4
2.4.	Toleranz	5
2.5.	Dauer-Verlustleistung	5
2.6.	Temperaturkoeffizient	5
2.7.	Änderung der Toleranz mit der Betriebsdauer und Umgebungstemperatur	6
2.8.	Frequenzabhängigkeit	6
2.9.	Lineares Ersatzschaltbild für den Widerstand	7
3.	Kondensatoren	7
3.1.	Typische Spezifikationen bei Kondensatoren	7
3.2.	Bauform	8
3.3.	Nennwert.....	8
3.4.	Toleranz	9
3.5.	Maximale Spannung	9
3.6.	Dielektrikums-Material.....	9
3.6.1.	Bariumtitanat als Dielektrikumsmaterial.....	10
3.7.	Temperaturkoeffizient	10
3.7.1.	Isolationswiderstand	11
3.8.	Equivalent Series Resistance	11
3.9.	Frequenzabhängigkeit	11
3.10.	Lineares Ersatzschaltbild für den Kondensator	12
3.11.	Gütefaktor, Verlustfaktor, Verlustwinkel.....	12
3.12.	Ersatzzweipol bei einer festen Frequenz	14
4.	Reale Spulen	14
4.1.	Typische Spezifikationen bei Spulen.....	15
4.2.	Bauform	15
4.3.	Nennwert und A_L -Wert.....	16
4.4.	Toleranz auf den Nennwert	16
4.5.	Temperaturbereich	16
4.6.	Gleichstromwiderstand	16
4.7.	Maximale Stromstärke (Rated Current).....	17
4.8.	Kernmaterial	17
4.9.	Frequenzabhängigkeit	18
4.10.	Lineares Ersatzschaltbild für die Modellierung der Frequenzabhängigkeit	19
4.11.	Selbstresonanzfrequenz	20
4.12.	Gütefaktor, Verlustfaktor, Verlustwinkel.....	20
4.13.	Ersatzzweipol bei einer festen Frequenz	20
4.14.	Skin-Effekt.....	21
4.15.	Proximity-Effekt und Bewertung Skin-/Proximity-Effekt	21

1. Einleitung

In diesem Skript werden die für die Praxis wesentlichen Eigenschaften realer, d.h. käuflicher, elektrischer Komponenten wie *Widerstände*, *Kondensatoren* und *Spulen* angesprochen. Der Schwerpunkt der Betrachtungen wird auf die *lineare* Modellierung dieser Komponenten gelegt, so dass ihr Verhalten bei Wechselstrom oder allgemeiner in einem bestimmten Frequenzband nachgebildet werden kann.

2. Widerstände

In diesem Kapitel werden nur Widerstände betrachtet werden, welche mit dem Ziel eines bestimmten Widerstandswerts hergestellt wurden (sogenannte Festwiderstände). Nicht betrachtet werden Trimmer, Potentiometer, Thermistoren (NTC, PTC) mit deutlicher Temperaturabhängigkeit des Widerstandswerts, Varistoren (VDR, ZNR) mit deutlicher Spannungsabhängigkeit des Widerstandswerts u.s.w.

2.1. Typische Spezifikationen bei Widerständen

Für alle käuflich erhältlichen Festwiderstände sind die Angaben der folgenden Größen üblich:

- Bauform
- Nennwert
- Toleranz auf den Nennwert
- Dauer-Verlustleistung
- Temperaturkoeffizient

Je nach Typ sind zudem folgende Angaben im Datenblatt verfügbar:

- Änderung der Toleranz mit der Betriebsdauer und der Umgebungstemperatur
- Frequenzabhängigkeit in Form eines Impedanz/Frequenz-Diagramms

Aus den obigen Angaben lassen sich folgende Größen berechnen:

- Elementwerte des linearen Ersatzschaltbilds für die Frequenzabhängigkeit

Im Folgenden werden alle oben aufgelisteten Aspekte zumindest qualitativ näher betrachtet.

2.2. Bauform

Im Wesentlichen gibt es zwei grundlegende Realisierungsformen, welche von ihren Einsatz in der Praxis her bestimmt sind:

- Chip-Widerstände für die Signalverarbeitung bis zu hohen Frequenzen
- MELF-Widerstände für die Signalverarbeitung bis zu hohen Frequenzen mit höherer Zuverlässigkeit
- Bedrahtete Widerstände mit niedrigen Widerstandswerten, für mittlere bis sehr grosse Nennleistungen, aber eher niedrige Frequenzen

Chip-Widerstände sind kleine Quader mit metallischen Kappen an den gegenüberliegenden kurzen Seiten. Sie kommen in spezifischen Grössen, die untenstehende Tabelle gibt eine Übersicht diesbezüglich. Diese Grössenbezeichnung wird mit vier Ziffern ausgedrückt, dabei gilt (anhand Beispiel): 0402 = 40 mil · 20 mil, wobei 1 mil = 0.001 inches = 0.0254 mm. Die Tabelle nennt auch Vor- und Nachteile der spezifischen Grössen.

Grösse	Kommentar
0402 (1 mm auf 0.5 mm)	Im Automat teurer zum Bestücken als grössere, von Hand gerade noch bestückbar, bei Widerständen kein Aufdruck mehr, oft max. 1/16 W, d.h. $R_{min} = 600 \Omega$ (50 % Sicherheitsmarge) bei 5 V
0603 (1.5 mm auf 0.75 mm)	Von Hand gut bestückbar, Aufdruck bei Widerständen vorhanden, oft gleiche Verlustleistung wie bei 0805
0805 (2 mm auf 1.25 mm)	Standard-Grösse, gut von Hand zu löten, meist genügende Verlustleistung bei Widerständen (1/8 W), günstigste Elemente
1206 (3 mm auf 1.5 mm)	Höhere Verlustleistung als bisherige, v.a. Einsatz für die Strommessung mittels Spannungsabfall über einem Widerstand

Tabelle 2.1.: Baugrössen von Chipwiderständen, kommentiert.

MELF-Widerstände haben ihren Namen von Metal-Electrode-Leadless-Faces, es handelt sich um zylindrische Widerstände ähnlich den bedrahteten, jedoch ohne den Drahtanschluss, sondern mit Anschlusskappen wie bei den Chipwiderständen. MELF-Widerstände sind hinsichtlich der Impulsstrombelastbarkeit, Temperaturstabilität, Langzeitstabilität und Spannungsfestigkeit besser als gewöhnliche Chipwiderstände. Wo das Umfeld hohe Ansprüche stellt, lohnt sich der Einsatz von MELFs (Weltraum, Militär, extreme Umgebungen). Nachteilig ist der höhere Preis im Vergleich zu Standard-Chipwiderständen. Das Frequenzverhalten ist ähnlich wie bei Chip-Widerständen. MELF-Widerstände haben die gleiche Farbcodierung wie bedrahtete Widerstände (siehe gleich unten). MELF-Widerstände kommen hauptsächlich in drei Baugrössen, siehe untenstehende Tabelle.

Bezeichnung	Kürzel	Code	Länge	Umfang	max. Leistung
MELF	MMB	0207	5.8 mm	2.2 mm	0.4 W
MiniMELF	MMA	0204	3.6 mm	1.4 mm	0.25 W
MicroMELF	MMU	0102	2.2 mm	1.1 mm	0.2 W

Tabelle 2.2.: Baugrössen von MELF-Widerständen.

Aufgrund der höheren Leistung, beispielsweise 5 W, ist eine grössere Bauform nötig, damit die Verlustleistung thermisch besser an die Umgebung abgegeben werden kann, im wesentlichen durch die grössere Oberfläche. Grössere Bauform bedeutet in der Regel grösseres Gewicht, dies ist bei den Leistungswiderständen bereits so gross, dass eine die gleichzeitige mechanische Fixierung durch Anschlusskappen wie bei den Chipwiderständen nicht mehr ausreichen würde: bei Erschütterungen und Vibrationen würde sich der Leistungswiderstand von der Platine lösen. Bedrahtete Widerstände, beidseits der Platine angelötet, bieten hier eine ungleich stärkere mechanische Fixierung.

Hier eine Systematik über Baugrössen von bedrahteten Leistungswiderständen zu führen wie für die Chipwiderstände wäre möglich, ist aber wenig sinnvoll, die Grösse ist nach oben unbegrenzt und es handelt sich in der Regel um einzelne Spezialelemente.

2.3. Nennwert

Widerstände sind im allgemeinen Handel nur in diskreten Werten verfügbar, und zwar gemäss den Nennwertreihen nach DIN IEC 60063, auch E-Reihen genannt. Sieben E-Reihen sind definiert: E3, E6, E12, E24, E48, E96 und E192. Dabei gibt die Zahl hinter dem E an, wie viele Werte die Reihe innerhalb einer Dekade enthält. Widerstandssortimente sind typischerweise in E24 ausgeführt. Die untenstehende Tabelle listet die Reihen bis E24 auf. Die Verteilung der Werte ist logarithmisch, da bei grösseren Werten aber gleicher Toleranz (z.B. 1%) des Nennwerts der mögliche Bereich für den tatsächlichen Wert in Ohm gemessen grösser wird.

E-Reihe	Werte
E3	1.0, 2.2, 4.7
E6	1.0, 1.5, 2.2, 3.3, 4.7, 6.8
E12	1.0, 1.2, 1.5, 1.8, 2.2, 2.7, 3.3, 3.9, 4.7, 5.6, 6.8, 8.2
E24	1.0, 1.1, 1.2, 1.3, 1.5, 1.6, 1.8, 2.0, 2.2, 2.4, 2.7, 3.0, 3.9, 4.3, 4.7, 5.1, 5.6, 6.2, 6.8, 7.5, 8.2, 9.1

Tabelle 2.3.: E-Reihen

Bei Chipwiderständen bis hinunter zur Grösse 0603 ist der Wert aufgedruckt. Dabei gilt die Systematik nach folgender Tabelle:

Aufdruck	Interpretation
4R7	4,7Ω
4R70	4,7Ω
470	$47 \cdot 10^0 \Omega = 47 \Omega$
47R0	$47 \cdot 10^0 \Omega = 47 \Omega$
474	$47 \cdot 10^4 \Omega = 470 \text{ k}\Omega$
4703	$470 \cdot 10^3 \Omega = 470 \text{ k}\Omega$

Tabelle 2.4.: Zifferncode bei Chipwiderständen

Bei kleineren bedrahteten Widerständen (heute in der Anwendung ein Spezialfall) wird der hier nicht weiter ausgeführte Farbstreifencode nach DIN IEC 62 verwendet, bei grösseren Leistungswiderständen ist der Wert in der Regel aufgedruckt.

2.4. Toleranz

Der Nennwert ist der Zielwert der Produktion, der Wert eines Widerstands, den man in den Händen hält, kann rund um den Nennwert gemäss der spezifizierten Toleranz streuen. Folgendes kann dazu festgestellt werden:

- Standard-Toleranz bei Chip-Widerständen ist heute 1%
- Als Präzisionswiderstände gelten solche mit Toleranz $\leq 0.1 \%$
- Die Toleranzangabe gilt nur ohne Alterung, d.h. bei Auslieferung ab Werk

2.5. Dauer-Verlustleistung

Die bereits oben erwähnten maximalen Leistungswerte sind Dauer-Verlustleistungswerte, wie sie bei üblicher Montage auf einer Leiterplatte bei Raumtemperatur (20 °C in der Regel, siehe Datenblatt) zulässig sind, ohne dass das Bauteil Schaden nimmt.

Man beachte: Der maximale Dauer-Verlustleistungswert besagt nicht, dass der Widerstandswert bis zu dieser Leistung innerhalb der Nennwert-Toleranz liegt. Mit zunehmender Verlustleistung wird der Widerstand wärmer und es ändert sich dessen Wert, so dass er auch ausserhalb zu liegen kommen kann, mehr dazu gleich folgend.

2.6. Temperaturkoeffizient

Die hier besprochenen Widerstände haben ein derart lineares Verhältnis zwischen Temperaturanstieg und Widerstandsänderung, dass es reicht, diesen Zusammenhang mit dem Temperaturkoeffizient α_{20} wie folgt zu beschreiben:

$$R(\theta) = R_{20} (1 + \alpha_{20} \cdot (\theta - 20^\circ \text{C}))$$

Wobei gilt:

- Widerstand $R(\theta)$ bei der Widerstandstemperatur θ
- Temperaturkoeffizient α_{20} bei der Temperatur 20 °C

Diese Formel benötigt die Widerstandstemperatur. Diese ist einerseits von der Umgebungstemperatur, andererseits von der Temperaturerhöhung des Widerstands durch die Verlustleistung bestimmt. Für letzteres ist keine einfache Formel bekannt. In der Praxis werden Messreihen durchgeführt.

2.7. Änderung der Toleranz mit der Betriebsdauer und Umgebungstemperatur

Die Toleranz eines 1% Widerstands ist nur sicher 1% ab Werk und bei Raumtemperatur des Widerstands. Erwärmung und Alterung können eine Vergrößerung des Toleranzbandes bewirken. Die untenstehende Tabelle zeigt zwei Beispiele dazu.

Beispiel	Toleranz
Serie CRCW e3 von Vishay Nominaltoleranz 1% \pm 100 ppm/°C	1% über 1000 h bei 70 °C 2% über 8000 h bei 70 °C
Serie RT0805F von Yageo Nominaltoleranz 1% \pm 50 ppm/°C	1.5% über 1000 h bei 70 °C
Hinweis: 100 ppm/°C bedeutet 0.1% Wertänderung bei 10 °C Temperaturänderung	

Tabelle 2.5.: Toleranzbanderweiterung durch Erwärmung und Alterung

2.8. Frequenzabhängigkeit

Zuweilen findet man im Datenblatt ein Diagramm über das Frequenzverhalten einer Chip-Widerstandsfamilie. Die Ergebnisse sind dabei alle ähnlich dem Beispiel von Abbildung 2.1.

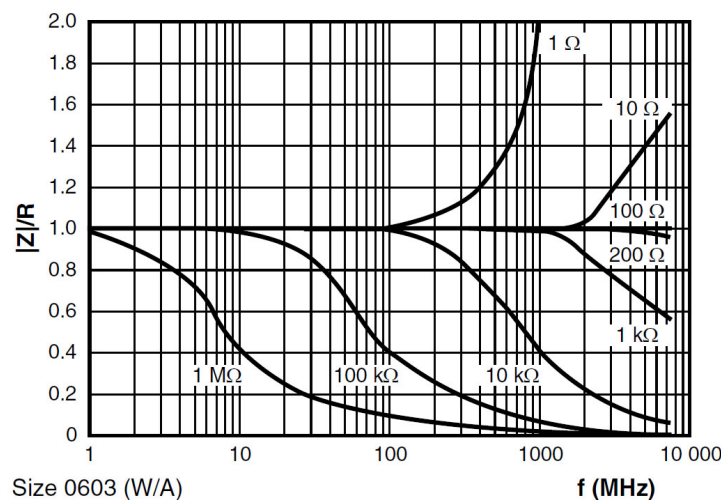


Abbildung 2.1.: Auf den Nennwert normierte Impedanz des Widerstandswerts, Serie CHP von Vishay.

Es lässt sich damit generell sagen:

- Chip-Widerstände sind zwar klein, aber je nach Wert weichen sie schon bei relativ tiefen Frequenzen (10 MHz) signifikant vom Nennwert ab
- In den GHz-Bereich kommt man ohne grosse Abweichung vom Nennwert nur mit einem sehr beschränkten Wertebereich um 100 Ω

- Chip-Widerstände mit hohem Wert (ab ca. $1\text{ k}\Omega$) weisen ab einer gewissen, Werte-abhängigen Frequenz zusätzlich kapazitives Verhalten auf: die Impedanz sinkt mit zunehmender Frequenz
- Chip-Widerstände mit kleinem Wert (unter ca. $100\text{ }\Omega$) weisen ab einer gewissen Werte-abhängigen Frequenz zusätzlich induktives Verhalten auf (Impedanz steigt mit zunehmender Frequenz)

2.9. Lineares Ersatzschaltbild für den Widerstand

Aus dem eben Gesagten kann beispielsweise das folgende, allgemeine Wechselstrommodell aufgestellt werden:

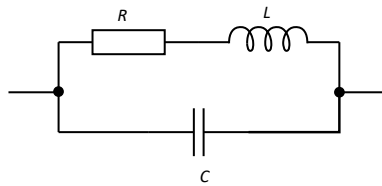


Abbildung 2.2.: Allgemeines Wechselstrommodell für Widerstände.

Mit den Grenzfrequenzen (3 dB Abweichung vom Nennwert) von Abbildung 2.1 lässt sich über

$$\omega_g = \frac{R}{L} \quad \text{bzw.} \quad \omega_g = \frac{1}{RC}$$

die Elementwerte der Widerstandsmodelle bestimmen. Tut man dies mittels zweier Kurven (z.B. der $1\text{ M}\Omega$ und der $1\text{ }\Omega$ Kurve) und simuliert die anderen Kurven mittels des allgemeinen Modells erhält man das gleiche Ergebnis wie im Diagramm schon vorhanden. Daraus folgt:

- Die Kapazität im Widerstandsmodell ist typischerweise für eine Widerstandsfamilie (definierte Baugröße) gleich
- Die Induktivität im Widerstandsmodell ist typischerweise für eine Widerstandsfamilie (definierte Baugröße) gleich

Die Kapazität wird dabei hauptsächlich durch die Kapazität der Anschlusskappen, die Induktivität über die Zuleitung bestimmt.

3. Kondensatoren

In diesem Abschnitt werden Kondensatoren betrachtet, welche mit dem Ziel eines bestimmten Kapazitätswerts hergestellt wurden. Nicht betrachtet werden daher z.B. Drehkondensatoren oder Kondensatoren mit von der Feuchtigkeit der Umgebung abhängiger Kapazität (für kapazitive Feuchtigkeitssensoren).

3.1. Typische Spezifikationen bei Kondensatoren

Für alle käuflich erhältlichen Kondensatoren sind die Angaben der folgenden Größen üblich:

- Bauform
- Nennwert
- Toleranz auf den Nennwert
- Maximale Spannung
- Dielektrikums-Material

Je nach Typ sind zudem folgende Angaben im Datenblatt verfügbar:

- Temperaturkoeffizient
- Spannungsabhängigkeit
- Isolationswiderstand
- Equivalent Series Resistance (ESR)
- Frequenzabhängigkeit in Form eines Impedanz-/Frequenz-Diagramms

Aus den obigen Angaben lassen sich folgende Größen berechnen:

- Elementwerte des linearen Ersatzschaltbilds für die Frequenzabhängigkeit
- Gütefaktor, Verlustfaktor, Verlustwinkel

Im Folgenden werden alle oben aufgelisteten Aspekte zumindest qualitativ näher betrachtet.

3.2. Bauform

Folgende Kondensator-Bauformen sind in der Elektronik üblich:

- Chip-Kondensatoren
- Becher-Kondensatoren unbedrahtet (mit Kontakt-Füssen)
- Becher-Kondensatoren bedrahtet

Übliche Chip-Kondensatoren aus Keramik (mehr zu den Dielektrika gleich folgend) sind in Gehäusen erhältlich, welche den Chip-Widerstandsgehäusen entsprechen. Bedrahtete Keramik-Kondensatoren werden nur noch in Spezialfällen eingesetzt.

Chip-Kondensatoren aus Tantal oder Niob sind oft grösser als die grössten Chip-Widerstände, könnten auch mit dem gleichen Code bezeichnet werden, üblich sind jedoch die Bezeichnungen A für 1206, B für 1411, C für 2412, D für 2916, E für 2917.

Nur die kleinsten, unbedrahteten Becher-Kondensatoren wären mit den Kontakt-Füssen auch mechanisch genügend fixiert. Üblich ist, unbedrahtete Becher-Kondensatoren zusätzlich mit einem Klebepunkt mit der Leiterplatte zu verbinden. Das ist immer noch günstiger, als ein bedrahteter Becher-Kondensator, jener ist nicht oberflächenlötbar, sondern muss mittels eines Lötroboters (oder von Hand) eingelötet werden.

Bei den Becher-Kondensatoren hat sich kein Grössensystem durchgesetzt, man muss deshalb bei Ersatztypen besonders genau auf die Abmasse achten.

3.3. Nennwert

Die Nennwerte käuflicher Kondensatoren folgend einer E-Reihe. Bei Tantal- und Elektrolytkondensatoren wird der Nennwert üblicherweise aufgedruckt, bei Keramik-Chipkondensatoren wird in aller Regel leider kein Aufdruck vorgenommen, nicht einmal ein Farbcode. Weiss man den Wert eines Keramik-Chipkondensators nicht mehr, bleibt nur noch, ihn auszumessen.

Zu beachten ist, dass die Nennkapazität bei Keramik-Kondensatoren üblicherweise bei 1 V gemessen wird. Keramik-Kondensatoren mit hohem Bariumtitanat-Anteil (z.B. Keramikmischung X7R) können bei höherer Spannung eine wesentlich kleinere Kapazität aufweisen, siehe Abschnitt über das Dielektrikums-Material.

3.4. Toleranz

Zur Toleranz von Kondensatoren kann folgendes festgestellt werden

- 1% ist eine aussergewöhnlich kleine Toleranz, entsprechende Elemente sind teuer
- 10% ist eine übliche Toleranz für Keramik-Kondensatoren
- 20% ist eine übliche Toleranz für Elektrolytkondensatoren
- Tantalkondensatoren weisen üblicherweise eine Toleranz von 10% oder 20% auf

In den meisten Fällen, beispielsweise bei der Speisungsstützung oder bei einem Tiefpass als grobes Vorfilter ist eine Toleranz von 20% oder gar höher unproblematisch.

In frequenzbestimmenden Schwingkreisen, Kerb- und anderen Präzisionsfiltern und für Zeitelemente (RC-Glied als Zeitgeber) ist jedoch möglichst geringe Toleranz erwünscht und es müssen zwingend die 1% Komponenten eingesetzt werden.

3.5. Maximale Spannung

Ultimativ ist die maximale Betriebsspannung eines Kondensators etwas kleiner als die Durchschlagsspannung seines Dielektrikums. Verständlicherweise wird aber auf diesen Wert von den Herstellern eine gute Reserve gegeben. Daher ist eine zusätzliche Reserve auf den Wert ist nicht nötig, d.h. ein 25 V Kondensator kann und darf bei 25 V betrieben werden. Wenn möglich, sollte man jedoch ein Element so wenig wie möglich belasten. Wird daher statt dem 25 V Kondensator ein 63 V Kondensator eingesetzt, ist mit geringeren Alterungserscheinungen zu rechnen.

3.6. Dielektrikums-Material

Die untenstehende Tabelle gibt eine Übersicht über die Dielektrika und die resultierenden Eigenschaften der Kondensatoren.

Dielektrikum	Bauformen	Kapazität	Toleranz
COG, NP0	Chip	47 nF (0805)	1%
X7R	Chip	10 μ F (0805)	5%
Tantalexid	Chip	47 μ F (0805)	5%
Aluminiumoxid	Becher	100 μ F (\varnothing 4 mm, 6 mm hoch)	10%
Doppelschicht-Kondensator	Becher	100 mF (\varnothing 4 mm, 12 mm hoch)	-20%/+50%

Tabelle 3.1.: Beispiele zu Kondensatoren mit typischer maximal erreichbarer Kapazität bei genannter Baugrösse und 5 V Spannungsfestigkeit (Doppelschichtkondensator: 2.5 V) und typischer Toleranz auf den Nennwert. Basis: www.digikey.com.

Die Zahlen aus der Tabelle benötigen noch einige Kommentare:

- Bei den Keramikmischungen ist im wesentlichen der prozentuale Anteil von Bariumtitanat relevant, COG hat am keinen, X7R viel. *Die Verwendung von Bariumtitanat ist hinsichtlich der Funktionalität kritisch.* Siehe deshalb den gesonderten Abschnitt darüber gleich folgend.
- Um auf eine Kapazität von z.B. 100 μ F zur tieffrequenten Speisungsstützung einer ganzen Leiterplatte zu kommen, muss in der Regel immer noch ein Aluminiumoxyd-Kondensator eingesetzt werden, mit anderen Dielektrika würden der Kondensator zu gross.
- Um eine Kapazität von z.B. 1 μ F einzusetzen, welche bei komplexen integrierten Schaltungen als Stützkondensatoren bei den Speisungseingängen erforderlich sind, wird oft aus Gewohnheit ein Tantal-Typ genommen. In den letzten zehn Jahren hat jedoch die Keramik-Kondensatorherstellung ihr Verfahren wesentlich verbessern können und es sind preislich kompetitive 1 μ F Keramikkondensatoren auf dem Markt.
- Keramikkondensatoren werden bevorzugt, da sie nicht polar sind. Tantal- und Aluminiumoxyd-Kondensatoren sind polar, falsch eingesetzt, explodieren sie leider nicht sogleich,

sondern bewirken eine schnellere Alterung mit möglichen Garantiefällen, deshalb wird das korrekte Einsetzen optisch geprüft.

- Sogenannte Superkondensatoren, Doppelschichtkondensatoren, Pseudokondensatoren sind Elemente, welche die physikalische Energiespeicherung des Kondensators (Elektronen werden auf eine Elektrode aufgebracht, es entsteht aber keine chemische Bindung), mit der chemischen Energiespeicherung des Akkumulators (Elektronen gehen chemische Bindungen ein) kombinieren. Damit kann schlussendlich der elektrische Energiespeicher genau auf die Anwendung ausgelegt werden:
- Umso mehr physikalische Speicherung, desto höher der Kurzschluss-Strom und desto höher die verfügbare Momentanleistung (Stichwort Anfahren)
- Umso mehr chemische Speicherung, desto grössere Kapazität und desto mehr verfügbare Energie (Stichwort Reichweite)

Bei den Doppelschicht-Kondensatoren ist die tiefe Spannungsfestigkeit zu beachten. Sie liegt typischerweise unter 10 V pro Element. Aufgrund der hohen Kapazität können jedoch zwecks höherer Spannungsfestigkeit mehrere in Serie geschaltet werden und man erhält immer noch eine hohe Kapazität.

Als weitere Dielektrika kommen Kunststoff-Folien vor (Folien-Kondensatoren), diese sind jedoch in aller Regel nicht für die 260 °C der Lötmaschine geeignet und finden hauptsächlich bei Hochspannungs-Anlagen (Unterwerke) und bei handgelöteter Billigst-Elektronik einen Einsatz.

3.6.1. Bariumtitanat als Dielektrikumsmaterial

Bariumtitanat, welches zu den grossen Kapazitätswerten von Keramikkondensatoren führt (X7R-Mischung hat z.B. einen hohen Anteil), hat die folgenden Nachteile, welche funktionskritisch sein können:

- *Bariumtitanat ist ein piezoelektrisches Material*, zuviel beigefügt, entstehen an den Anschlüssen des Kondensators Mikrovolt-Spannungen. So dürfen in Mikrofon-Filtern, vor Verstärkung des Signals, keine X7R-Kondensatoren verbaut werden, ein Klopfen auf das Mikrofon würde sonst hörbar (sog. Microphonics)!
- Kondensatoren mit viel Bariumtitanat, also X7R-Typen, haben eine vergleichsweise starke Abhängigkeit der Kapazität von Spannung. Die Nennkapazität wird in der Regel bei 1 V gemessen. *Bereits bei 2 V Spannung hat sich diese Kapazität um 10% reduziert.* Spannungsabhängige Kapazitäten sind für Signalfilter ungeeignet, da wegen der variierenden Spannung störende Oberwellen entstehen.
- Kondensatoren mit viel Bariumtitanat weisen auch eine deutliche Abhängigkeit der Kapazität von der Frequenz, der Temperatur und dem Alter auf.

Keramikkondensatoren mit viel Bariumtitanat werden im Wesentlichen nur als Stützkondensatoren eingesetzt. Für Filter sind solche ohne Bariumtitanat einzusetzen, d.h. die COG/NP0-Typen.

3.7. Temperaturkoeffizient

Mit der Temperatur verändert sich im Allgemeinen auch die Kapazität:

$$C(\theta) = C_{20} \left(1 + \alpha_{20} \cdot (\theta - \theta_{20}) \right)$$

Die Angabe eines Temperaturkoeffizienten macht im Wesentlichen nur bei COG, NP0-Kondensatoren Sinn, wo man sie in den Datenblättern auch findet, da bei den anderen die Nennwert-Toleranz schon sehr gross ist.

3.7.1. Isolationswiderstand

Ein geladener Kondensator der Kapazität C wird sich auf Grund seines endlichen Isolationswiderstands R_{Is} mit der Zeit entladen, auch wenn seine Klemmen nicht elektrisch verbunden sind. Die Zeitkonstante τ der **Selbstentladung** beträgt bei homogenem Dielektrikum mit Permittivität ϵ und Leitfähigkeit γ :

$$\tau = R_{Is} C = \frac{\epsilon}{\gamma}$$

Die Selbstentladung ist also unabhängig von Form und Grösse des Kondensators. Sie hängt nur von den elektrischen Eigenschaften des Dielektrikums ab. Typische Werte für τ sind einige tausend Sekunden je nach Material und Bauart. Angaben darüber findet man in Datenblättern jedoch selten.

3.8. Equivalent Series Resistance

In den meisten Fällen wichtiger als der Isolationswiderstand ist der sogenannte Equivalent Series Resistance, ESR. Er beschreibt die Verluste, welche im Kondensator bei Auf- und Entladung entstehen. Diese Verluste entstehen durch Spannungsabfall an den Leiterstrukturen im Inneren des Kondensators. Typische ESR-Werte sind in der folgenden Tabelle aufgeführt.

Typ	ESR
Aluminium-Flüssigelektrolyt	0.1 ... 10 Ω ; Steigt mit Frequenz, Alter, Temperatur, Welligkeitsamplitude
Tantal-Mangandioxid	0.1 ... 10 Ω ; Steigt mit der Frequenz
Keramik	0.01 ... 0.1 Ω ; Relativ stabil über alles

Tabelle 3.2.: Übersicht über typische ESR-Werte von Kondensatoren

Bei gewöhnlichen Aluminium-Elektrolytkondensatoren wird eine Aluminiumfolie kontaktiert, angeätzt und oxidiert. Dadurch entsteht ein dünnes Dielektrikum mit grosser Oberfläche. Um eine passende zweite Elektrode auszubilden, wird ein Elektrolyt (leitfähige Flüssigkeit) eingesetzt. Dieser Elektrolyt führt zu relativ hohen ESR-Werten. Indem stattdessen ein Polymer eingesetzt wird kann der ESR-Wert reduziert werden. Verluste müssen vor allem bei portablen Geräten auf ein Minimum reduziert werden, weshalb dort gerne diese Aluminium-Polymerkondensatoren eingesetzt werden. Das Analoge gilt für Tantal-Kondensatoren, bei welchen das Mangandioxid durch ein Polymer ersetzt wird.

3.9. Frequenzabhängigkeit

Idealerweise sollte die Impedanz eines Kondensators über den ganzen Frequenzbereich einen Amplitudengang mit einer konstanten, negativen Steigung von -20 dB/Dk aufweisen. Der entsprechende Phasengang sollte dabei, frequenzunabhängig, $\varphi(\omega) = -\pi/2$ betragen. Dies ist nicht so bei realen Kondensatoren, bedingt durch den ESR und die Zuleitungsinduktivität.

Zuweilen findet man im Datenblatt ein Diagramm über das Frequenzverhalten einer Kondensator-Familie. Die Ergebnisse sind dabei alle ähnlich der Beispiel-Abbildung 3.1.

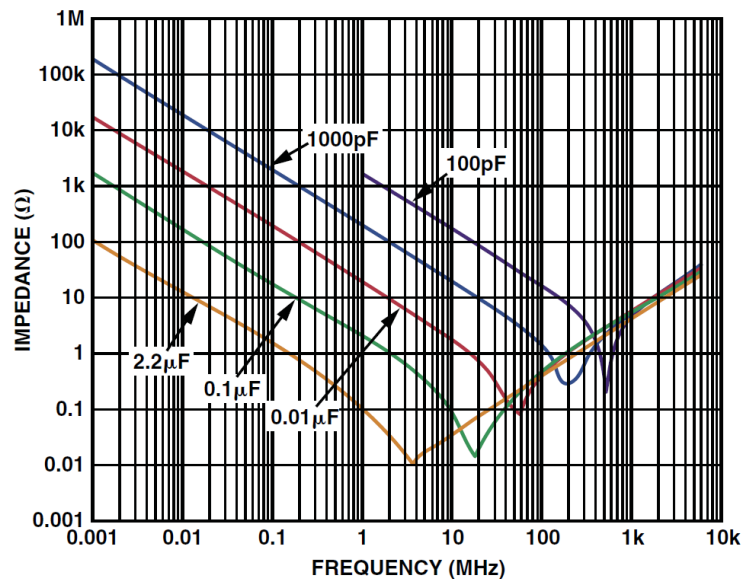


Abbildung 3.1.: Impedanzverlauf von 0805 X7R Keramikkondensatoren (Familie 08055C von AVX).

Es lässt sich daraus erkennen:

- Bis zu einer gewissen Frequenz verhält sich der Kondensator wie gewollt, die Impedanz fällt mit -20 dB/Dk .
- Bei einer gewissen Frequenz kommt es zur Umkehr: Oberhalb dieser Frequenz verhält sich der Kondensator induktiv.
- Der Wendepunkt ist folglich ein Selbstresonanzpunkt, bei welchem sich die kapazitive und die induktiven Anteile gerade aufheben, man sieht an diesem Punkt den ESR.

3.10. Lineares Ersatzschaltbild für den Kondensator

Ausgehend von den obigen Erkenntnissen lässt sich ein Wechselstrom-Modell für den Kondensator aufstellen:

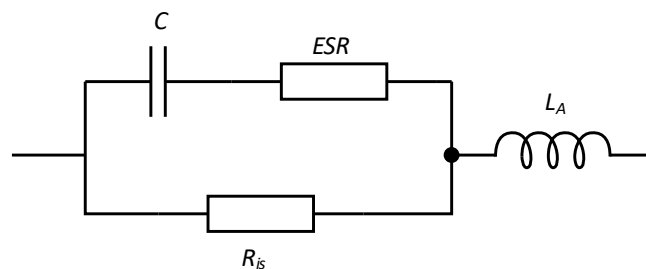


Abbildung 3.2.: Wechselstrommodell für den realen Kondensator.

3.11. Gütefaktor, Verlustfaktor, Verlustwinkel

Ein idealer Kondensator weist keine Wirkleistung, sondern nur (negative) Blindleistung auf. Es ist daher naheliegend, den sogenannten Gütefaktor Q_C zu definieren:

$$Q_C = \frac{B}{G} = \frac{-X}{R} = \frac{-Q}{P}$$

Alternativ sind folgende Größen gebräuchlich, welche aber alle dasselbe messen:

$$\text{Verlustfaktor (Definition): } d = \frac{1}{Q_C} = \frac{G}{B}$$

$$\text{Verlustwinkel (Definition): } \delta \text{ mit } \tan(\delta) = d$$

Man beachte: Die Grössen Q_C , d und δ sind frequenzabhängig. Es muss also immer angegeben werden, bei welcher Frequenz sie gelten! Der Gütefaktor Q_C darf nicht mit der (negativen) Blindleistung Q des Kondensators verwechselt werden.

Die Verlustleistung entsteht im Modell am ESR. Diese Grösse steht mit der Güte wie folgt in Beziehung:

$$Q_C = \frac{-Q}{P} = \frac{-I^2 \cdot X_C}{I^2 \cdot ESR} = \frac{1}{\omega C \cdot ESR}$$

Kondensatoren in Netzteilen und bei DC/DC-Wandlern werden durch die Verluste am ESR warm, was die Alterung der Kondensatoren beschleunigt oder sie sogar ganz ausser Betrieb setzen kann. Man ist daran interessiert, dort Kondensatoren mit genügend kleinem ESR, d.h. hoher Güte einzusetzen.

Beim Einsatz von Kondensatoren im Energiebereich (Netzteil, DC/DC-Wandler) ist damit auf den maximal erlaubten Strom zu achten.

Das physikalische Frequenzverhalten eines Kondensators kann für relativ tiefe Frequenzen durch das folgende lineare Modell dargestellt werden:

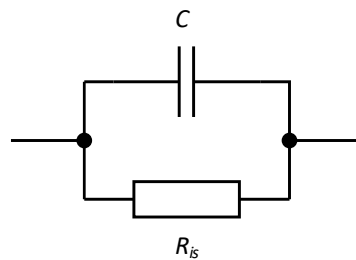


Abbildung 3.3.: Einfaches Kondensatormodell für relativ tiefe Frequenzen. Die Kapazität C entspricht dem Nennwert, der Widerstand R_{is} dem Isolationswiderstand des Kondensators.

Unterhalb der **Grenz(kreis)frequenz** verhält sich der Kondensator wie erwartet, oberhalb wirkt er resistiv. Bei dieser Frequenz ist der Phasenwinkel zwischen Spannung und Strom $\varphi(\omega_g) = \varphi_u - \varphi_i = -\pi / 4$.

Die Grenzfrequenz für das Modell lässt sich wie folgt berechnen:

$$\omega_g = \frac{1}{R_{is} C}$$

3.12. Ersatzzweipol bei einer festen Frequenz

Bei einer *festen Frequenz* kann das Parallelmodell gemäss Abbildung 3.4 durch ein äquivalentes Seriennmodell ersetzt werden. Diese Umrechnung ist gelegentlich von praktischer Bedeutung, um formale Berechnungen anzustellen.

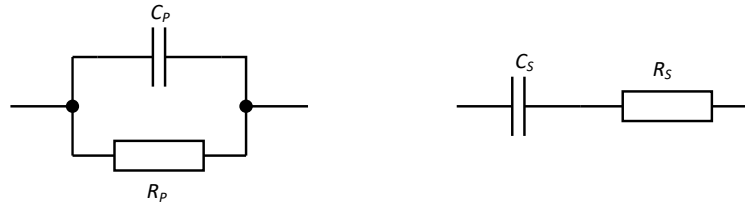


Abbildung 3.4.: Äquivalente Kondensatormodelle bei gegebener Frequenz.

Die beiden Modelle haben zwei verschiedene Frequenzgänge! Letztere sind nur deckungsgleich bei der betrachteten Umrechnungsfrequenz oder in ihrer nächsten Umgebung.

Die entsprechenden Umrechnungsformeln sind (die Frequenzinformation steckt im Güte- bzw. Verlustfaktor Q_C):

$$C_S = \frac{1+Q_C^2}{Q_C^2} C_P = (1+d^2) C_P$$

$$R_S = \frac{1}{1+Q_C^2} R_P = \frac{d^2}{1+d^2} R_P$$

$$C_P = \frac{Q_C^2}{1+Q_C^2} C_S = \frac{1}{1+d^2} C_S$$

$$R_P = (1+Q_C^2) R_S = \frac{1+d^2}{d^2} R_S$$

Auf Grund der Definitionen erhält man folgenden Zusammenhang für den Gütefaktor:

$$Q_C = \omega R_P C_P = \frac{1}{\omega R_S C_S}$$

Falls $Q_C \gg 1$ ist $C_S \approx C_P$ und $R_S \approx R_P / Q_C^2$.

4. Reale Spulen

In diesem Abschnitt werden Spulen betrachtet, welche mit dem Ziel eines bestimmten Induktivitätswerts hergestellt wurden. Nicht betrachtet werden beispielsweise Abstimm-Spulen (Spulen, deren ferromagnetischer Kern wie eine Schraube ausgebildet ist, was die Änderung der Induktivität ermöglicht).

4.1. Typische Spezifikationen bei Spulen

Für alle käuflich erhältlichen Spulen sind die Angaben der folgenden Grössen üblich:

- Bauform
- Nennwert oder A_L -Wert
- Toleranz auf den Nennwert
- Temperaturbereich
- Gleichstrom-Widerstand
- Maximale Stromstärke (Erwärmung, Sättigung)
- Kernmaterial

Je nach Typ sind zudem folgende Angaben im Datenblatt verfügbar:

- Frequenzabhängigkeit in Form eines Impedanz/Frequenz-Diagramms
- Selbstresonanzfrequenz
- Gütefaktor, Verlustfaktor, Verlustwinkel

Aus den obigen Angaben lassen sich folgende Grössen berechnen:

- Elementwerte des linearen Ersatzschaltbilds für die Frequenzabhängigkeit

Schliesslich sind die folgenden wichtigen Effekte zu erwähnen:

- Skin-Effekt
- Proximity-Effekt

Im Folgenden werden alle oben aufgelisteten Aspekte zumindest qualitativ näher betrachtet.

4.2. Bauform

Bis zu einem Induktivitätswert von ungefähr 100 mH sind Spulen in Blockform (ähnlich der Chip-Widerstände) zur Oberflächenmontage erhältlich, allerdings handelt es sich bei derart hohen Induktivitätswerten um riesige Elemente (bis 2.7 cm lang), welche auf jeden Fall auch noch angeklebt werden müssen. Spulen mit grösseren Induktivitätswerten sind bedrahtet. Ein genormtes Anschluss-System wie bei den Chip-Widerständen existiert nicht.

Spulen sind jedoch auch gemäss dem Anschluss-System der Chip-Widerstandsgehäuse erhältlich (Chip-Spulen). Ein typischer maximaler Wert für einen 1206 Anschluss ist 100 μH . Die Bauhöhe kann beträchtlich höher sein, als beim Chip-Widerstand mit gleichem Anschluss. Man beachte: gleicher Anschluss und gleiche Induktivität heisst bei den Spulen noch nicht, dass man einfach einen Typ mit einem anderen austauschen kann. Die maximale Stromstärke z.B. oder die Selbstresonanzfrequenz variieren bei gleicher Baugrösse beträchtlich. Ein Ersatztyp muss gemäss vollständiger Spezifikation abgeklärt werden.

Spulen können auch selber hergestellt werden, dazu kauft man einen Träger für die Wicklung und einen passenden Kern, typischerweise in zwei Teilen (Ferrit-Schalenkerne), welche es erlauben, mit passenden Abstandshaltern nach Bedarf auch einen Luftspalt zu realisieren. Mit letzterem ist eine teilweise Linearisierung des Verhaltens des Kernmaterials in Bezug auf hohe Stromstärken auf Kosten des Induktivitätswerts möglich.

4.3. Nennwert und A_L -Wert

Die Nennwerte käuflicher Spulen folgend einer E-Reihe. Bei Chip-Spulen wird in der Regel ein Aufdruck in der Codierung vorgenommen, wie bei den Chip-Widerständen.

Der Nennwert ist bezüglich einer gewissen Frequenz der angelegten Wechselspannung angegeben und bei Spulen mit Kern bei einer Stromstärke, bei welcher der Kern noch nicht gesättigt ist (Prüfbedingungen sind im Datenblatt vermerkt).

In Richtung tieferer Frequenz und/oder Stromstärke sinkt die Güte, bis schliesslich nahe Gleichstrom die Spule praktisch nur noch ein Widerstand ist.

In Richtung höherer Frequenzen können mehrere Effekte eintreten, welche alle die Funktionalität des Elements als Induktivität beeinträchtigen:

- Selbstresonanz durch parasitäre Kapazität zwischen Windungen und Lagen
- Permeabilität sinkt ab einer gewissen dazugehörigen Grenzfrequenz
- Skin-Effekt
- Proximity-Effekt

In Richtung höherer Stromstärken nähert man sich bei Spulen mit Kern der Sättigung des Kernmaterials, die Permeabilität nimmt schliesslich auf den Vakuum-Wert ab.

Der Nennwert wird bei Raumtemperatur gemessen. In aller Regel findet man im Datenblatt eine Angabe über den Temperaturkoeffizient oder den Toleranzbereich des Nennwerts an den Grenzen des Temperaturbereichs.

Für eigene Spulenherstellung geben die Hersteller empirisch bestimmte **Induktivitätsfaktoren** A_L an, die von der Luftspaltlänge abhängig sind. Damit kann die Induktivität aus der Spulenwindungszahl N (oder umgekehrt) bestimmt werden:

$$L \approx A_L N^2$$

Der Induktivitätsfaktor entspricht dem mittleren magnetischen Leitwert des Kerns. Je grösser der Luftspalt, desto kleiner wird der Induktivitätsfaktor. Dadurch wird die Linearität (magnetischer Fluss proportional zur Stromstärke) auf Kosten der Induktivität verbessert.

Bemerkung: Zum korrekten Ausmessen der Induktivität mit einem RLC-Meter muss die Messfrequenz bewusst gewählt und sichergestellt werden, dass der Kern nicht in der Sättigung betrieben wird.

4.4. Toleranz auf den Nennwert

Chip-Spulen sind mit Toleranzen bis hinunter zu 5% erhältlich, übliche Toleranzen sind 10% und 20%. Diese Toleranz gilt jedoch auf den Nennwert, welcher bei einer bestimmten Frequenz, Temperatur und ab Fertigung gemessen wurde.

4.5. Temperaturbereich

Spezifizierte Umgebungs-Einsatztemperatur, schliesst in der Regel die Eigenerwärmung ein.

4.6. Gleichstromwiderstand

Angabe des Drahtwiderstandes bei Gleichstrom.

4.7. Maximale Stromstärke (Rated Current)

Eine zu hohe Stromstärke kann bewirken:

- Kernmaterial gerät in Sättigung
- Spule wird zu warm (beeinträchtigt Permeabilität, bei lackiertem Draht besteht Gefahr eines Kurzschlusses durch das Schmelzen des Lacks)

Beide Effekte werden üblicherweise mit dem "Rated Current" zusammengefasst. In einer Fussnote zum Wert findet man typischerweise eine Angabe wie: "Für eine Induktivitätsänderung von maximal 10% und eine Temperaturerhöhung von maximal 20 °C".

4.8. Kernmaterial

Es kann grundsätzlich unterschieden werden:

- Spulen ohne Kern, d.h. Luftspulen, oder Spulen, welche mit Material gefüllt sind, welches ungefähr Vakuumpermeabilität aufweist
- Spulen mit Kern, d.h. solche, die gefüllt sind mit einem Material mit hoher Permeabilität.

Luftspulen werden in der Elektrotechnik und Elektronik nur in der Hochfrequenztechnik eingesetzt. Bei tieferen Frequenzen kann ohne eine hohe Wicklungszahl (z.B. 1000 und mehr) kein nennenswerter induktiver Blindwiderstand erreicht werden. Eine hohe Wicklungszahl bedeutet aber bei gewünschter kleiner Bauform sehr dünne Wicklungsdrähte, womit insgesamt ein hoher Widerstand entsteht. Dieser Widerstand ist zumindest in der Grössenordnung des induktiven Blindwiderstands, auf jeden Fall ist eine vernünftige Güte (siehe unten) nicht erreichbar. Es macht wenig Sinn, mit einem derart nicht-idealen Element zu arbeiten, wenn bessere vorhanden sind, welche kaum mehr kosten, weil sie mit einem günstigen Material (Eisen) gefüllt wurden.

Die Realisierung vernünftiger Induktivitätswerte ist mit Eisenkernen gut möglich. Damit keine Wirbelströme und erhöhte Verluste im Kern entstehen, wird nicht ein Eisenstück an sich genommen, sondern Eisenoxid-Verbindungen, sogenannte Ferrite, welche als keramisches Material eine geringe Leitfähigkeit aber dennoch eine wesentliche Permeabilität aufweisen. Bei grossen Elementen ist auch der Einsatz von gegeneinander isolierten, geschichteten Eisenblechen möglich.

Leider bedeutet die Einfachheit, mit einem Kern einen vernünftigen Induktivitätswert zu erreichen nicht, dass automatisch auch eine hohe Güte erreicht wird. Zwar sind die Kupferverluste oft sekundär, da nun für einen bestimmten Induktivitätswert weniger Windungen als bei einer Luftspule erforderlich sind, es kommen aber neu die Kernverluste dazu. Insgesamt ergibt sich die folgende Aufstellung von Verlusten:

Kupferverluste

Diese sind die dissipativen Verluste im Draht infolge des Stroms. Sie können durch Messen des Drahtwiderstandes R (gleichstrommässig) und des Effektivwertes I des Spulenstromes problemlos erfasst werden:

$$P_{Cu} = RI^2$$

Bemerkung: Damit der Effektivwert der Stromstärke korrekt erfasst wird, muss ein True-RMS-Messgerät benutzt werden. Dies ist auch bei harmonischer Anregung notwendig, da durch die Nichtlinearität des Magnetkerns der Stromverlauf im Allgemeinen stark verzerrt wird.

Kern- oder «Eisen»-Verluste

Diese entstehen im Material des ferromagnetischen Kerns und bestehen aus drei verschiedenen Ursachen:

Wirbelstromverluste

Diese sind verursacht durch die im Kernmaterial fließenden Wirbelströme. Dadurch wird das Kernmaterial erwärmt. Sie nehmen proportional zur Frequenz im Quadrat zu:

$$P_w \propto f^2$$

Sie können messtechnisch nicht direkt erfasst werden. Wirbelstromverluste treten bei Ferritkernen praktisch nicht auf, da diese sehr schlecht leiten.

Hystereseverluste

Bei diesem dissipativen Vorgang wird Energie für das Ummagnetisieren der Elementarmagnete beim Umlaufen der Hystereseschleife gebunden. Diese Energie lässt sich aus der Hysteresefläche und dem Volumen des Kernmaterials berechnen.

Verluste infolge Trägheit der Elementarmagnete

Bei hohen Frequenzen (besonders bei Ferriten, Nachrichtentechnik) tritt zwischen den Feldgrößen B und H eine durch die Trägheit der Elementarmagnete bedingte Phasenverschiebung auf. Um dies zu berücksichtigen, wird (analog zur komplexen Wechselstromlehre) die Permeabilitätszahl als komplexe Grösse $\underline{\mu}_r$ definiert¹:

$$B = \mu_0 \underline{\mu}_r H = \underline{\mu} H$$

Alle diese Verluste haben zur Folge, dass reale Spulen in aller Regel eine viel kleinere Güte als Kondensatoren aufweisen. Für präzise Filter oder Schwingkreise können Spulen mit geringer Güte nicht eingesetzt werden.

Bei Netzfrequenz können durch Messung der Gesamtheit der Wirkverluste ($P = P_{Cu} + P_{Fe} = P_{Cu} + P_w + P_H$), der Kupferverluste und aus der Kenntnis der Hysteresekurve die Wirbelstromverluste rechnerisch bestimmt werden. Deren Größenordnung liegt typischerweise im Bereich der Kupfer- und der Hystereseverluste.

4.9. Frequenzabhängigkeit

Idealerweise sollte die Impedanz einer Spule über den ganzen Frequenzbereich einen Amplitudengang mit einer konstanten, positiven Steigung von 20 dB/Dk haben. Der entsprechende Phasengang sollte dabei, frequenzunabhängig, $\varphi(\omega) = \pi/2$ betragen. Aufgrund der oben erwähnten Nichtidealitäten ist klar, dass ein solches Verhalten durch reale Spulen nur angenähert erreicht wird.

¹ Bei gewissen Materialien, wie z.B. gewalztem Elektroblech, spielt die Kornorientierung eine weitere Rolle: Die Richtungen der Feldvektoren \mathbf{B} und \mathbf{H} stimmen nicht unbedingt überein, so dass die Permeabilität μ als Tensor (3×3 -Matrix) angegeben werden muss.

Man findet zuweilen in Datenblättern Diagramme über den Induktivitätsverlauf in Abhängigkeit der Impedanz. Die Ergebnisse sind dabei ähnlich der Beispiel-Abbildung 4.1.

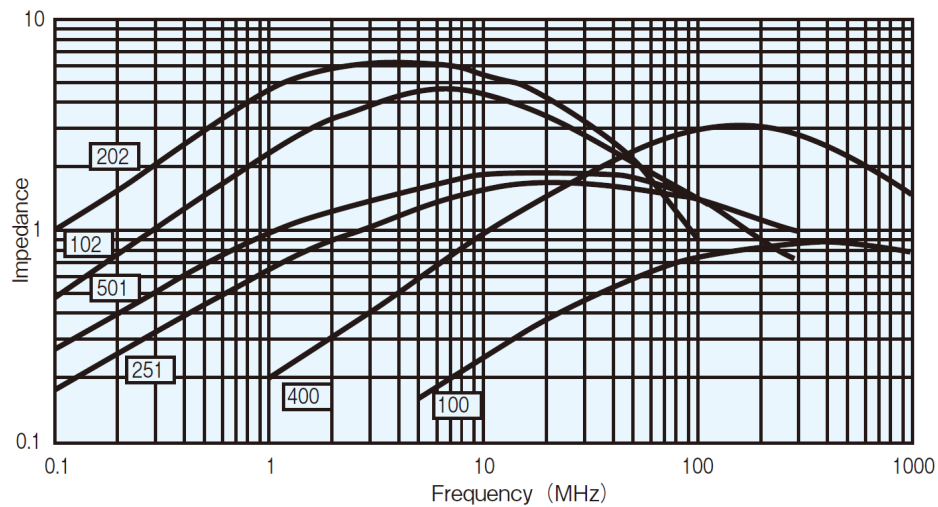


Abbildung 4.1.: Frequenzgang der Impedanz von Chip-Spulen im μH -Bereich ($100 = 10 \mu\text{H}$), Familie SLF 0905 von Koa Corp. (9 mm x 6 mm).

Es lässt sich daraus erkennen:

- Bis zu einer gewissen Frequenz verhält sich die Spule wie gewollt, die Impedanz steigt mit etwa 20 dB/Dk
- Bei einer gewissen Frequenz kommt es zur Umkehr: Oberhalb dieser Frequenz verhält sich die Spule kapazitiv.
- Der Wendepunkt ist folglich ein Selbstresonanzpunkt, bei welchem sich die induktiven und die kapazitiven Anteile gerade aufheben.

Das kapazitive Verhalten oberhalb der Selbstresonanzfrequenz resultiert aus der parasitären Kapazität zwischen den einzelnen Windungen und, bei mehrlagiger Wicklung, aus der parasitären Kapazität zwischen den Lagen. Parasitäre Kapazitäten sind bei Spulen immer vorhanden, aber gut unterhalb der Selbstresonanzfrequenz (z.B. Faktor 10 tiefere Frequenz) im Vergleich zur Induktivität irrelevant und vernachlässigbar.

4.10. Lineares Ersatzschaltbild für die Modellierung der Frequenzabhängigkeit

Ausgehend von diesen Erkenntnissen lässt sich ein Wechselstrom-Modell für die Spule aufstellen:

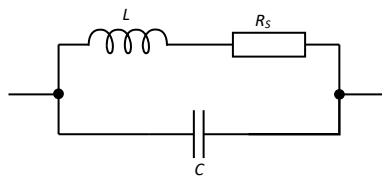


Abbildung 4.2.: Allgemeine Wechselstrommodell für eine reale Spule. Die Induktivität L entspricht dem Nennwert, der Widerstand R_S fasst die Verluste zusammen, die Kapazität C entsteht zwischen den Windungen und Lagen.

Ab etwa einem Faktor 10 unter der Selbstresonanzfrequenz können die kapazitiven Anteile vernachlässigt werden und das Modell reduziert sich auf die Induktivität in Serie mit einem Verlustwiderstand.

4.11. Selbstresonanzfrequenz

Zuweilen wird direkt die Selbstresonanzfrequenz angegeben.

4.12. Gütefaktor, Verlustfaktor, Verlustwinkel

Eine ideale Spule weist keine Wirkleistung, sondern nur (positive) Blindleistung auf. Es ist daher nahelegend, den sogenannten Gütefaktor Q_L zu definieren:

$$Q_L = \frac{X}{R} = \frac{-B}{G} = \frac{Q}{P}$$

$$\text{Verlustfaktor (Definition): } d = \frac{1}{Q_L} = \frac{R}{X}$$

$$\text{Verlustwinkel (Definition): } \delta \text{ mit } \tan(\delta) = d$$

Man beachte: Die Grössen Q_L , d und δ sind frequenzabhängig. Es muss also immer angegeben werden, bei welcher Frequenz sie gelten! Der Gütefaktor Q_L darf nicht mit der (negativen) Blindleistung Q verwechselt werden.

4.13. Ersatzzweipol bei einer festen Frequenz

Bei einer *festen Frequenz* kann das Seriennmodell ohne kapazitiven Anteil durch ein äquivalentes Parallelmodell ersetzt werden. Diese Umrechnung ist gelegentlich von praktischer Bedeutung, um formale Berechnungen anzustellen.

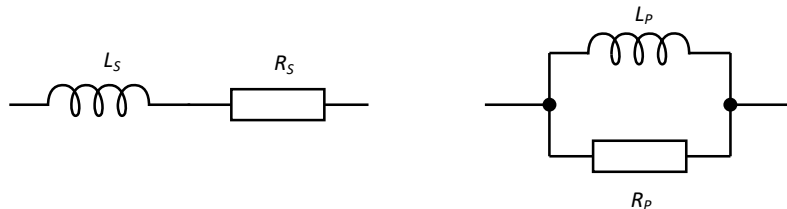


Abbildung 4.3.: Äquivalente Spulenmodelle bei gegebener Frequenz. Die beiden Modelle haben zwei verschiedene Frequenzgänge! Letztere sind nur deckungsgleich bei der betrachteten Umrechnungsfrequenz oder in ihrer nächsten Umgebung.

Die entsprechenden Umrechnungsformeln sind (die Frequenzinformation steckt im Güte- bzw. Verlustfaktor):

$$L_P = \frac{1 + Q_L^2}{Q_L^2} L_S = (1 + d^2) L_S$$

$$R_P = (1 + Q_L^2) R_S = \frac{1 + d^2}{d^2} R_S$$

Auf Grund der Definitionen erhält man folgenden Zusammenhang für den Gütefaktor:

$$Q_L = \frac{\omega L_S}{R_S} = \frac{R_P}{\omega L_P}$$

Falls $Q_L \gg 1$ ist $L_P \approx L_S$ und $R_P \approx Q_L^2 R_S$.

4.14. Skin-Effekt

In Leitern, insbesondere bei Drahtwiderständen und Leitungen, macht sich bei zunehmender Frequenz der sogenannte *Stromverdrängungseffekt* oder *Skineffekt* bemerkbar.

Zur Erläuterung dieses Effektes wird einen einzelner gerader stromführender Draht betrachtet, siehe Abbildung 4.4. Dieser weist zunächst eine konstante Stromdichte über den Querschnitt auf und der Stromfluss ist laminar in Drahtrichtung. Im Gedankenexperiment wird der Querschnitt in lauter Stromröhren unterteilt, welche je einen Teil des Gesamtstromes führen.

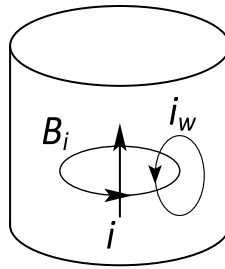


Abbildung 4.4.: Illustration zum Skin-Effekt, Ausschnitt eines stromführenden Drahtes. Der Strom i sei ein Teilstrom des gesamten Stroms I im Draht.

Jede dieser Stromröhren weist ein tangential gerichtetes Magnetfeld auf. Bei Wechselstrom ändert sich dieses Magnetfeld und induziert damit Wirbelströme i_w , auch an der Stelle der Stromröhre selber.

Gemäss der Regel von Lenz müssen Wirbelströme so gerichtet sein, dass sie dem verursachenden Strom entgegenwirken, die Stromstärke in der Stromröhre wird reduziert.

Das Beschriebene ist im Inneren des Drahtes gut möglich, je näher man jedoch dem Rand kommt, desto weniger, da der Wirbelstrompfad nicht aus dem Leiter heraustreten kann.

Daraus resultiert schliesslich das Ergebnis, dass der resultierende Strom gegen die Leiteroberfläche verdrängt wird. Dadurch verringert sich der benutzte Leiterquerschnitt und der Leiterwiderstand nimmt dabei scheinbar zu.

Zur Berechnung des resultierenden Widerstands sind Näherungsformeln bekannt, diese auszuführen hier jedoch den Kursrahmen sprengen würde. Typische Ergebnisse sind eine Widerstandszunahme um 50% bei einem Kupferdraht von 1 mm Durchmesser bei 100 kHz (gegenüber dem DC-Wert), bei 0.2 mm Durchmesser bei 2.6 MHz. Es sei weiter lediglich festgestellt, dass der Effekt (nicht der Leiterwiderstand) in seiner Stärke mit der Wurzel aus der Frequenz, \sqrt{f} , zunimmt.

Zur qualitativen Bewertung dieses Effektes siehe am Ende des folgenden Abschnittes über den Proximity-Effekt.

4.15. Proximity-Effekt und Bewertung Skin-/Proximity-Effekt

Betrachtet man anstelle von Stromröhren wie beim Skin-Effekt benachbarte Leiter, so ergibt sich qualitativ dasselbe Ergebnis. Führen beispielsweise benachbarte Drähte einen Stromfluss in die gleiche Richtung, wie z.B. benachbarte Windungen einer Spule, bewirken sie gegenseitig induzierte Wirbelströme. Gemäss der Regel von Lenz sind diese Wirbelströme in der Nähe der verursachenden Ströme ihnen gegengerichtet. Auf der Seite, auf welcher sich die Drähte benachbart sind, führt dies zu reduzierter Stromstärke.

Da der Wirbelstrom im Kreis fließt, bedeutet dies einen verstärkten Stromfluss auf der Seite der Drähte, welche dem Nachbardraht jeweils abgewendet sind.

Daraus resultiert schliesslich das Ergebnis, dass der resultierende Strom bei beiden Drähten auf die Seite verdrängt wird, welche nach «ausen» zeigt. Dadurch verringert sich der benutzte Leiterquerschnitt der Drähte und der Leiterwiderstand nimmt dabei scheinbar zu.

Sind die Stromflüsse gegengerichtet, so ergibt sich, dass der Strom bei beiden Drähten auf die Seite verdrängt wird, wo die Drähte benachbart sind. Wiederum verringert sich der benutzte Leiterquerschnitt der Drähte und der Leiterwiderstand nimmt dabei scheinbar zu.

Bei mehrlagig gewickelten Spulen entsteht der Proximity-Effekt auch von Lage zu Lage.

Zur Berechnung des resultierenden Widerstands sind Näherungsformeln bekannt, diese auszuführen hier jedoch den Kursrahmen sprengen würde.

Der Proximity-Effekt wird in aller Regel ab gleich hohen Frequenzen relevant, wie der Skin-Effekt. D.h. der Skin- und Proximity-Effekt treten bei einer Spule in der Regel gleichzeitig und mit ungefähr gleicher Einflussstärke auf.

Für Luftspulen schränkt der Skin- und Proximity-Effekt den Anwendungsbereich weiter ein. Die Absicht, den relativ hohen Drahtwiderstand durch das Verwenden einer möglichst hohen Frequenz (z.B. Faktor 10 unter der Selbstresonanzfrequenz) und damit vergleichsweise hohem induktiven Blindwiderstand vernachlässigbar zu machen, scheitert daran, dass schon bei moderaten Frequenzen (z.B. 1 kHz) der resultierende Widerstand durch die beschriebenen Effekte vervielfacht wird.

Bei Spulen mit Kern sind die genannten Effekte in aller Regel vernachlässigbar, da die Verluste im Kern mit steigender Frequenz viel stärker zunehmen (im Quadrat), als die ohmschen Verluste durch Skin- und Proximity-Effekt (Wurzel aus der Frequenz).