

attempo

Magnetische Bauteile und Baugruppen

Grundlagen, Anwendungsbereiche, Hintergründe und Historie

Attempo

induktive Bauteile,
Feldbustechnik
Testhaus

Steinbruchstr. 15
72108 Rottenburg

Tel.: +49 (0) 7472 9623 90
Fax: +49 (0) 7472 9623 92

eMail: info@attempo.com
www.attempo.com



- Induktive Bauteile
Berechnung, Simulation
und Test
- Kleinserienfertigung
- Filtersysteme
- EMV –Test, Beratung
und Seminare
- Entwicklungsunter-
stützung
- Kommunikationstechnik
- Feldbusanalysen
und Komponententest
- Umweltprüfverfahren
- Information

Version 1.1 25.06.2010

Attempo

realisiere Deine Möglichkeiten

Attempo



Vorwort

Analoge und induktive Baugruppen oder Schaltungen verhalten sich selten so, wie die Schulweisheit es vorgaukelt.

Es gibt sehr viele beeinflussende Parameter:

- durch das Bauteil selbst
- durch seine Verwendung
- durch die Konstruktion
- durch die Peripherie
- durch Alterungsprozesse
- durch Umwelteinflüsse

Verfügbare Informationen

- Die angewendeten mathematischen Modelle sind und bleiben Näherungen und sind oft zu ungenau, um bestimmte Effekte zu beschreiben.
- Der physikalische, funktionale Zusammenhang zwischen bestimmten Eigenschaften ist nicht bekannt oder wird auch nicht gelehrt.
- Erschwerend ist auch, dass Datenblätter heutzutage, oft auf Powerpoint-Basis wegen der auf Propaganda angelegten Darstellung, als Entwicklungsunterlagen nur begrenzt brauchbar sind. Die Informationen sind leider oft unvollständig, oberflächlich oder sogar falsch.
- Die uneingeschränkte Nutzung einer Application Note für eine Anwendung ist nicht empfehlenswert und verantwortbar.
- Für induktive Bauteile sind kaum weiterführende Informationen zu erhalten, wie
 - Netzwerkanalyse, Grenzwerte, Leistungsverlauf, Temperaturverhalten usw.
- Unterschiedliche Definitionen und Einheiten erschweren zusätzlich das Verständnis.

Die Mathematik bietet allerdings unbestechliche Beschreibungsmöglichkeiten, wodurch auch komplexe Vorgänge eindeutig, übersichtlich und oft auch einfach interpretiert werden können. Eine „grobe“, rechnerische Definition zur Bauteilauswahl ist bei den einzelnen Bauteilen bzw. Baugruppen dringen empfohlen.

Magnetische Bauteile von G.Schindler

Die Brauchbarkeit einer Simulation und Berechnung steht und fällt aber mit der Modelltreue, diese setzt allerdings das Wissen um die Zusammenhänge, auch komplexer Vorgänge voraus.

Heute sind sehr gute Mathematik- und Simulationsprogramme, mit vorgefertigten Makros für die verschiedensten Anwendungen verfügbar. Wir bei Attempo arbeiten mit folgenden Programmen:

Mathematik: SciLab/SciCos, Matlab, Mathcad - Maple

Mit Mathcad wurden sehr schlechte Erfahrungen mit Updates, Betriebssystem und Support gemacht und ist deshalb nicht Empfehlenswert zur Neuanschaffung.

Simulation: MicroCap

Entwicklung durch „Auswechseln“ von Bauelementen ist unseriös, fahrlässig und letztendlich teuer. Auch sind Toleranzbetrachtungen durch Probieren niemals aussagefähig.

Qualität kann in ein Produkt nicht hineingeprüft werden.

Induktivitäten sind elektromagnetische Bauelemente, die in den üblichen Lehrbüchern stark idealisiert dargestellt werden. Man geht dabei oft von widerstandslosen, kapazitätsfreien, frequenz- und spannungsunabhängigen Bausteinen aus.

Das ist falsch und praxisfremd. Auch muss eine Induktivität immer in Zusammenhang mit peripheren Bauteilen, auch gegenüber umschließenden Gehäusen betrachtet werden.

Der praktische Aufbau zeigt erst später durch Messungen, inwieweit Theorie und Praxis, Planungen und Berechnungen übereinstimmen. Das beste Beispiel ist der Aufbaueinfluss und die Problematik bei ansteigenden Frequenzen.

Projekte müssen immer durch entwicklungsbegleitende Messungen kontrolliert werden.

Die Hersteller können selten applikationsabhängig prüfen:

- Sind auf Fertigung spezialisiert
- Die Kosten können nur bei Großserien umgesetzt werden, andernfalls ist der Preisdruck zu hoch
- Es gibt gewachsene Messalgorithmen
- Das physikalische bzw. elektronische Know How ist nicht vorhanden
- Das Applikationsverständnis und –erfahrung fehlen
- Die Messtechnik ist nicht vorhanden

Induktivitäten

Das Induktionsgesetz beschreibt **nur** den linearen Zusammenhang zwischen der **zeitlichen** Änderung eines Stromes in einer Spule und der dabei an den Anschlüssen erzeugten Spannung. Dieser Proportionalitätsfaktor wird mit dem Symbol **L** definiert und heißt „**Induktivität**“:

$$L = U / (dI/dt) \quad [H, Vs/A, \Omega s]$$

L wird in H = Henry gemessen. 1 H ist diejenige Induktivität, bei der bei einer Stromänderung von 1 A in 1 s an den Spulenklammern eine Spannung von 1V induziert wird.

Soweit die Theorie!

Besonders wichtig sind bei Induktivitäten ferro- und ferrimagnetische Werkstoffe als Kernmaterialien, da sich hiermit die Induktivität und der Wirkungsgrad von Spulen und Übertragern bei konstantem Volumen drastisch steigern lässt. Bringt man Ferro- oder Ferri-Materie in eine Spule ein, so steigt die Induktivität, und damit der induktive Widerstand ωL , um den Faktor μ_r . Dabei ist μ_r , die relative Permeabilität, ein variabler, dimensionsloser Multiplikator.

Prinzipieller Zusammenhang:

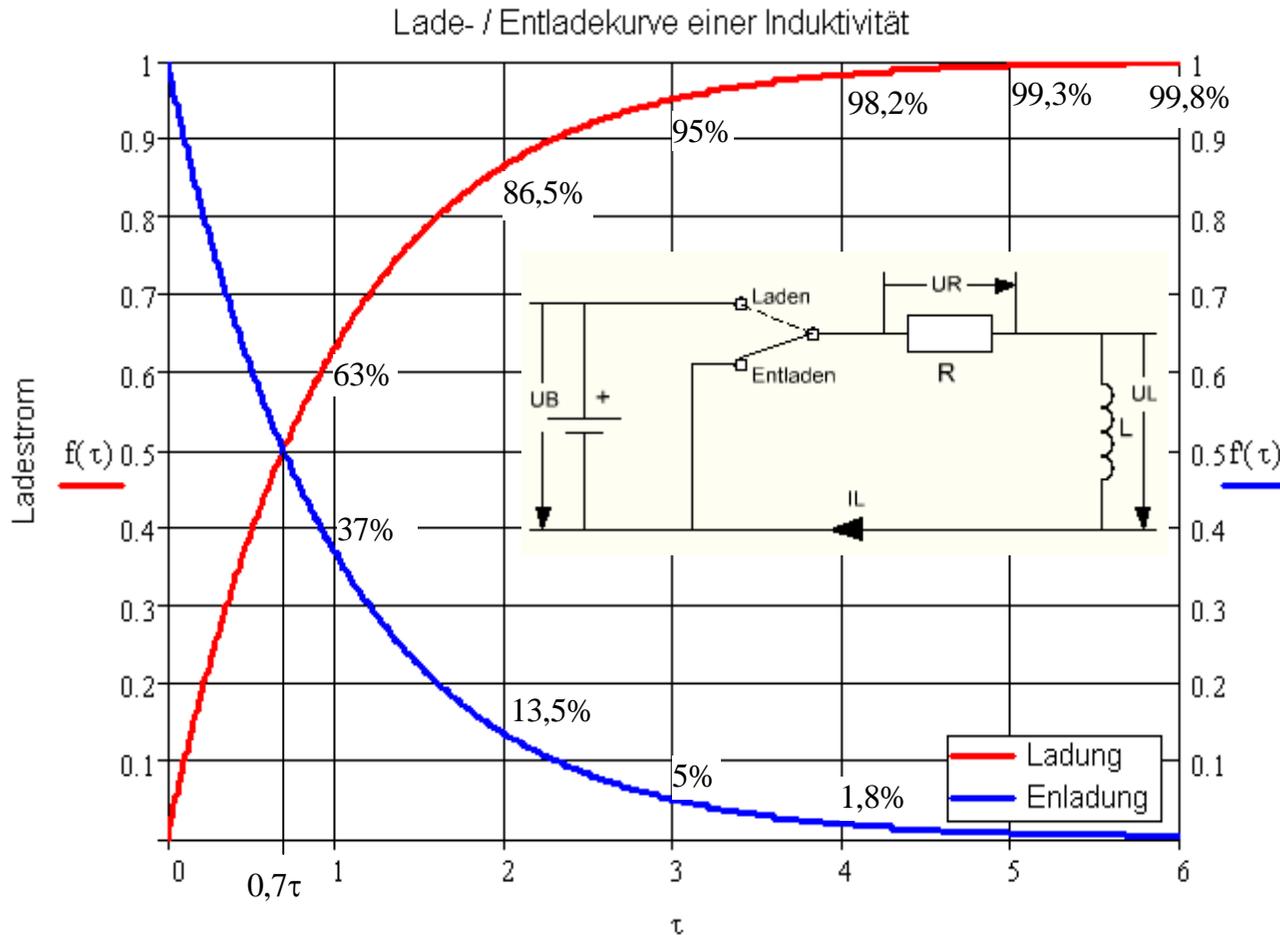
$$L := \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{N^2 \cdot A_e}{l_e}$$

L = Induktivität	H (Henry), Vs/A, Ωs
N = Windungszahl	
A_e = magnetische Fläche	$m^2, cm^2, mm^2, inch^2$
l_e = Länge der Spule	m, cm, mm, inch
μ_0 = Magnetische Feldkonstante von Luft	$1,257 \times 10^{-6} Vs/Am; 1,257 \times 10^{-4} Vs/Acm$
μ_r = relative Permeabilität	--

Achtung: Nicht immer werden in der Literatur und diversen Unterlagen die internationalen SI-Einheiten verwendet. Wegen eventueller Umrechnungen muss bei magnetischen Produkten sehr genau auf die verwendeten Einheiten und Definitionen geachtet werden!

Ladung und Entladung einer Induktivität, dieser Verlauf ist invers proportional zu einer Kapazität.

Diese Grafik gibt die Lade und Entladekurve einer Induktivität an. Bei $5 \tau = 99,3\%$ gilt der Ladevorgang einer Induktivität als beendet. Die Zeitkonstante τ ermöglicht aber auch einfache Berechnung von L,R und C, z.B. die Definition des dynamischen Innenwiderstandes eines unbekanntem Treibers über eine definierte Kapazität oder Induktivität.



Ladestrom

$$I_L := \frac{U_B}{R} \left(1 - e^{-\tau \cdot \frac{R}{L}} \right) \quad U_L := U_B \cdot e^{-\tau \cdot \frac{R}{L}}$$

Entladestrom

$$I_L := \frac{U_B}{R} \cdot e^{-\tau \cdot \frac{R}{L}} \quad U_L := U_B \cdot e^{-\tau \cdot \frac{R}{L}}$$

Der Entladestrom ist die Ableitung des Ladestromes

$$f'(\tau) := \frac{U_B}{R} \left(1 - e^{-\tau \cdot \frac{R}{L}} \right) \quad f'(\tau) := \left(\frac{d}{d\tau} f(\tau) \right)$$

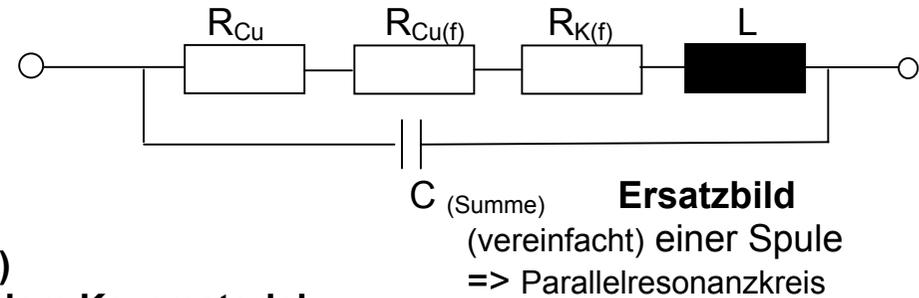
Zeitkonstante τ

$$\tau := \frac{L}{R} \quad L := \tau \cdot R$$

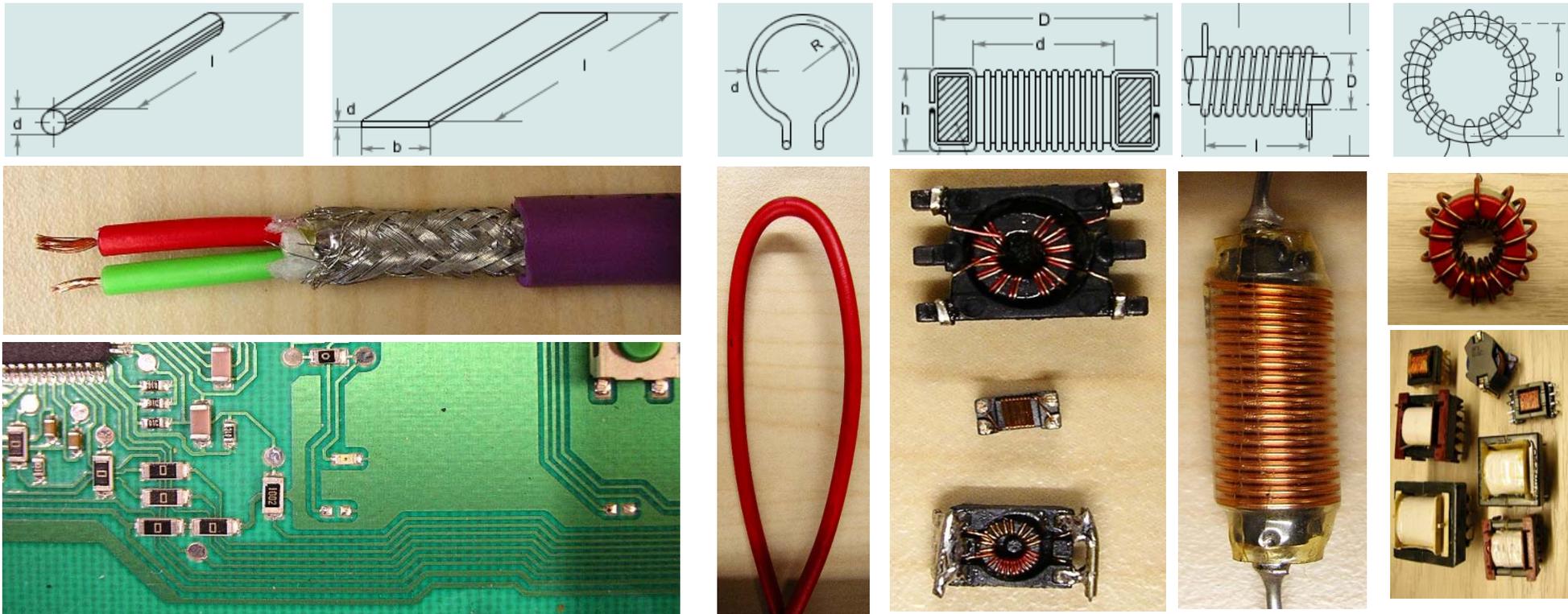
Einheiten: I_L A
 U_B, U_L V
 L H, Vs/A, Ωs
 τ s

Was sind Induktivitäten

- ✓ eine Leiterbahn
- ✓ eine Drahtverbindung
- ✓ eine Drahtschleife(n) (Windungen)
- ✓ auf einen Isolierkörper aufgewickelte Drahtschleife(n)
- ✓ aufgewickelte Drahtschleife(n) mit magnetisch leitendem Kernmaterial

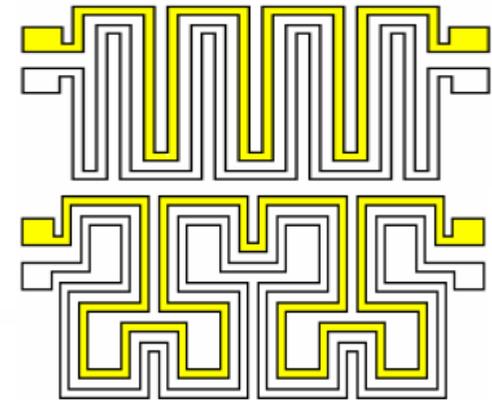
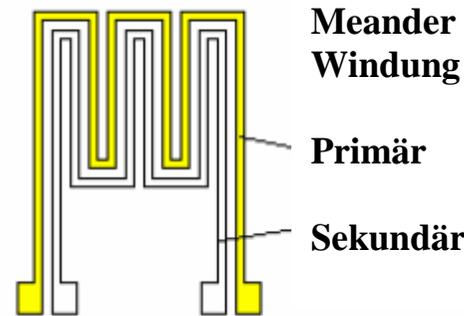
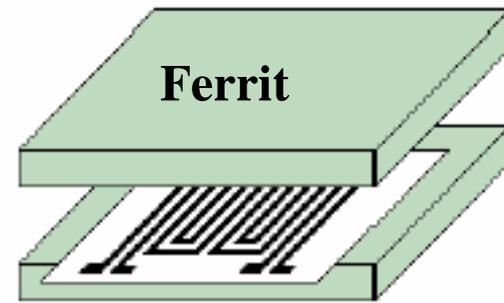
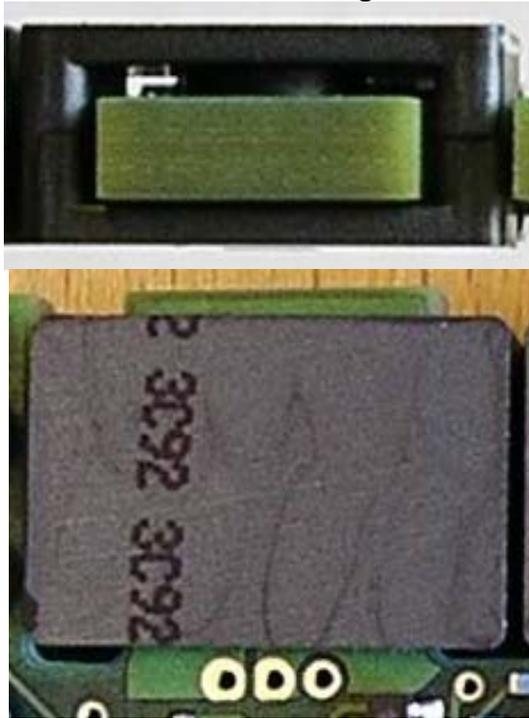


In der Praxis des Elektronikers kommt eine Induktivität L [H, Vs/A] immer in Verbindung mit Widerständen R [Ω] und Kapazitäten C [F, As/V] vor. Deshalb ist diese Kombination (L , R , C) auch immer frequenzabhängig – ein Schwingkreis. Eine widerstandsfreie Verbindung ist nur bei Supraleitung, also bei extrem tiefen Temperaturen möglich.

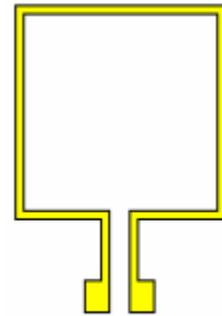


Planar Induktivitäten und Übertrager

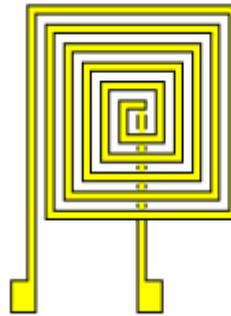
Diese Technik wird immer interessanter, da die Schaltfrequenzen höher und dadurch kleinere Windungszahlen und Induktivitätswerte benötigt werden. Die Auswirkungen des Skin- und Proximityeffekts können durch flache, mit definiertem Abstand gestaltete Leitungen reduziert werden. Diese Technik basiert auf Kupferfolie oder direkt auf der Multi-Layer-Platine. Hier sind Hochleistungsbauteile auf kleinstem Platz möglich.



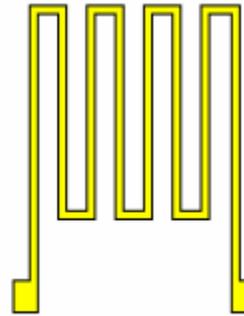
Schleife



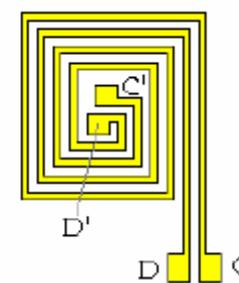
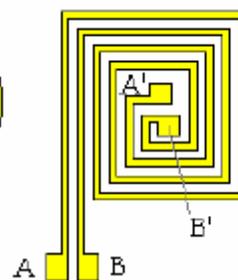
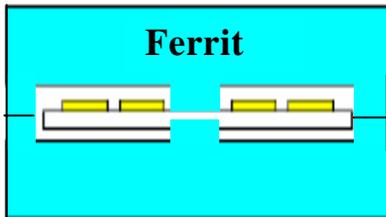
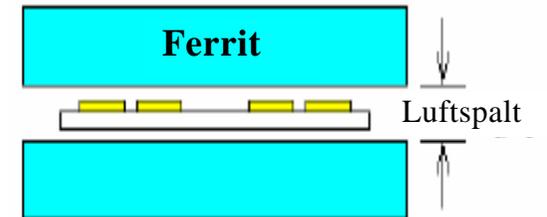
Spirale



Meander

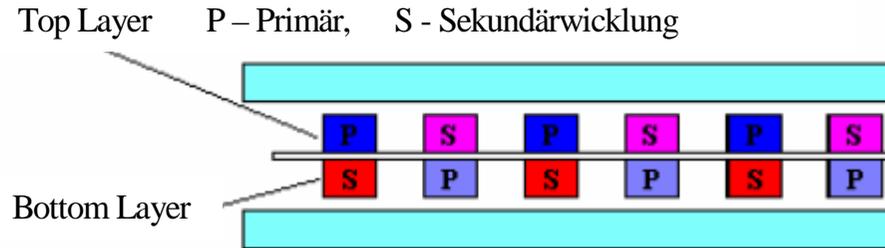
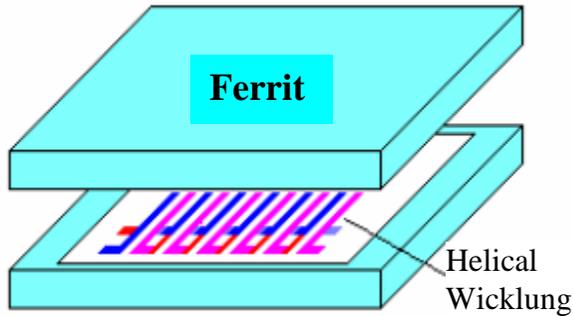


bessere Kopplung als oben .



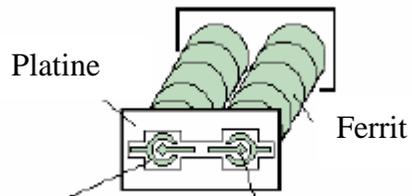
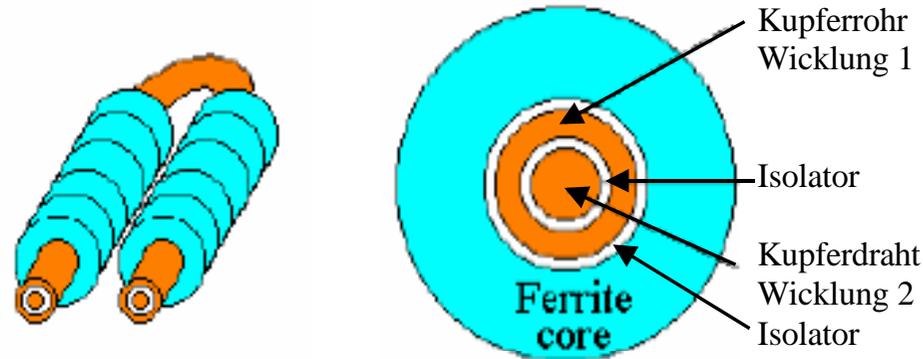
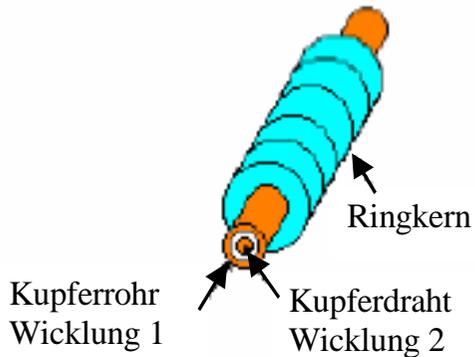
Die Helical Wicklung

Optimierung der Kopplung durch symmetrischen Layerwechsel (Durchkontaktierungen)
 Primär und Sekundär sind gegenüberliegend.

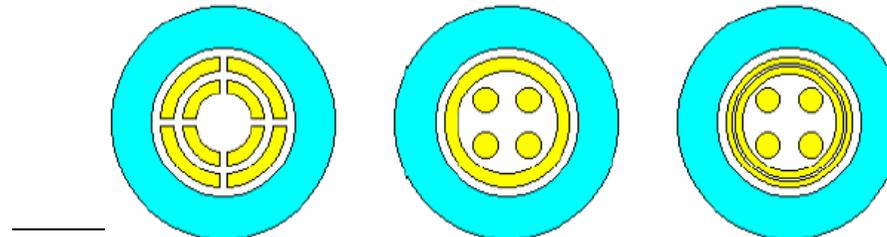


Coaxialwicklung

Coaxialsysteme haben hervorragende Kopplungswerte bei hohen Frequenzen



- Primär
 Copyright attempo
 Sekundär



Diverse Querschnitte

Der Gyrator

Ist eine Transformationsschaltung, mit der man beliebige Impedanzen umwandeln kann z.B:

Kapazitäten => Induktivitäten

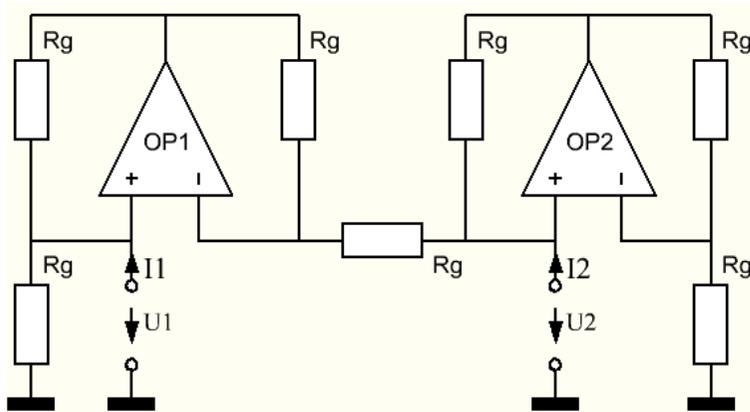
Induktivitäten => Kapazitäten

Hauptsächlich werden damit aber sehr große verlustarme Induktivitäten von >10H realisiert.

Hierzu sind lediglich zwei spannungsgesteuerte Stromquellen mit hohen Eingangs- und Ausgangswiderständen erforderlich.

Das ist machbar mit zwei OP's und einigen Widerständen.

Das Prinzip ist die Kombination zweier INICs (**N**egativ **I**mpedance **C**onverter –Strom(I) wird bei gleich bleibender Spannung umgepolt)



Gyrator mit zwei INIC's

[Beschreibung](#)

Der Transduktor

ist eine steuerbare Induktivität. Eine Spule mit Zusatzwicklung. Diese Zusatzwicklung, zumeist nur ein Windung, wird mit einem Strom gespeist –vormagnetisiert.

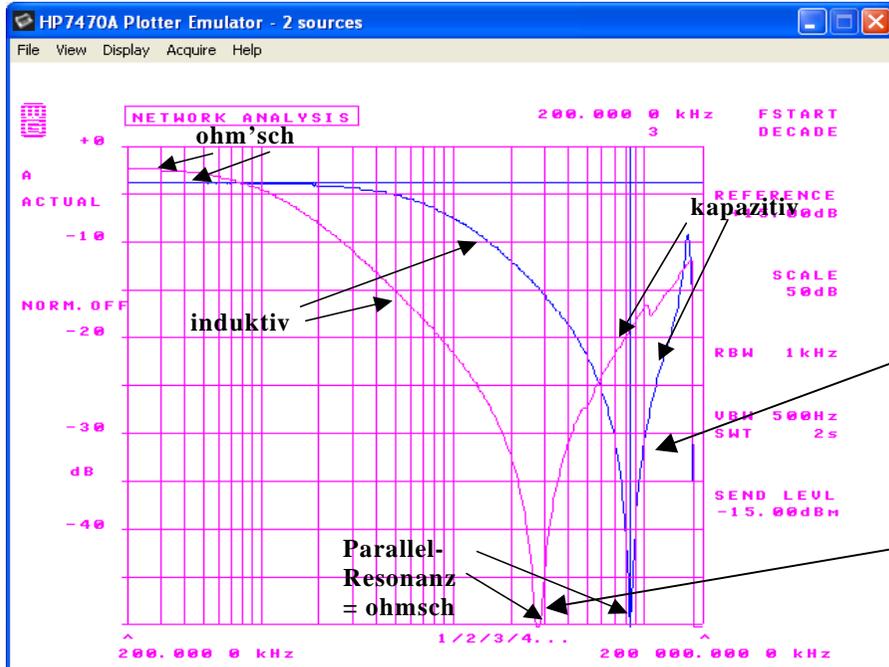
Dadurch können große elektrische Leistungen durch kleine Ströme beeinflusst/gesteuert werden.

Bis in die 60-Jahre wurden Transduktoren für die Motorregelung verwendet. Heute werden sie nur noch im Gleichstrombereich für Messwerke oder zur Hochspannungsregelung eingesetzt.

Magnetische Bauteile von G.Schindler

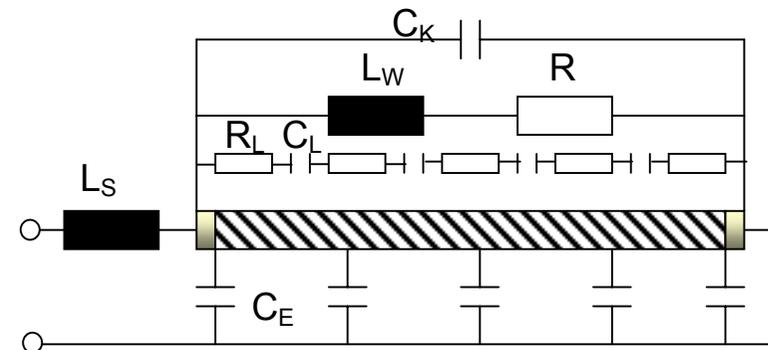
Weitere „Induktivitäten“

Am Beispiel „gewickelte“ Drahtwiderstände



Ersatzschaltbild

- C_K = Kontaktierungskapazität
- L_W = Wendelinduktivität
- R = Reihenwiderstand
- R_L = verteilte Lagen- bzw. Längswiderstände
- C_L = verteilte Lagen- bzw. Längskapazitäten
- L_S = Induktivität der Anschlussdrähte
- C_E = Erd- oder Gehäusekapazitäten



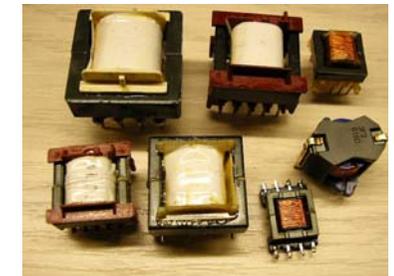
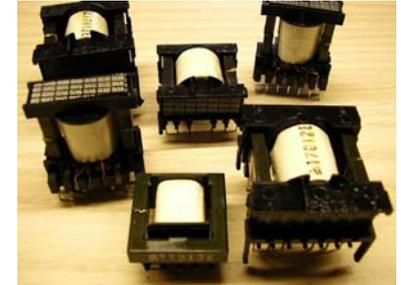
Eigenschaften Induktiver Bauteile

Welche idealen Eigenschaften hat eine Spule (Induktivität):

- frequenzabhängigen Blindwiderstand X_L

Welche nicht idealen Eigenschaften hat eine Spule (Induktivität):

- Sie hat immer einen ohmschen Widerstand (DC).
- Sie hat einen frequenzabhängigen ohmschen Widerstand (Skin-Proximityeffekt)
- Sie hat einen variablen ohmschen Widerstand durch Kontaktierung
- Sie hat ein Netz von variablen Kapazitäten der Windungen gegeneinander.
- Sie hat ein Netz von variablen Kapazitäten der Wicklungslagen gegeneinander.
- Sie hat ein Netz von variablen Kapazitäten gegen die Umgebung z.B. benachbarte Leitungen
- Sie hat ein Netz von variablen Kapazitäten durch Drahtisolationen
- Sie hat ein Netz von variablen Kapazitäten durch Lagenisolationen
- Sie hat ein Netz von variablen Kapazitäten durch Vergussmaterialien ϵ_r
- Sie ändert ihre Induktivität mit verändertem Kernmaterial
- Sie ändert ihre Induktivität mit verändertem Magnetfluss / Strom
- Sie ändert ihre Induktivität mit veränderter Spannung
- Sie ändert ihre Induktivität mit veränderter Frequenz und Signalform
- Sie ändert ihre Induktivität mit veränderter Geometrie
- Sie ändert ihre Induktivität mit dem Abstand der Windungen zum Kern
- Sie ändert ihre Induktivität mit der Wicklungsart
- Sie ändert ihre Induktivität mit veränderter Temperatur
- Sie ändert ihre Induktivität mit der Zeit durch Alterung (Desakkomodation)
- Sie ändert ihre Induktivität durch mechanische Spannung und Druck
- Sie ändert ihr Volumen durch das magnetische Feld (Magnetostriktion)
- Sie hat Leistungsverluste durch benachbarte Windungen (Proximity), Magnetfelder, Abstrahlung, Schirmung...
- Sie beeinflusst und wird beeinflusst durch benachbarte Bauelemente
- Sie übt mechanische Kräfte auf benachbarte Materie aus, hauptsächlich Eisen, Nickel, Kobalt...



Magnetische Bauteile von G.Schindler

Zur Verstärkung des magnetischen Feldes wird in den Isolierkörper (Spulenkörper) ein Kern aus magnetisch leitfähigem Material eingebracht.

Dieses magnetisch leitfähige Material kann sein aus:

Eisen, Nickel, oder Kobalt bzw. Kombinationen

Mumetal 76NiFeSi

Trafoblech FeSi

massiv, oder aus einzelnen Blechen zusammengesetzt

oder Ferritkern

Mangan/Zink, (gebräuchliche Ferrite)

Nickel/Zink, (K10, M13, höhere Frequenzen, EMV)

Magnesium/Aluminium und weitere

Gesintertes Herstellungsverfahren

oder Kompositkerne

Bestehend aus Eisenpulver/Permalloy und Ferrit

oder Metallpulverkern mit Isolation

Reineisenpulver mit Isolation

Molybdän-Permalloy-Pulver z.B. $81\text{Ni}17\text{Fe}2\text{Mo}$



Welches Material hat sich wofür bewährt:

Eisen, Nickel, oder Kobalt bzw. Kombinationen
NF-Bereich bis 200 kHz.

Transformatoren	hohe Sättigungsmagnetisierung J_S	Fe + 0,5 – 5 Si
Motoren	geringe Koerzitivfeldstärke H_C	Fe + 30 – 35 Co
Generatoren	Permeabilität < 6000	
Bandkerne	VME111 $\mu = 15\ 000$, $\mu_i = 3\ 000$, $B_S = 1,50\ T$	
NF-Übertrager	Linearität der B/H-Kennlinie	Mumetall FeNi76
Stromsensoren	Die Arbeitsfrequenz ist von der	Fe + Ni
Drosseln	Blechdicke und Induktion abhängig	Fe + Ni + Co
Telekom	Hohe Permeabilität bis $\mu = 150\ 000$	
Audio	Fe + 76% Ni $\mu = 150\ 000$, $\mu_i = 60\ 000$, $B_S = 0,77\ T$	
Audio-Bahn (110V)	Fe + 50% Ni $\mu = 45\ 000$, $\mu_i = 5\ 000$, $B_S = 1,55\ T$	
NF-Filter	Fe + 36% Ni $\mu = 15\ 000$, $\mu_i = 3\ 000$, $B_S = 1,20\ T$	
Abschirmung	sehr hohe Anfangspermeabilität μ_i	Mumetall FeNi76
NF-Schirm	und Wirbelstromverluste	Fe + Co, Fe + Si
Dauermagnete	B+H möglichst groß	Fe+Co+Ni+Al+Cu
eigentlich Ferrite	Die Magnetisierung erfolgt einmalig bei der Herstellung.	BaO 6Fe ₂ O ₃ Sm+Co, NdFeB
Informationsspeicher	rechteckige B/H-Kennlinie	Fe + Ni, Mg-Mn-Ferrite Granatschichten

Die Verluste sind hier hauptsächlich auf Hysterese (Wandverschiebungen),
Wirbelströme (Leitfähigkeit des Kernmaterials) und Atomverschiebungen verursacht



Ferrite

Ferrite sind aufgrund ihrer Flexibilität universell einsetzbar. Durch den Effektivitätsvorteil werden konventionelle Netzteile durch Schaltnetzteile ersetzt. Wirkungsgrad von linearen Netzteilen ab 20-40 %. Auch die Gewichtseinsparung ist ein wichtiges Kriterium. Die Permeabilität der Ferrite ist so hoch verfügbar, dass auch hochwertige NF-Trafos anstatt mit Mumetal, mit Ferriten (z.B.T38) realisiert werden können. Die Anwendungsmöglichkeiten, Formen und Eigenschaften sind sehr umfangreich. Ein weiterer Vorteil ist der relativ hohe ohm'sche Widerstand (< Wirbelstromverluste). Die Curie-Temperatur muss ab ca. 100°C beachtet werden.

Nickel/Zink, NiZn ($\rho > 10^2 \Omega\text{m}$) $\text{Fe}_2\text{O}_3 > 50\%$, $\text{NiO} > 10\%$, $\text{ZnO} > 10\%$
 Relativ niedrige Wirbelstromverluste, Die Magnetostriktion ist bei Nickel stärker
 Frequenzbereich bis $> 1 \text{ GHz}$

- Leitungsdämpfung und Unterdrückung von HF-Schwingungen/Störungen
- MW/UKW-Filter
- Baluns, Hochfrequenzübertrager
- HF-Enstörbauteile
- Abschirmplatten

Mangan/Zink, MnZn

Frequenzbereich bis ca. 40 MHz

Relativ hohe Wirbelstromverluste (spezi. Widerstand $\rho < 20 \Omega\text{m}$)

- Breitbandübertrager
- Leistungsübertrager
- Impedanz und Anpassungsübertrager
- Drosseln
- Stromkompensierte Drosseln
- Stromwandler



Die Verluste werden hauptsächlich durch Wirbelströme (Leitfähigkeit des Kernmaterials) und Elektronenplatzwechsel im Kristall verursacht. Auch beim Kernmaterial tritt der Skineneffekt auf (Verdrängung an die Oberfläche)

Komposit-Kerne, FPC-Kerne

Diese Kerne bestehen aus 2 Komponenten – Ferrit und Eisenpulver.

Das bietet eine hohe Permeabilität (Induktivität) bei kleiner Aussteuerung und niedriger Frequenz durch den Ferritanteil und hohe Feldstärken durch den isolierten Eisenpulveranteil.

Die Alterung ist temperatur- und feldstärkeabhängig !

Eisenpulverkerne

Metallpulver mit isolierendem Bindemittel gepresst, erlaubt hohe Sättigungsmagnetisierung und Feldstärken. Die Wirbelströme (Skineneffekt) sind durch die elektrisch, isolierten Pulverteile, wie bei sehr dünnen Blechen gering – geringe Leitfähigkeit.

Die Alterung ist temperatur- und feldstärkeabhängig !

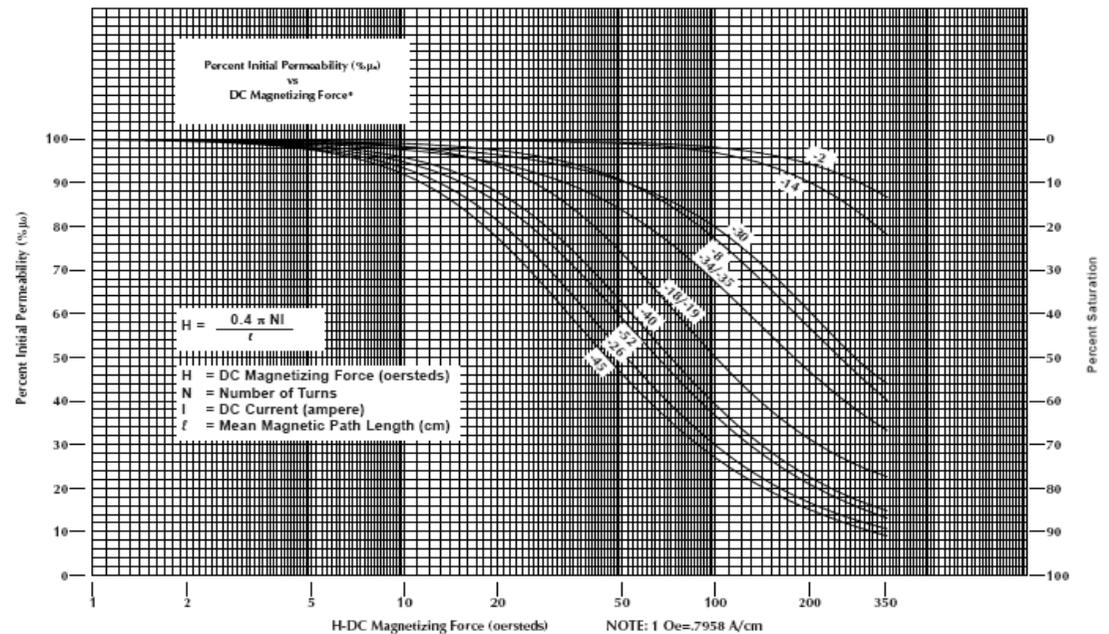
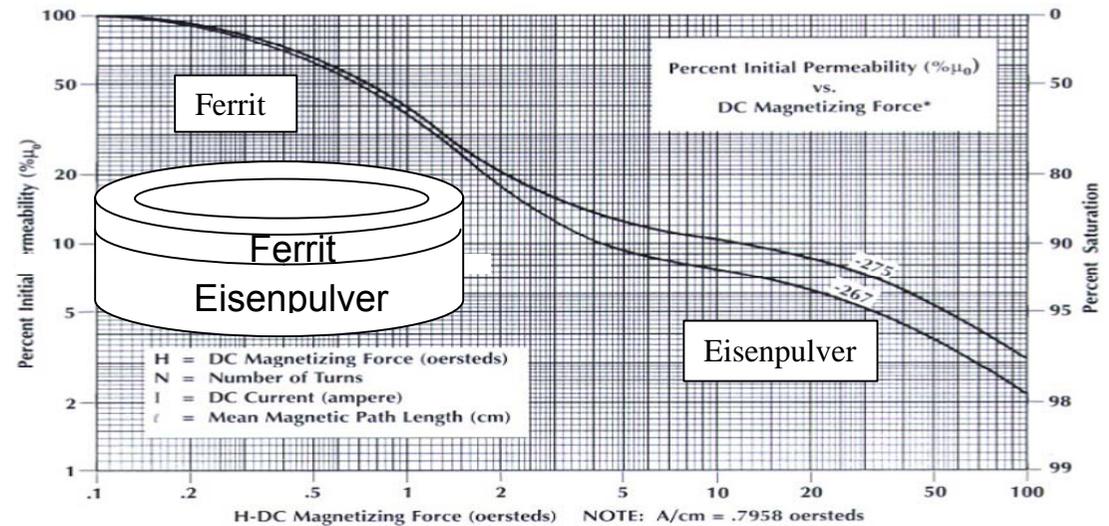
Weitere Ferritmaterialien müssen passend zur Applikation nach technischen Daten ausgewählt werden. Dies sind FeO₃, Al-Mischungen, Granate usw. Auch FPC Verbundwerkstoffe aus Kunststoff und Ferrit sind für unterschiedliche Applikationen verfügbar.

Luftspulen (ohne Kernmaterial)

Bei Luftspulen sind hohe Güten (Q bis 400) erreichbar
Keine Sättigung durch Kernmaterialien

Der Strom ist durch den Draht begrenzt (Querschnitt, Temperatur, Wirbelströme, Skin-, Proximityeffekt usw.)

Details



Übersicht über weichmagnetische Werkstoffe

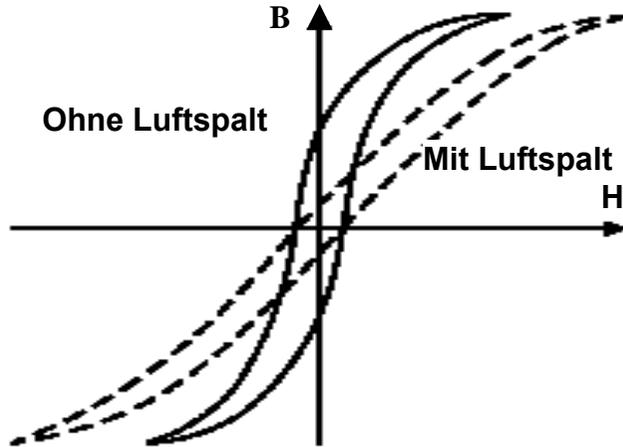
Material	Zusammensetzung	Satt.-Induktion B_S T, Vs/m ²	Koer.Feldstärke H_C A/m	Permeabilität μ_{max}	
reines Eisen	Fe (100 %)	2,15	80	5 000	
Fe-Si nicht kornorientiert	Fe (96 %) Si (4 %)	1,95	40	7 000	
Fe-Si kornorientiert	Fe (97 %) Si (3 %)	2,0	8	40 000	
Permalloy 78	Ni (78 %) Fe (22 %)	1,08	4	100 000	
Superpermalloy	Ni (79 %) Fe (16 %) Mo (5 %)	0,8	0,16	500 000	
Mumetal	Ni (77 %) Fe (16 %) Cu (5 %) Cr (2 %)	0,65	4	150 000	
Permendur	Fe (50 %) Co (50 %)	2,45	160	5 000	
Eisenpulver	Fe, Ni, Mo... Bindemittel	< 1,5	100 -1000	300	
Ferrit	NiZn MnZn	0,15 – 0,3 0,20 – 0,5	10 – 2 000 5 – 100	10 – 3 500 300 – 18 000	

Was beeinflusst den Induktivitätswert L hauptsächlich:

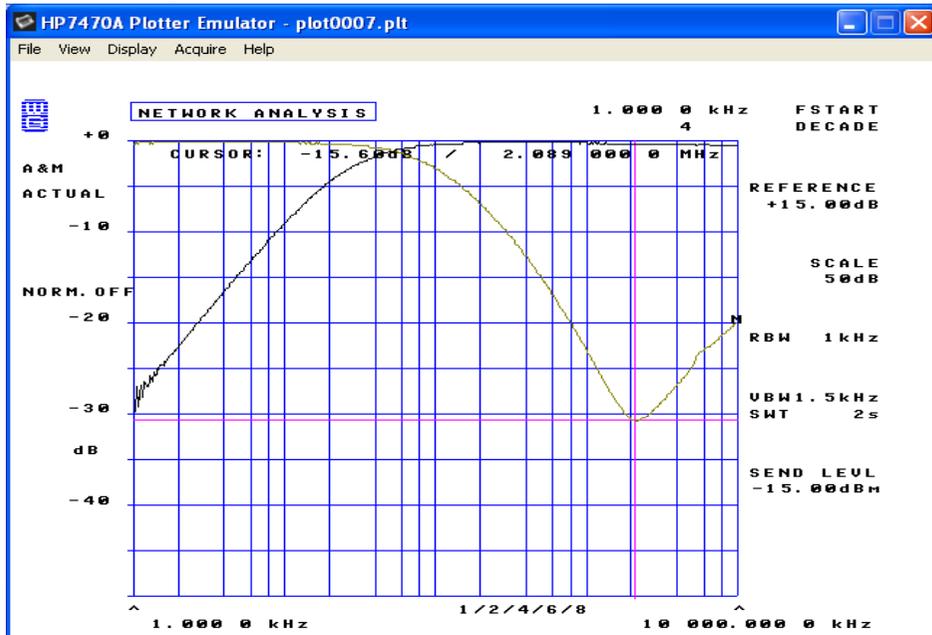
Die Spannung, der Strom, Kernmaterial

$$B := \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H$$

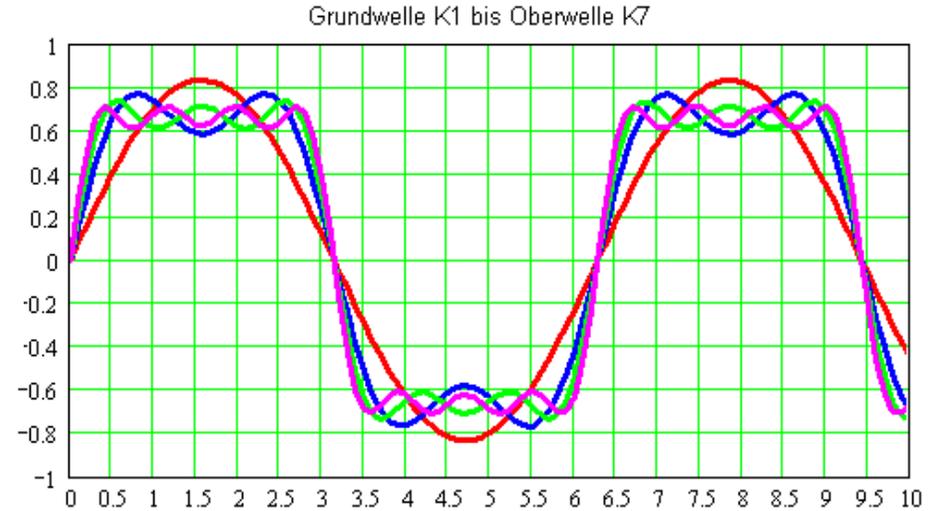
$$H := \frac{B}{\mu_0 \cdot \mu_r}$$



Die Frequenz

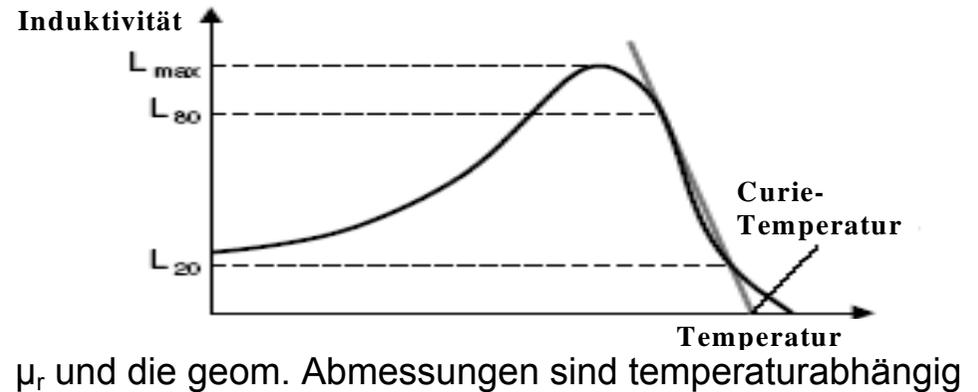


Die Signalform Oberwellen sind hier stärker gedämpft



Synthese eines Rechecksignals aus Grund- und Oberwellen
 Summierung: $K1 - K1+K3 - K1+K3+K5 - K1+K3+K5+K7$

Die Temperatur



μ_r und die geom. Abmessungen sind temperaturabhängig

Sind **U und f festgelegt**, kann man zwar vergleichbare Messwerte für „L“ unter **gleichen Bedingungen** erhalten. Eine Aussage zu den Betriebswerten, die tatsächlich auftreten, ist aber meist nicht möglich.

Induktivitäten werden viel besser durch den Verlauf der Impedanz Z nach Betrag und Phase im z.B. Frequenzbereich 10kHz bis 10MHz gekennzeichnet. Die Spule besitzt bei 1 MHz schon erhebliche Kernverluste und ihr ohmscher Widerstand wird durch den Skin- und Proximityeffekt nicht unerheblich erhöht. Damit sinkt ihre Güte $Q = \omega L / R_p$ (R_p = alle Verlustwiderstände in einen Parallelwiderstand umgerechnet) erheblich, wenn das verwendete Kernmaterial bei 1MHz schon größere Verluste aufweist, als bei 10kHz. Die alleinige Induktivitätsmessung würde dann bei zwei Spulen, deren eine mit Voll Draht und deren andere mit Litze bewickelt wurde, bei 10kHz zwar zum gleichen L-Wert führen, die Spule mit geringerer Güte Q wäre bei 1MHz aber u. U. nicht mehr brauchbar!

Erschwerend kommt noch hinzu, dass eine Spule wegen ihrer Eigenkapazität eine Eigen-Resonanzfrequenz f_R aufweist. Wird diese im Betrieb überschritten, stellt die Spule nur noch eine (frequenzabhängige!) Kapazität dar. Nur wenn die Eigen-Resonanzfrequenz ca. $\frac{1}{2}$ bis 1 Dekade höher liegt als die Betriebsfrequenz, wirkt eine Spule noch als Induktivität. Eine sichere Beurteilungsmöglichkeit bietet hier nur die Impedanzmessung nach Betrag und Phase mindestens im Betriebsbereich, möglichst auch darüber hinaus.

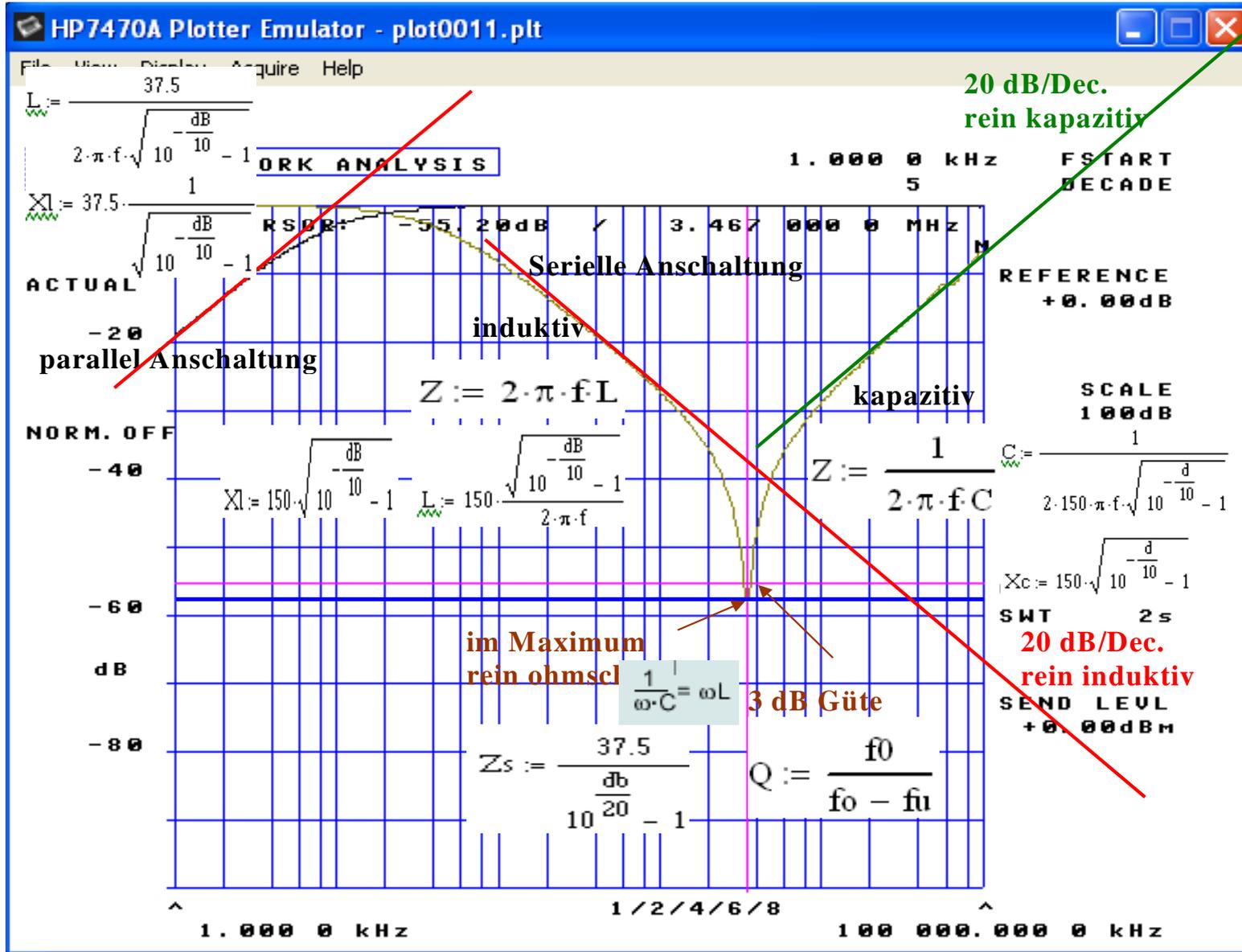
Eine elegante Messmöglichkeit bieten Netzwerkanalysatoren, die wenigstens den Betrag der Impedanz auf dem Bildschirm darstellen und wo durch die Steilheit und die Richtung des Impedanzverlaufes (Anstieg mit wachsender Frequenz) der Charakter „Induktivität“ nachweisbar ist. Eine reine Induktivität würde einen Impedanzanstieg von 6dB/ Oktave, oder 20dB/Dekade bewirken. Verluste machen den Anstieg flacher, in der Nähe der Resonanzfrequenz wird der Anstieg steiler. Die Bildschirmdarstellung eignet sich auch für Automatenprüfung. Dabei wird auf den Bildschirm eine Toleranzmaske projiziert, deren Verletzung angezeigt werden kann.

Im Übertragungstechnischen Sinne stellt z.B. ein Rechtecksignal ein Breitbandübertragungssystem mit einer Bandbreite von $B_a \approx 0.34/t_a$ dar, wobei t_a die Flankenanstiegszeit ist. Bei einer Anstiegszeit von ca. $0,5 \mu s$ anzusetzen, was einer Bandbreite von $B \approx 580$ kHz entspricht.

Beispiel: CAN-Bus mit 500 kBit – Anstiegszeit des Treibers = 200 ns ergibt eine Bandbreite von über 17 MHz. Alle relevanten Harmonischen von 500 kBit werden übertragen.

Profibus mit 12 Mbit – Anstiegszeit des Treibers = 34 ns ergibt eine Bandbreite von über 100 MHz. Dabei werden auch alle relevanten Harmonischen von 12 Mbit übertragen.

Auswertungsbeispiel einer Drossel über Netzwerkanalyse



Die genauen Berechnungen, Simulationen und Definitionen sind in den Hyperlinks ersichtlich.

Schwarz:
[Parallele Einfügung](#)

Grau:
[Serielle Einfügung](#)

- [Ohmsche Einfügung](#)
- [Kapazitive Einfügung](#)
- [Die Güte](#)
- [Wirklicher Serienwiderstand](#)

Warum werden Ferrite verwendet?

Keramisch hergestellte magnetische Werkstoffe finden immer weitere Einsatzgebiete. Ferrite oder Ferrosinelle (alte Bezeichnung) sind universell einsetzbar. Weichmagnetische Ferrite kommen als Kernwerkstoff für Spulen, Übertrager, Sensoren und zahlreichen andere Anwendungen in Frage, die früher hochpermeablen und fein lamellierten Blechen und Pulverkernen vorbehalten waren. Hartmagnetische Verbindungen finden als Dauermagnete Anwendung.

Das Einsatzgebiet weichmagnetischer Werkstoffe reicht von der Nieder- bis zur Hochfrequenztechnik. Die allgemeinen **Forderungen** sind **niedere Verluste** und **hohe Permeabilität**.

Bei metallischen Kernmaterialien treten starke frequenzabhängige Wirbelstromverluste auf. Sie entstehen durch Ströme, die das magnetische Wechselfeld in den leitenden Bereichen des Kerns induziert. Die Grenzfrequenz f_g hängt vom spezifischen Widerstand ρ , der Blechdicke d und der Permeabilität μ ab.

Zusammenhang:

$$f_g := \frac{\rho \cdot 10^8}{\mu \cdot d^2}$$

f_g = Grenzfrequenz
 ρ = spezifischer Widerstand (rho) $\Omega \text{ cm}$
 μ = Permeabilität Vs/Am bzw. $\Omega \text{ s/m}$
 d = Blechdicke in cm

Durch feinere Lamellierung, Verkleinerung von d (Blechdicke), kann man zwar die Grenzfrequenz heraufsetzen, aber Bleche, dünner als 0,02 mm kann man nicht mehr wirtschaftlich herstellen. Auch nimmt wegen der notwendigen Isolation zwischen den Lamellen der Füllfaktor und damit die auf den Kern-Gesamtquerschnitt bezogene Permeabilität stark ab.

Das Prinzip der Unterteilung führte folgerichtig zu den Pulver- und Permalloykernen. Bei diesen Kernen wird hauptsächlich Karbonyleisen o.ä. durch Bindemittel zusammengehalten. Es lassen sich kugelige Teilchen von etwa 1 μm Durchmesser herstellen, die gut voneinander isoliert (Luftspalte) werden können. Hierdurch ist aber eine Scherung der Permeabilität und eine Verkleinerung des Füllfaktors verbunden. Daher wirkt sich eine Vergrößerung der Kornpermeabilität erst bei großen Füllfaktoren merklich auf die Permeabilität eines Kerns aus. Da wegen der Isolation die Größe des Füllfaktors begrenzt ist liegt die höchste erreichbare Permeabilität μ bei Pulverkernen in der Größenordnung von ca. 300.

Magnetische Bauteile von G.Schindler

Ein weiterer Weg zur Erhöhung der Grenzfrequenz wäre eine Vergrößerung des spezifischen Widerstandes ρ . Dieser beträgt bei reinem Eisen etwa $10^{-5} \Omega\text{cm}$. Durch Herstellung einer Eisen-Chrom-Aluminium-Legierung konnte man jedoch nur eine Verbesserung um den Faktor 15 erzielen. Bereits 1909 wurde von Hilbert erkannt, dass gewisse Ferrite, also nichtmetallische, oxydische Stoffe, einen hohen spezifischen Widerstand (ρ bis zu $10^8 \Omega\text{cm}$) besitzen.

Das ist ein Faktor von 10^{13} größer, als bei Eisen. Allerdings dauerte es noch Jahrzehnte, bis für die Industrie wirklich brauchbare Ferrite verfügbar waren. Diese Stoffe sind dann bei hohen Frequenzen verwendbar, vor allen durch wesentlich geringere Wirbelstromverluste (eddy current).

Heute werden hauptsächlich MnZn - und NiZn-Ferrite eingesetzt. Diese Kerne sind von unterschiedlichen Herstellern mit ähnlichen technischen Daten austauschbar verfügbar => second Source.

Allgemeine physikalische Eigenschaften von Ferriten:

- Gewicht: 2-5g/cm³
- Zugfestigkeit: 15 – 30 N/mm²
- Druckfestigkeit: 50- 200 N/mm²
- Vickershärte HV: 500 – 10000 N/mm²
- Elastizitätsmodul E: 10 – 20 • 10⁴ N/mm²
- Bruchzähigkeit K: 0,5 – 1,5 N/m²
- Curietemperatur: 100 – 500°C
- Spezifische Wärme: 0,5 – 0,9 J/g • K
- Wärmeleitfähigkeit 3 – 8 • 10⁻³ J • s • K
- Linearer Ausdehnungskoeffizient: 5 – 10 • 10⁻⁶/ K
- Spezifischer Widerstand ρ : 10¹ – 10⁹ Ωcm frequenzabhängig
- Dielektrische Konstante ε : 10¹ - 10⁶ frequenzabhängig
- Elektrische Durchschlagsfestigkeit 0,1 - 2 kV/mm frequenzabhängig
- Beständigkeit gegen Strahlen (Gamma, Neutronen)

Elektrische Verluste magnetischer Bauteile

Die Verluste sind abgesehen vom ohmschen Widerstand R_{CuDC} des Drahtes **frequenzabhängig**.

Die Kupferverluste werden bestimmt durch:

Draht, Temperatur, Wickeltechnik, Spannung, Strom

Kupferverluste:

Wicklungsverluste ($f = 0$, ohmscher Widerstand R_{CuDC})

Wirbelstromverluste der Wicklung (Skineneffekt, Proximity) $R_{Cu(f)}$
temperaturabhängige Verluste

Die Kernverluste werden bestimmt durch:

Kernmaterial, Kernform, Luftspalt, Temperatur, Lage der Wicklung

Abstand der Wicklung zum Kern, Feldstärke, Induktion, Signalform, Umgebung(Einbauart)

Kernverluste: $R_{K(f)}$

Hystereseverluste

Wirbelstromverluste, Skineneffekt R_w

temperaturabhängige Verluste

Nachwirkungsverluste

Zusätzliche Verluste

Dielektrische Verluste $R_{(De)}$

Gyromagnetische Verluste

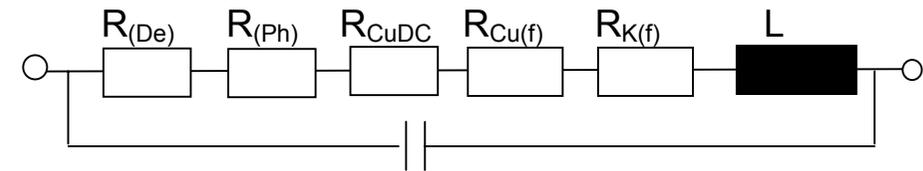
Verluste durch Abschirmung $R_{(As)}$

Verluste durch Peripherie (R_{Ph})

Dielektrische, Verluste, Verluste durch Wirbelströme in der Abschirmung

Der Verlustfaktor $\tan \delta$ für Kernmaterialien in Abhängigkeit von der Frequenz fasst diese Verluste zusammen und stellt einen Anhaltspunkt dar. Mit steigender Temperatur nehmen die Verluste, je niedriger die Curietemperatur ist, stärker zu. Auch müssen bei nicht perfekter Sinus-Welle, die Oberwellen separat betrachtet werden.

Bei einem Rechtecksignal muss noch die 7. Oberwelle (K7) mit relativ geringen Verlusten übertragen werden.



Ersatzbild

C (Summe)
Parallelresonanzkreis

Zusammenhang zwischen Induktion (Flussdichte) B und Feldstärke H

Bei Ferro- bzw. Ferrimagnetischen Stoffen setzt unterhalb der Curietemperatur eine spontane Magnetisierung ein. Die makroskopischen Elementarmagnete sind allerdings beliebig orientiert, so dass ohne externes Feld, keine magnetische Wirkung auftritt. (ohne Restmagnetisierung – Neukurve)

Bei **Ferromaterial** (Blechkerne) sind die Weiß'schen Bezirke unterschiedlich ausgerichtet und dadurch neutral. Beim Anlegen eines magnetischen Feldes über eine Spule ausgehend von $B=0$ und $H=0$ erhält man die Abhängigkeit der Flussdichte B von der Feldstärke H . Das ist die Neukurve.

Bei kleinen Feldstärken kippen nur günstig zum Magnetfeld stehende Bereiche in Feldrichtung um. Es kommt zu Bloch-Wandverschiebungen.

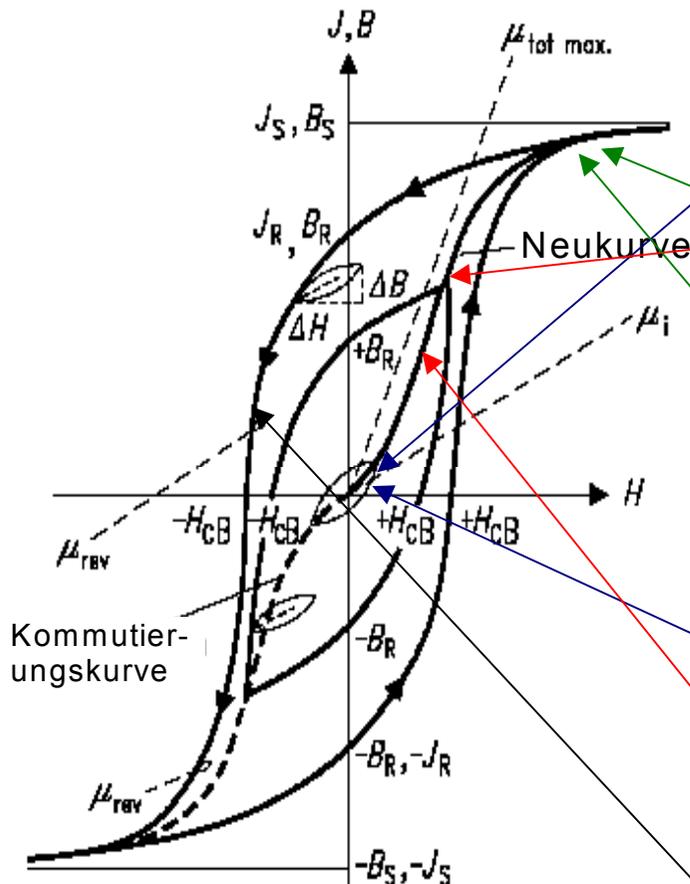
Bei größeren Feldstärken klappen ganze Bereiche um. Das ist der steilste Teil der Kurve. Zuletzt werden die restlichen magnetischen Momente aus ihren Vorzugslagen in die Feldrichtung gedreht, bis die Sättigung erreicht ist. Das sind Drehprozesse ungünstig zum Magnetfeld stehende Bereiche.

Bei **Ferriten** sind die einzelnen Kristalle unterschiedlich ausgerichtet und dadurch neutral. Beim Anlegen eines magnetischen Feldes über eine Spule ausgehend von $B=0$ und $H=0$ erhält man die Abhängigkeit der Flussdichte B von der Feldstärke H . Das ist die Neukurve. Hier sind die magnetischen Momente quasi isoliert voneinander, dadurch kommt es **nicht** zu Wandverschiebungen.

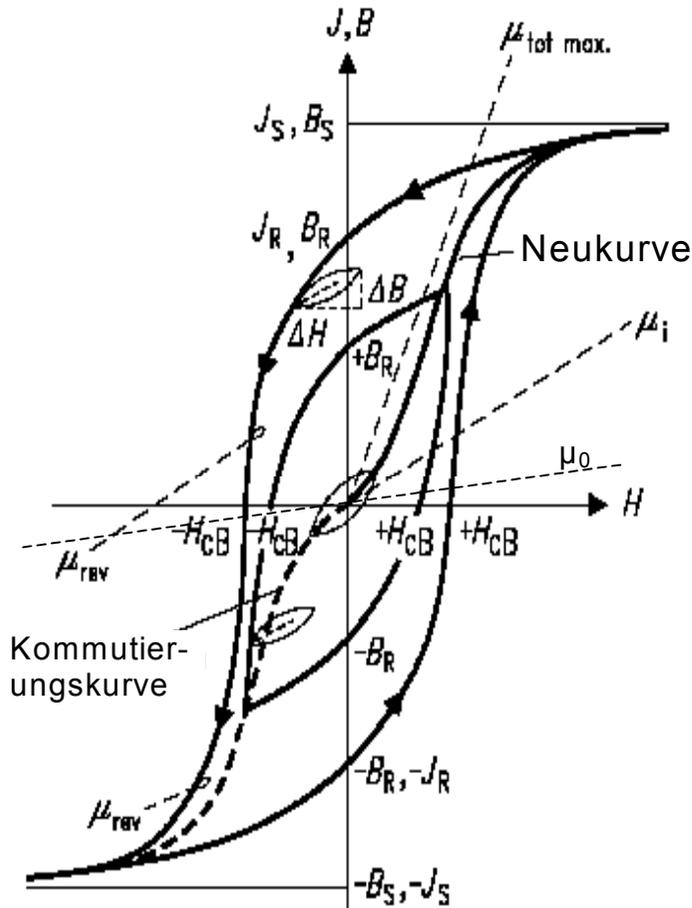
Bei kleinen Feldstärken werden günstig zum Magnetfeld stehende Momente in Feldrichtung ausgerichtet.

Bei größeren Feldstärken klappen viele Kristalle gleichzeitig um. Das ist der steilste Teil der Kurve. Zuletzt werden die restlichen magnetischen Momente aus ihren Vorzugslagen in die Feldrichtung gedreht, bis die Sättigung erreicht ist. Das sind dann wiederum Drehprozesse ungünstig stehenden Kristalle.

Für beide, **Ferro und Ferrimaterialien** gilt: Nimmt man H wieder zurück, dann erhält man einen anderen Verlauf von B . Das ist der in der Hystereseurve angegeben Zusammenhang. Bei Ferromaterial ist die Hystereseurve breiter (H) und viel höher (B bis 1,5 T) – bei Ferriten schmaler (H) kleiner (B bis 300mT).



Grundlegende Parameter der Hystereseschleife



Die **Neukurve** beschreibt den Zusammenhang zwischen B und H bei vollständig entmagnetisiertem Kern, mit Berücksichtigung der nichtlinearen Permeabilität, $B = \mu_0 \mu_r H$. In μ_r ist die Form der Kurve definiert

Die **Kommütierungskurve** ist die Funktion der Neukurve bis zur Sättigung über den gesamten Bereich der Hystereseschleife $+B_S$ bis $-B_S$.

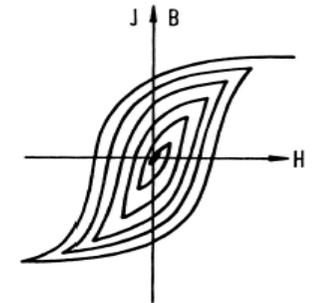
Die **Sättigungsmagnetisierung B_S** ist die maximal erreichbare Flussdichte B. Alle magn. Momente sind ausgerichtet. Sättigungsinduktion

Die **Remanente Flussdichte $B_R(H)$** , Restmagnetisierungsdichte (Remanenz). Beim Abschalten des Magnetfeldes $H = 0$ hat der Kern immer noch eine Restmagnetisierung von $B_R \neq 0$. Bei Ferromaterial ist diese Remanenz um Faktoren stärker ausgeprägt, als bei Ferriten. Der Schnittpunkt der Magnetisierungskurve mit der Ordinate wird Remanenz B_r bezeichnet.

Die **Koerzitivfeldstärke H_c** ist ein Gegenfeld, wodurch die Flussdicht B wieder auf „Null“ reduziert werden kann. Nur für kleine Geometrien.

H_C ist die Feldstärke, bei der die Magnetisierungsschleife die Abszisse schneidet

Eine totale Entmagnetisierung ist nur durch Erwärmung über die Curietemperatur möglich.



Entmagnetisierungs-Schleife

$$\text{Magnetische Feldstärke } H = \frac{(I * N)}{l} = \frac{\text{Ampere} * \text{Windungen}}{\text{Länge}} \quad \frac{\text{A}}{\text{m}}$$

$$\text{Magnetische Flussdichte } B = \frac{\Phi}{A} = \frac{\text{magnetischer Fluss}}{\text{magnetische Fläche}} \quad \frac{\text{Vs}}{\text{m}^2} = \text{Tesla}$$

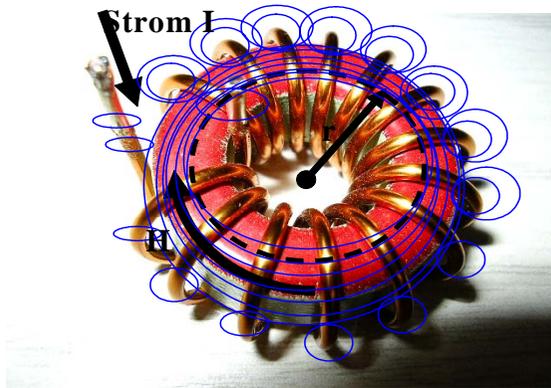
Die magnetische Feldstärke bzw. Magnetisierung [A/m, Oe]

Elektrische Ströme, d.h. bewegte Ladungen, sind die alleinige Quelle der magnetischen Felder.

Der Magnetismus von Permanentmagneten kann auf molekulare Ringströme im Material zurückgeführt werden.

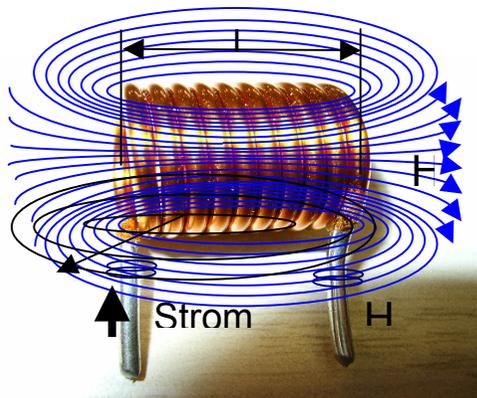
In ferro- bzw. ferrimagnetischer Materie ist die Feldstärke begrenzt durch die Sättigung. Hier müssen die Magnetisierungskurven der Kernmaterialien unbedingt beachtet werden. Luftspulen sind hiervon nicht betroffen – Luft ist paramagnetisch!.

Verlauf der Feldlinien der magnetischen Feldstärke H



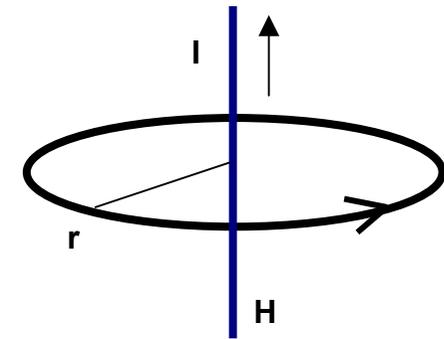
Feldverteilung im Ringkern

$$H := \frac{N \cdot I}{l_e \cdot 10^{-3}} \quad H_{Oe} := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N \cdot I}{l_e}$$



Feldverteilung in einer Zylinderspule

$$H := \frac{N \cdot I}{l}$$



Feld eines geraden Leiters

$$H := \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot r}$$

Die Menge der Feldlinien ist proportional zur Feldstärke

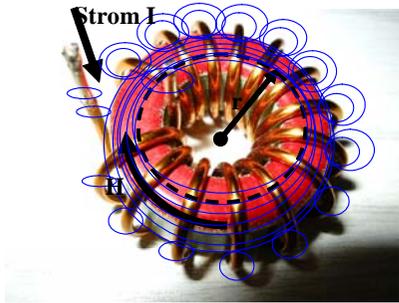
$$H := \frac{N \cdot I}{2 \cdot \pi \cdot r}$$

Feldstärke im
innern des Ringkerns

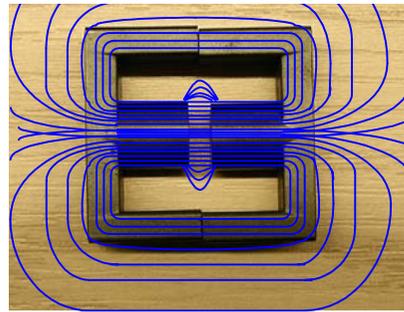
N Anzahl der Windungen
 $l_e \times 10^{-3}$ Magn. Pfad in mm
 l_e Magn. Pfad in cm (amerikanische Daten!)
 Länge des magnetischen Pfades/Weges
 Genau auf das Einheiten-System achten!

gilt nur für $r \gg r_{\text{Draht}}$
 l_e ... Länge der Feldlinie in m
 r_a ... Radius des Leiters in m
 r ... Abstand von der Leitermitte in m
 I .. Stromstärke in A

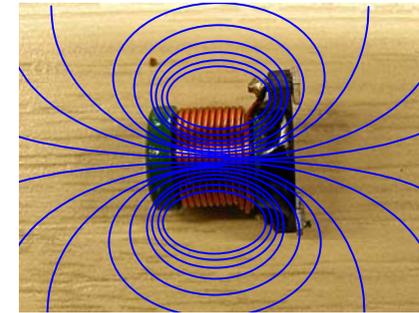
Feldverteilung bei unterschiedlichen Kernformen



Ringkern



E-Kern



Trommel-, Tonnen- oder Stabkern

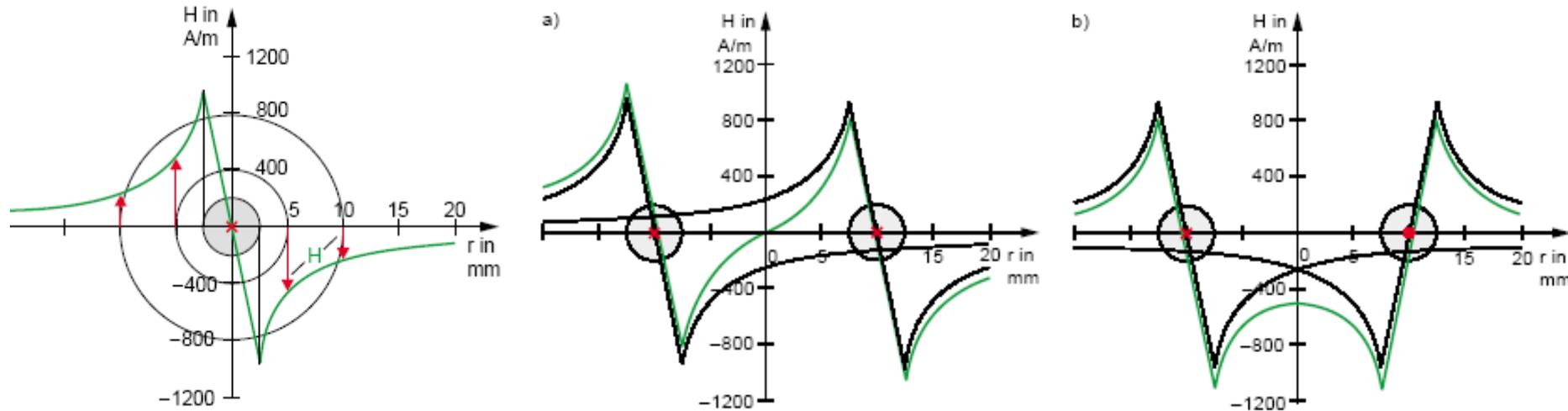
Unterschiede der Feldverteilung:

- Geometrie
- Masse, Größen
- Wickelart

Kernformen



Magnetfelder gibt es überall, wo Energie in Bewegung ist - Beispiele magnetischer Feldverteilung



Feldverteilung in Leitungen

1) Einzelleitung
Beispiel mit 15 A

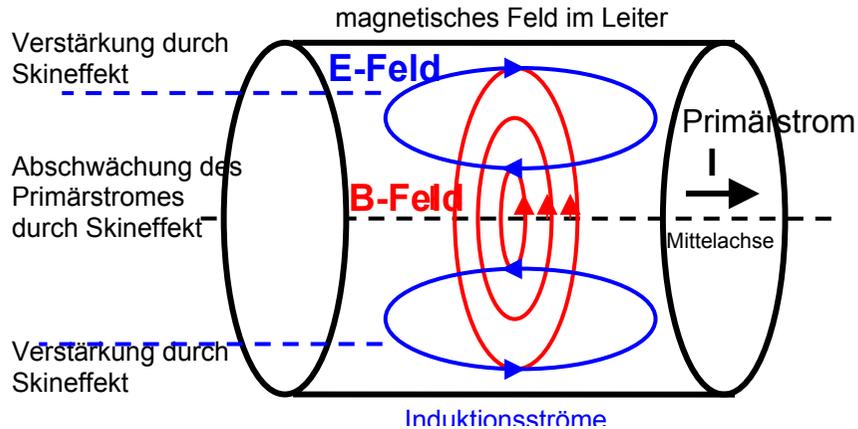
a) die Stromrichtung in den Leitern unterschiedlich

b) die Stromrichtung in beiden Leitern ist gleich

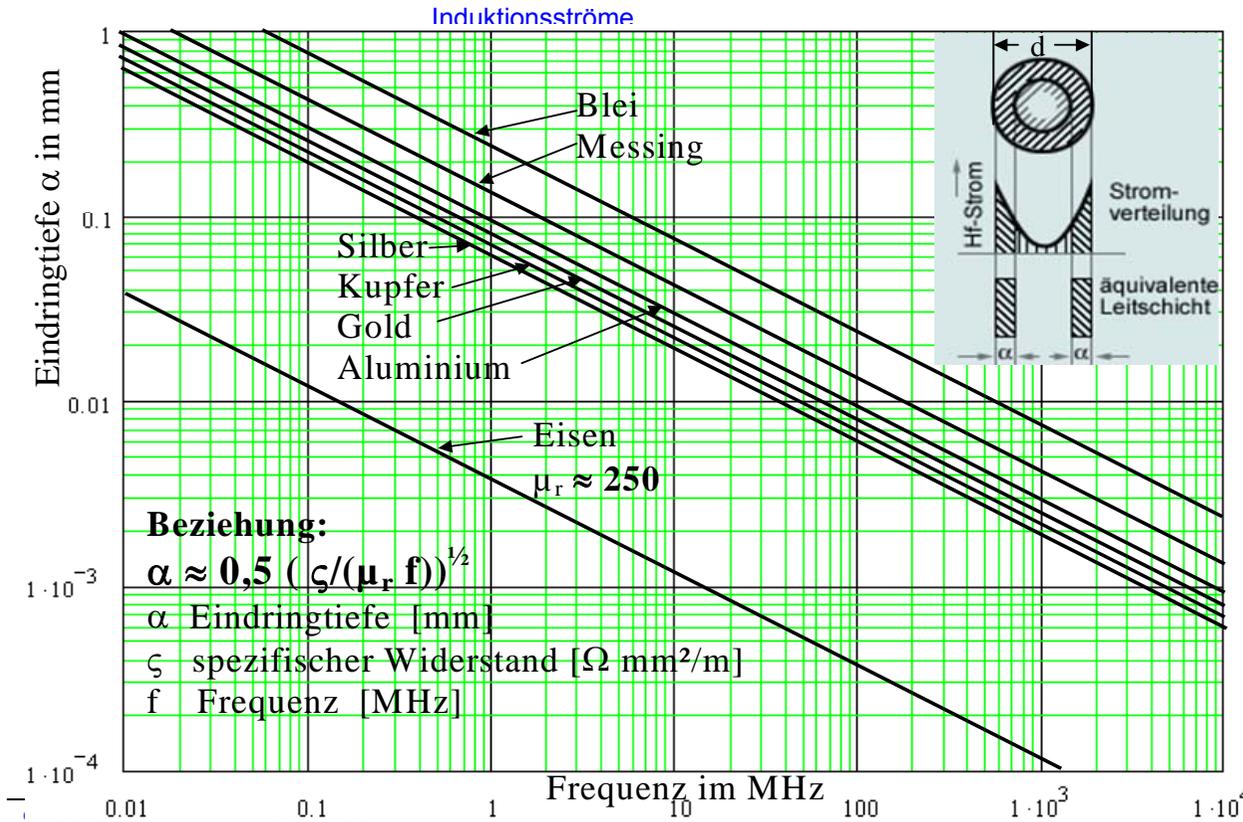
Auswirkungen z.B. Crosstalk zusammen mit kapazitiver Kopplung

Um den Strom durch einen Leiter zu transportieren, ist Energie erforderlich, da die bewegten Ladungen mit den Atomen des Metallgitters zusammenstoßen, ihre kinetische Energie auf diese übertragen, erneut Bewegungsenergie aus dem elektrischen Feld aufnehmen und nach kurzer Wegstrecke wieder mit den Atomen zusammenstoßen usw. Die Energieaufnahme der Metallatome äußert sich in größeren Schwingungen um deren Ruhelage. Aus der Energie der Ladungen entsteht so Wärmeenergie bzw. Wärmeleistung im Leiter. Diese in Wärme umgewandelte elektrische Leistung wird als Stromwärmeverlust bezeichnet. Wird der Leiter dagegen mit Wechselstrom belastet, ist die in ihm erzeugte Verlustleistung um einen Stromverdrängungsfaktor k größer. Diese Verstärkung wird mit dem Skin- und Proximityeffekt erklärt und muss wie beim elektrischen Kreis (Drähte) auch beim magnetischen Kreis (Kerne) beachtet werden. Auch leitende Konstruktionselemente im Bereich von Magnetfeldern, wie Halterungen, Schrauben, Gehäuse usw. können als Verbraucher wirken.

Skineffekt- frequenzabhängige Feldverteilung im Stromleiter und im Kernmaterial



Der „**Skineffekt**“ Hauteffekt ist also die Auswirkung von Wirbelströmen auf den ohmschen und den induktiven Widerstand. Während in einem Gleichstrom durchflossenen, geradlinigen Leiter die Stromdichte an allen Stellen des Leiters den gleiche Wert hat, ist es bei Wechselstrom nicht mehr der Fall. Es findet eine Verdrängung des Stromes nach außen statt. Bei sehr hochfrequenten Wechselströmen ist der Strom auf eine dünne Haut an der Oberfläche beschränkt. Das innere des Leiters ist stromlos. Es kommt auch zur Laufzeit- und Signalverzerrung im Leiter.



Reduzierung des Leitungsquerschnitts durch den frequenzabhängigen Skineffekt. Zum Vergleich der Ohm'sche Widerstand und die Suszeptibilität (Permeabilität)

Material	ζ $\Omega \text{ mm}^2/\text{m}$	χ $\mu_r = \chi - 1$
Silber	0,01612	$-2,5 \cdot 10^{-7}$
Kupfer	0,01724	$-7,4 \cdot 10^{-6}$
Gold	0,02222	$-3,4 \cdot 10^{-7}$
Chrom	0,026	$1,8 \cdot 10^{-4}$
Aluminium	0,03030	$2,1 \cdot 10^{-5}$
Zink	0,048	$-1,2 \cdot 10^{-5}$
Nickel	0,061	
Messing	0,07692	
Zinn	0,10	$2,4 \cdot 10^{-6}$
Platin	0,111	$2,6 \cdot 10^{-4}$
Stahl	0,1	250

Magnetische Bauteile von G.Schindler

Die Diskrepanz von unterschiedlichen Auswertungen, Publikationen und Ergebnissen zum Skineffekt liegt in der Annäherung einer komplexen Besselschen Funktion durch einfacher Algebra. Die Unterschiede sind in der unteren Grafik aufgezeichnet. Beispiel: Verhältnis der Widerstandsänderung nach Philippow für niedere und höhere Frequenzen.

r = Radius in mm hier 0,25mm²
 l = Drahtlänge in m hier 1 m
 f = Frequenz in Hz hier 1 kHz ... 10 MHz
 μ₀ = magnetische Feldkonstante = 1,257 * 10⁻⁶ [Vs/Am]

κ = Leitwert 1/Ω κ := $\frac{1}{0.01724} \Omega m$ [Ωm]
 R_{Cu} = Spez. Widerstand ζ Cu 0,01724 [Ωmm²/m]

$$R_{NF} := \frac{r \cdot 10^{-3} \cdot l}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \sqrt{2 \cdot \pi \cdot x \cdot 10^3 \cdot 1.257 \cdot 10^{-6} \cdot \mu_r \cdot \chi}$$

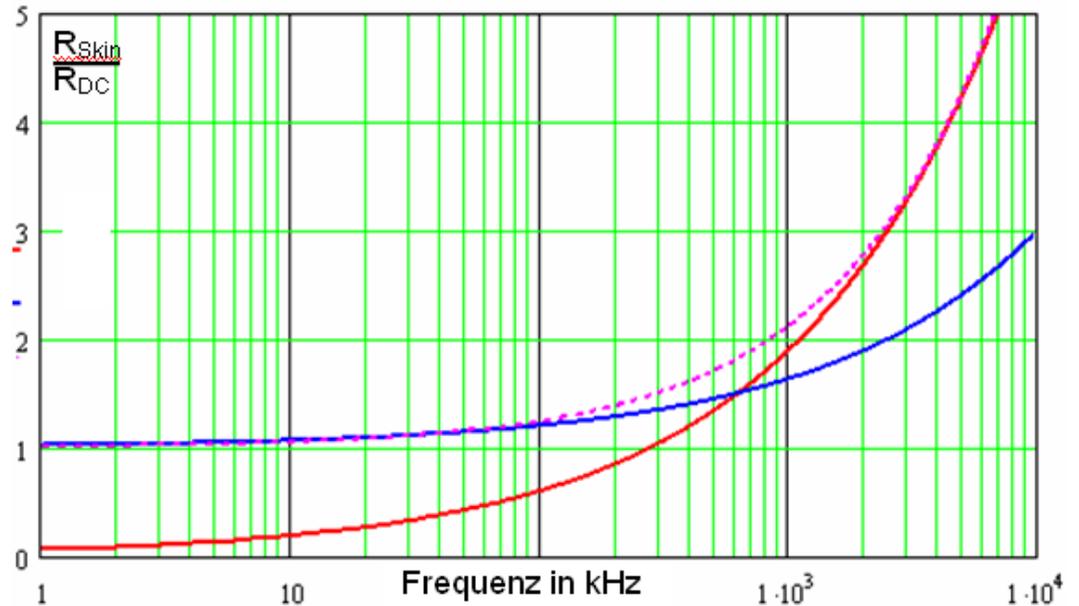
R_{NF} für niedere Frequenzen

$$R_{HF} := 1 + \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{r \cdot 10^{-3} \cdot l}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \sqrt{2 \cdot \pi \cdot y \cdot 10^3 \cdot 1.257 \cdot 10^{-6} \cdot \mu_r \cdot \chi} \right)$$

R_H für höhere Frequenzen

Der Begriff Skinfaktor ist das Verhältnis:

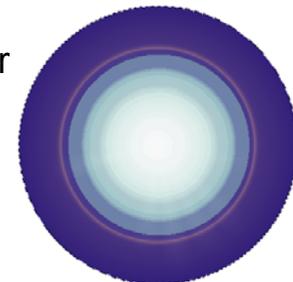
$$Skin_factor = \frac{R_{skin}}{R_{dc}}$$



R_{NF} für niedere Frequenzen
 R_{HF} für höhere Frequenzen
 Bessel-Funktion

Verhältnis der Widerstandsänderung durch den Skineffekt bei einer Drahtstärke von 0,5 mm

Stromverdrängung zur Leiteroberfläche



Kommentar:

Ein Gleichstrom verteilt sich über den Querschnitt eines graden homogenen Leiters gleichmäßig mit konstanter Stromdichte. Bei Wechselstrom ist die Stromverteilung über den Querschnitt mehr oder weniger ungleichmäßig und die Stromdichte nach Betrag und Phase veränderlich. Der Strom wird im innern des Leiters mit ansteigender Frequenz zunehmend geschwächt und an der Leiteroberfläche, je nach Geometrie, an bestimmten Stellen konzentriert. Gleichzeitig wird der vom Strom erzeugte magnetische Fluss im Leiterinneren geschwächt. Es kommt zu einer **Strom-, Fluss- und Feldverdrängung**.

Zu einer Strom- und Flussverdrängung kommt es, weil der im Leiterinneren verlaufende magnetische Wechselfluss nach dem Induktionsgesetz zusätzliche Spannungen und Ströme (Wirbelströme) erzeugt. Dadurch wird die Stromverteilung über den Querschnitt geändert. Gleichzeitig reagiert der magnetische Fluss auf die unterschiedliche Stromverteilung. Strom- und Flussverdrängung verändern sich durch:

Frequenz, Leitfähigkeit, Permeabilität, Querschnitt, Querschnittsform, Einwirkung benachbarte Leiter

Bei niederen Frequenzen (Starkstrom) kommt es nur bei großen Leiterquerschnitten oder bei ferromagnetischen Leitern zu einer Stromverdrängung. Bei Hochfrequenz fließt der Strom nur in einer dünnen Schicht unter der Leiteroberfläche. Hier ist dann auch die Beschaffenheit (längere Stromwege durch die Porösität) der Oberfläche ausschlaggebend.

Durch die Stromverdrängung steigt der (Wechselstrom-) Wirkwiderstand R , weil der Leiterquerschnitt nicht mehr für die Stromleitung wirksam ist. Dadurch steigen die Stromwärmeverluste $P_V = I \times R^2$ (I = Effektivwert).

Die Flussverdrängung bewirkt immer eine Verringerung des Flusses und damit eine Verringerung der Induktivität L_i . Dies ist weniger bei Transformatoren oder Spulen ausschlaggebend, aber Kabel mit definierten Z . (10 cm Kabel/Leitung \approx 100 nH)

Auch in Leitern, denen ein magnetischer Wechselfluss zugeführt wird, Eisen- oder Ferritkernen, treten Wirbelströme und Flussverdrängungen auf. Dies kann in Grenzen durch Verringerung der magnetisch Leitfähigkeit des Kerns kompensiert werden.

Die Leitschichtdicke δ in mm entspricht ca.: Beide Formeln sind gleichwertig!

$$\delta_1 := \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \kappa \cdot \mu_T \cdot \mu_0}} \quad [\text{mm}]$$

$$\delta_2 := \sqrt{\frac{R_{\text{CuDC}}}{\pi \cdot f \cdot \mu_T \cdot \mu_0}} \quad [\text{mm}]$$

f [Hz] Frequenz

κ [S] Leitwert von Kupfer

$$\kappa := \frac{1}{0.01724} \quad \Omega\text{m}$$

R_{CuDC} Gleichstromwiderstand von Kupfer bei 20°C

$$R_{\text{CuDC}} := 0.01724 \frac{\Omega\text{mm}^2}{\text{m}}$$

μ_0 Permeabilität des Vakuums

$$\mu_0 = 1,257 \times 10^{-6} \text{ Vs/Am}$$

μ_r Relative Permeabilität von Kupfer

$$\mu_r = 0,9999924 \approx 1$$

Magnetische Bauteile von G.Schindler

Diese Funktion der Leitschichtdicke δ gilt nur wenn δ im Verhältnis zum Radius r , $d/2$ klein ist ($r > 4x\delta$).

Die Fläche für den Stromfluss ist folgend definiert:

$$A := \pi \cdot (d - \delta) \cdot \delta \quad [\text{mm}]$$

A [mm] Fläche des Kreisrings, „Skinfläche“

$$R := \frac{l}{\kappa \cdot \pi \cdot (d - \delta) \cdot \delta} \quad [\Omega]$$

d [mm] Durchmesser des Drahtes

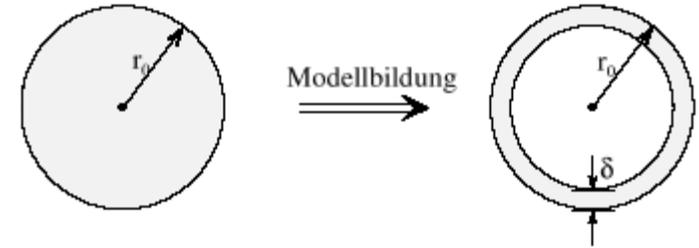
δ [mm] Leitschichtdicke

κ [S] Leitwert von Kupfer

l [m] Länge des Drahtes/Leiters

$$R := \frac{l}{\kappa \cdot A} = \frac{l \cdot R_{CuDC}}{A} \quad \Omega$$

Der Widerstand R errechnet sich analog zum Gleichstrom, nur mit der verkleinerten Fläche/Kreisring



Weitere Interpretationen zur Widerstandsberechnung, die alle ca. das gleicher Ergebnis liefern sind:

$$R := R_{20} \cdot \frac{d}{(4 \cdot \delta)}$$

R_{20} [Ω] Gleichstromwiderstand des Drahtes bei 20° (Länge berücksichtigt)

R_{CuDC} [$\Omega\text{mm/m}$] Gleichstromwiderstand von Kupfer bei 20°C

$$R := 6.33 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{l}{d} \cdot \sqrt{f \cdot R_{CuDC} \cdot \mu_r}$$

Bei der Beurteilung des Skineffekts muss zuerst die Eindringtiefe berechnet und mit dem Leiterradius verglichen werden. Hier resultieren 3 Möglichkeiten:

$r < \delta$: Skineffekt nicht oder kaum wirksam

$$R = R_{DC}$$

$r > \delta$: Skineffekt wirksam, Widerstand steigt $\sim \omega^{1/2}$

$$R = R_{AC}$$

$\delta < r < 4\delta$: Übergangsbereich, Skineffekt leicht wirksam

$$R_{DC} < R < R_{AC}$$

Die Drahtverluste ergeben sich dann ca. aus:

$$P_{skin} := I_{AC}^2 \cdot R$$

Eine bessere und genauere Berechnung liefert eine komplexe Besselfunktion, wobei die Geometrie und die Peripherie des Leiters berücksichtigt werden.

Feldverteilung zwischen den Stromleitern durch den Proximity-Effekt

Wenn mehrere Leiter nebeneinander liegen, wird die Stromdichteverteilung eines Leiters durch das magnetische Feld der nebenbei liegenden Leiter beeinflusst. Dieses Phänomen wird als "Proximity Effekt" bezeichnet.

Auch der Proximity-Effekt kommt im magnetischen Kreis vor, wird auch zumeist in den Datenblättern der Kernhersteller durch die Kernverluste berücksichtigt.

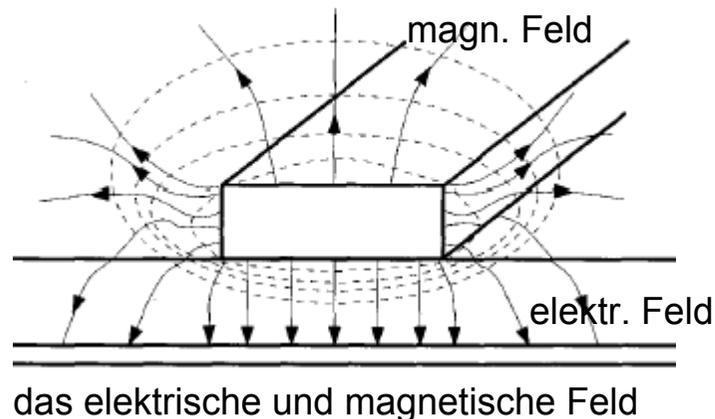
Proximity- und Skineffekt ist überall ein Problem, wo elektrische Energie frequenzabhängig bewegt wird.

In Schaltnetzteilen ist der Proximity-effekt stark ausgeprägt: **Laden** ⇔ **entladen** bei relativ hohen Frequenzen.

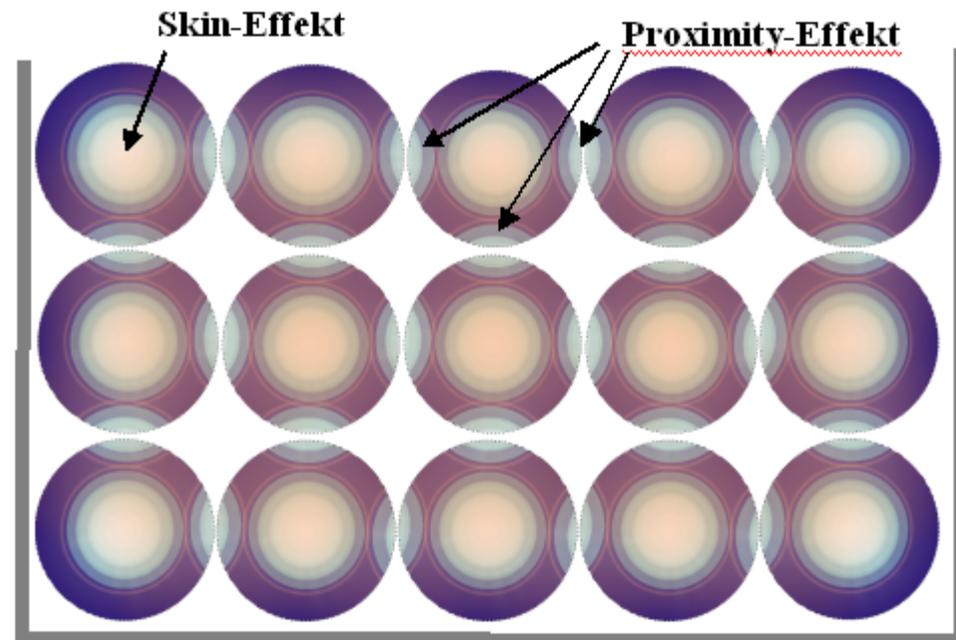
Egal ob Fly-Back oder Durchfluss-Wandler! Die Verluste, die durch den Proximity-Effekt verursacht werden sind je nach Feldstärke (Strom) um ein vielfaches höher als die Verluste durch den Skin-Effect.

Der Proximity-Effect ist abhängig von:

- Frequenz
- Strom
- Leitergeometrie (Form und Größe)
- Position der Leiter zueinander
- Abstand



Beispiel mit Rundleitern



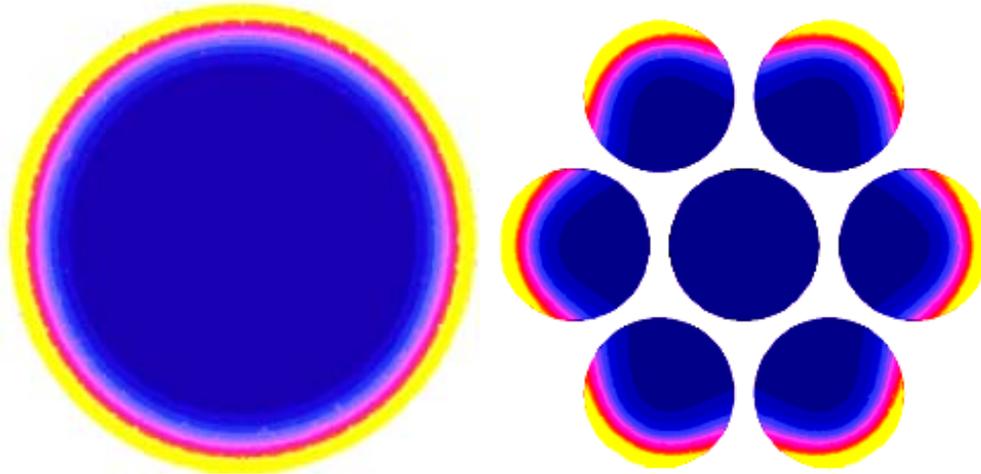
[Die Funktion ist sehr komplex.](#)

Stromdichteverteilung einer Litze mit sieben Einzeldrähten im Vergleich

zu einem flächengleichen Volldraht bei einer Frequenz von 150 kHz

Skin-Effekt

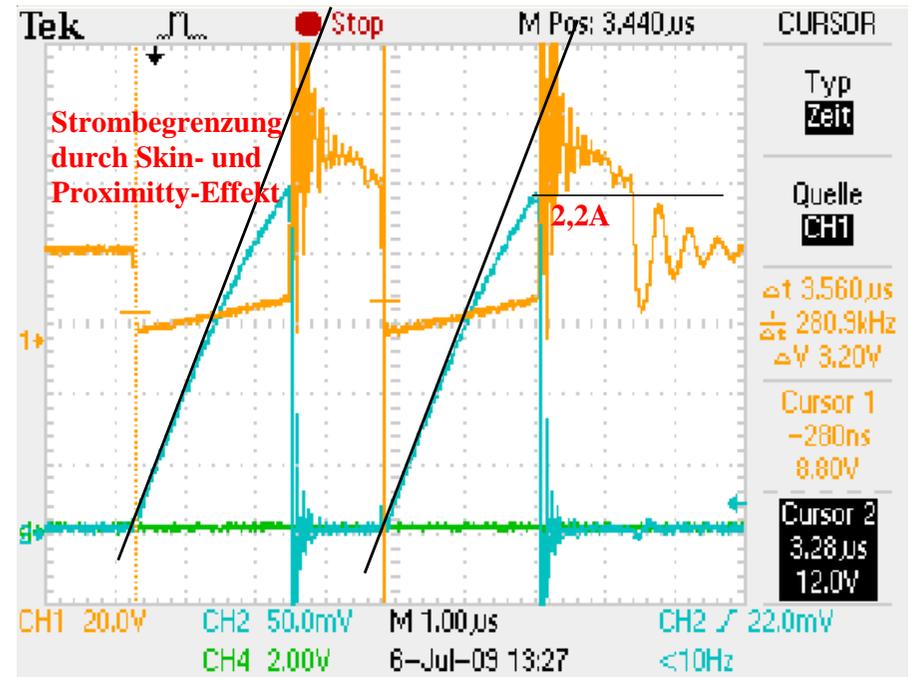
Proximity-Effekt



blau: hochohmig => gelb: niederohmig

lässigen könnte, ist bei der Anordnung mehrerer Runddrähte mit deutlich größeren Verlusten zu rechnen (die Erhöhung durch den Proximityeffekt liegt bei zwei Drähten bei etwa 2,5 %, bei sieben Drähten beträgt die Erhöhung bereits ca. 25 %). Interessant ist hierbei noch der Verlauf der Stromdichte innerhalb der Runddrähte bei symmetrischer Anordnung von sieben Drähten. Der Einfluss der äußeren Drähte auf die anderen äußeren Nachbarn scheint sehr gering zu sein, während der Einfluss auf den mittleren Draht dafür umso größer ist. Würde man die sieben Drähte durch einen einzigen Draht (Volldraht) mit gleichem Gesamtflächeninhalt ersetzen, erhält man eine ähnliche Verteilung der Stromdichte und einen annähernd identischen Widerstand !

Erst wenn die Einzeldrähte so miteinander verflochten werden, dass jeder einzelne Draht über eine gewisse Drahtlänge jede Lage innerhalb des gesamten Querschnitts mit der gleichen Wahrscheinlichkeit einnimmt wie die anderen Drähte, erreicht man eine gleichmäßigere Stromdichteverteilung und somit deutlich geringere Verluste als beim Volldraht. Mit steigender Anzahl von Drähten steigt ebenfalls der Widerstand der einzelnen Drähte infolge des Proximityeffektes. Selbst wenn die Parameter Drahtradius und Frequenz so gewählt werden, dass man die Proximityverluste vernach-



Einfluss von Skin- und Proximity-Effekt (Fly Back)

Die magnetische Flussdichte, bzw. magn. Induktion [Vs/m² bzw. T (Tesla), G (Gauss)]

Der Zusammenhang zwischen magnetischer Feldstärke H und magnetische Induktion (Flussdichte) B ist im Vakuum durch **B = μ₀ x H** definiert. Im materiegefülltem Raum ist diese Beziehung nicht mehr erfüllt. Die Atome oder genauer deren Elektronen und der Kern wechselwirken mit dem Magnetfeld und verändern den Einfluss auf die Induktion. Hierbei ist μ₀ eine natürliche magnetische Feldkonstante mit 1,257 x 10⁻⁶ [Vs/Am] oder 4 x π x 10⁻⁷ [Vs/Am, H/m]

Alle anderen μ's sind dimensionslose, material- bzw. materieabhängige Korrekturwerte dieser Feldkonstanten

Die magnetische Permeabilität μ = μ_s' - jμ_s'' ist komplex, d.h. μ_s' = Realteil L_S ; μ_s'' = Imaginärteil R_S(Verluste)
Zur Definition von Induktivitäten reicht glücklicherweise oft die näherungsweise, lineare Betrachtung aus.

In Materie sind **B** (Flussdichte bzw. Induktion) und **H** (Feldstärke) nicht mehr proportional.

- B = μ₀ x μ_r x H** Hier ist dieser Korrekturwert μ_r zur Anpassung erforderlich
 - B = μ₀ x H + J** B: Magnetische Flussdichte [Vs/m² bzw. T (Tesla), G (Gauss)]
1T (Tesla) = 1 Vs/m² = 10⁴ G (Gauss)
 - B = μ₀ x (H + M)** H: magnetische Feldstärke [A/m, Oe] (freie Elektronen)
M: Magnetisierung [A/m] (gebundene Elektronen)
J: Polarisation [Vs/m² bzw. T (Tesla)]
- Das Produkt B x H ist das Produkt für die gespeicherte Energie pro Volumeneinheit

$$B_s := \frac{0.25 \cdot U_s \cdot 10^9}{f \cdot N \cdot A_e}$$

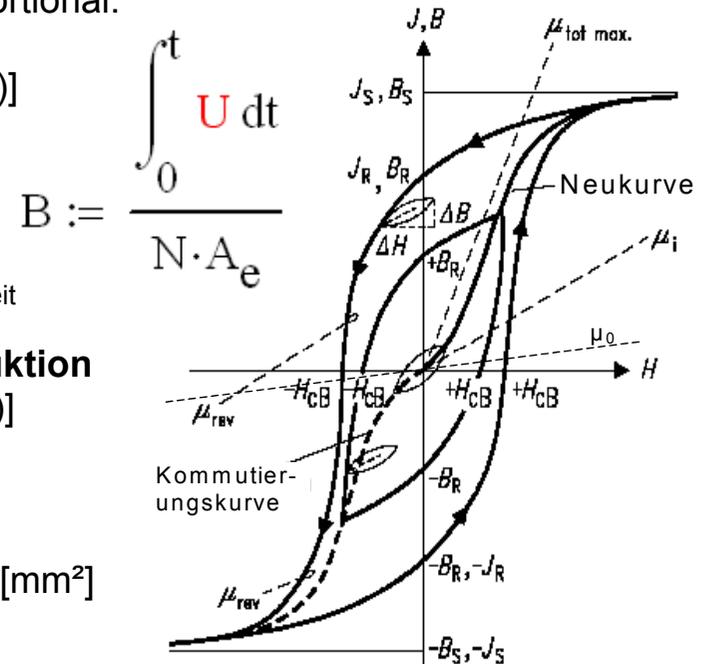
$$B_s := \frac{0.225 \cdot U_s \cdot 10^9}{f \cdot N \cdot A_e}$$

$$B_{Gauss} := \frac{U_{eff} \cdot 10^8}{4.44 \cdot f \cdot N \cdot A_e \cdot 10^{-2}}$$

Für Elektroniker interessante Interpretationen der Induktion

- B_s = Spitzenwert der Induktion [Vs/m² bzw. T (Tesla)]
- U_s = Spitzenwert der Spannung [V]
- f = Arbeitsfrequenz [Hz]
- N = Windungszahl
- A_e = effektiver magnetischer Querschnitt des Kerns [mm²]
- 0,225 = Korrekturwert für Sinusspannung
- 0,25 = Korrekturwert für Rechteckspannung

Alternativ zu μ wird die Materialgröße χ (kappa) **Suszeptibilität χ = μ_r - 1** bei naturwissenschaftlicher Betrachtung verwendet. Bei Ferriten sind Werte > 50 gebräuchlich, somit kann χ oder μ_r praktisch direkt verwendet werden.

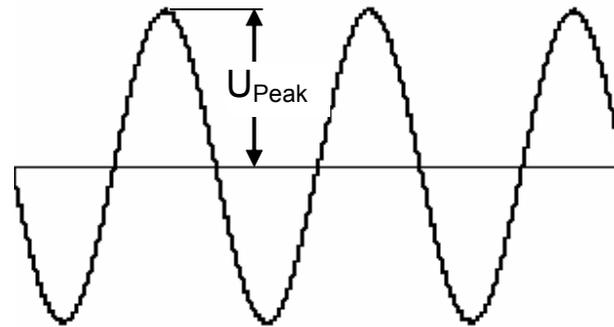
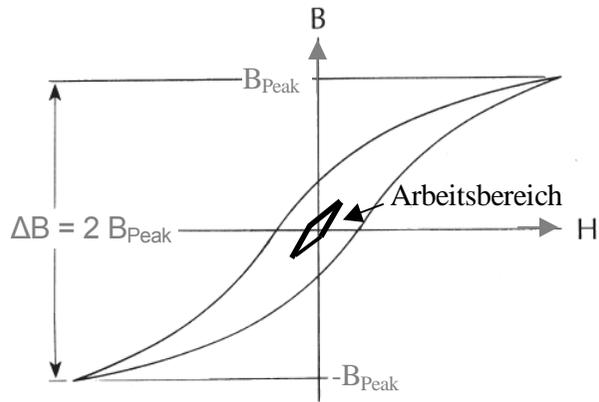


Magnetische Bauteile von G.Schindler

Bei der Induktion muss unterschieden werden zwischen **unipolarer Induktion** (nur im positiven oder negativen Bereich der B/H-Kurve) und **bipolarer Induktion** (symmetrisch im positiven und negativen Teil der B/H-Kurve).

Bei **unsymmetrischer** Ansteuerung, wie bei einigen Schaltnetzteilen (Fly back), wird durch die Induktion, die Polarisation, bzw. Magnetisierung nicht mehr auf den Ausgangspunkt abgebaut (der magn. Fluss wird nicht abgebaut), sondern durch den nächsten Impuls bis zu einem Maximum hochgeschaukelt. Die Unsymmetrie führt also zu einer Verschiebung von B_x um das schwankende ΔB . Ein zu großes ΔB führt zur Sättigung und die Induktivität bricht zusammen.

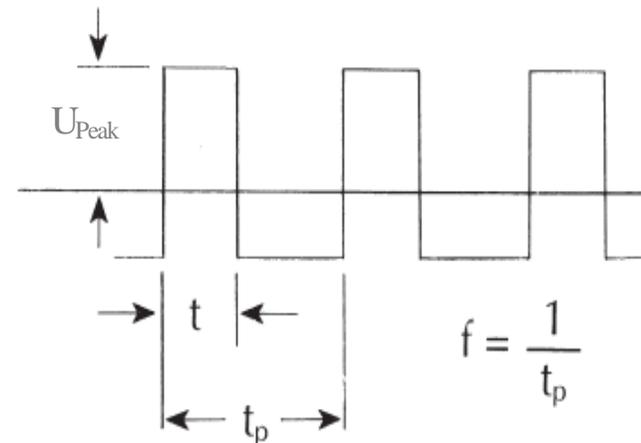
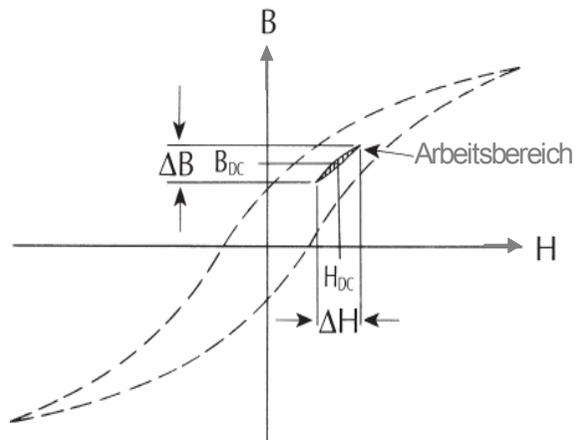
Unter Hysterese versteht man den physikalischer Effekt, der zwei verschiedene Werte annehmen kann, die von der Vorgeschichte abhängen. Ferro-bzw. Ferrimagnetische Werkstoffe zeigen die Erscheinung der magnetischen Hysterese.



$$B := \frac{\sqrt{2} \cdot U_{\text{eff}} \cdot 10^9}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot N \cdot A_e} \quad B_{\text{Gauss}} := \frac{U_{\text{eff}} \cdot 10^8}{4.44 \cdot A_p \cdot 10^{-2} \cdot f \cdot N}$$

$$B := \frac{0.225 \cdot U_s \cdot 10^9}{f \cdot N \cdot A_e}$$

B = Flussdichte in Tesla (mT, Vs/m²)
 B_{Gauss} = Flussdichte in Gauss, 1T = 10⁴G
 bei Effektiv- Sinusspannung



$$B := \frac{0.25 \cdot U \cdot 10^9}{f \cdot N \cdot A_e} \quad B_{\text{Gauss}} := \frac{U_{\text{Peak}} \cdot t \cdot 10^8}{2 A_e \cdot 10^{-2} \cdot N}$$

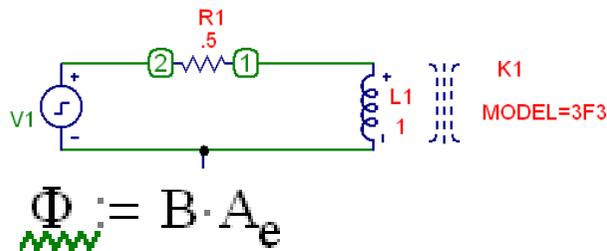
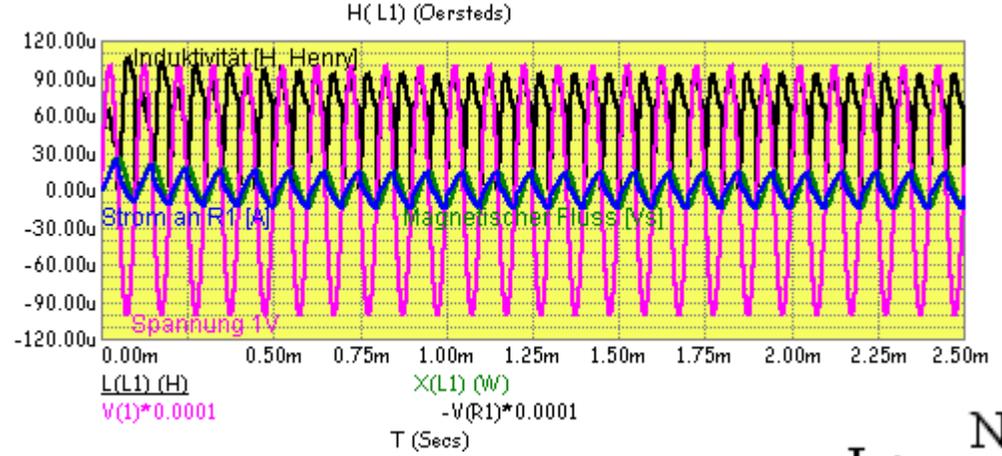
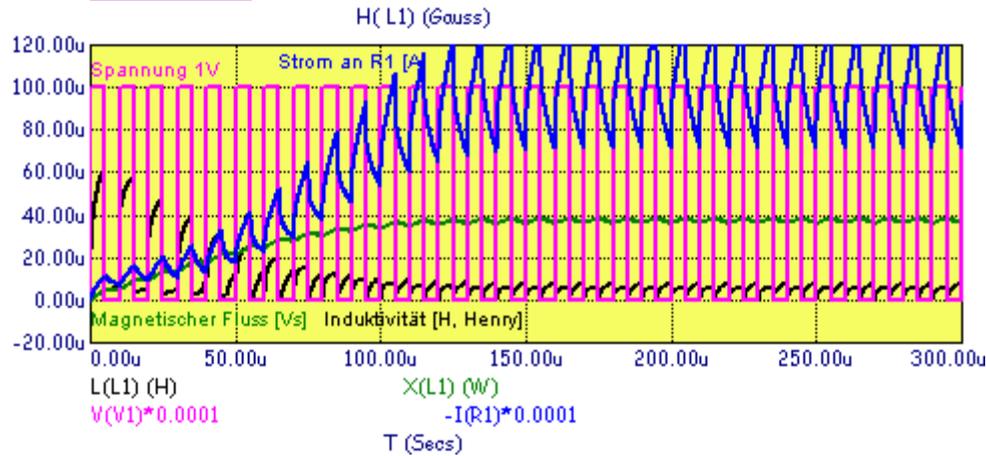
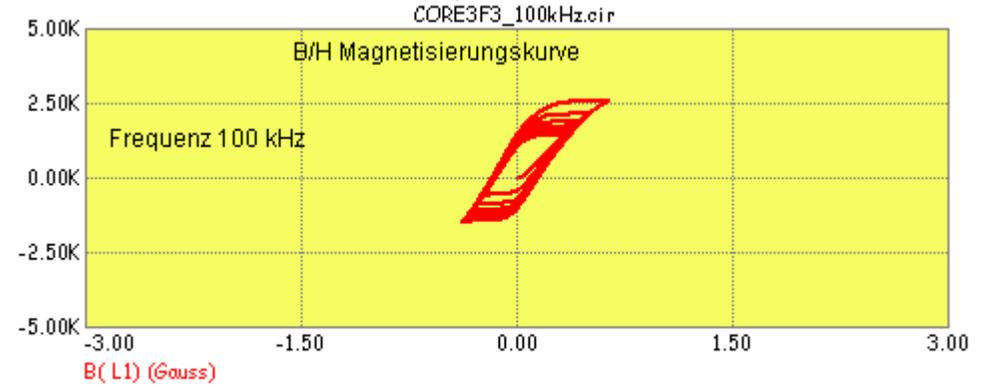
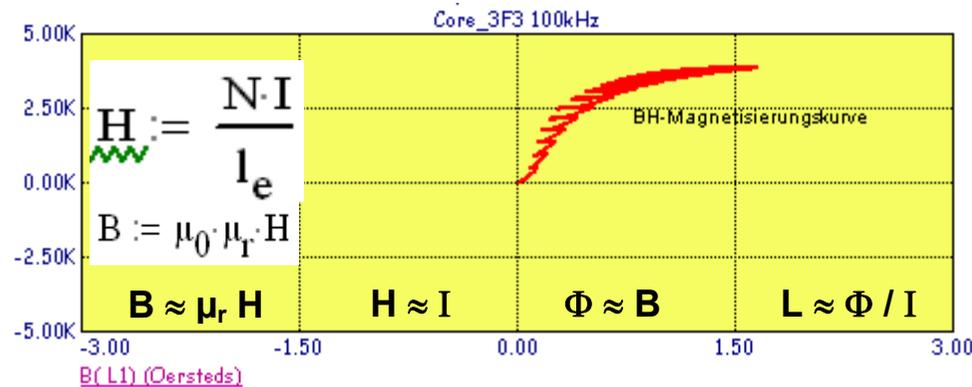
ΔB = Flussdichte in G (Gauss)
 U_{peak} = Spannung an Drossel (V)
 t = Zeit pro Impuls
 f = Frequenz
 A_e = Querschnitt des Kerns in mm²
 N = Anzahl der Windungen

[Berechnungsbeispiel:](#)

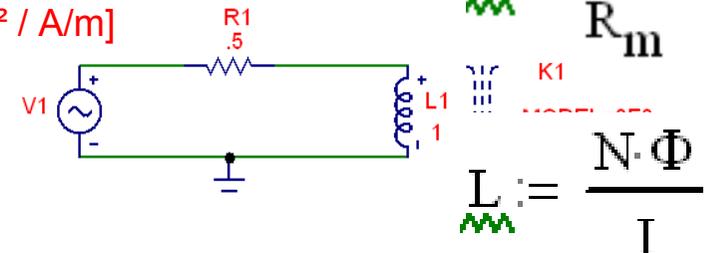
Magnetische Bauteile von G.Schindler

Vergleich 1V-Rechteckspannung mit 1V-Sinusspannung bei 100 kHz

Simulation mit Jiles-Atherton-Model zu proportionalen Betrachtung (U und I mit Faktor 10⁻⁴ belegt)



- Rot: B/H-Magnetisierungskurve [Vs/m² / A/m]
- Schwarz: L Induktivität [H, Vs/A]
- Grün: Φ magnetischer Fluss [W, Vs]
- Blau: I Strom über R1 [A]
- Magenta: U Spannung des Generators [V]

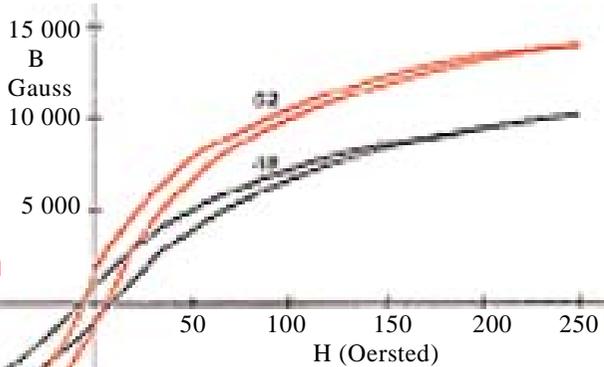


Magnetisierungskurven von Industrie-Kernmaterialien (MicroMetals, FerroxCube, Epcos, VAC)

Micrometals

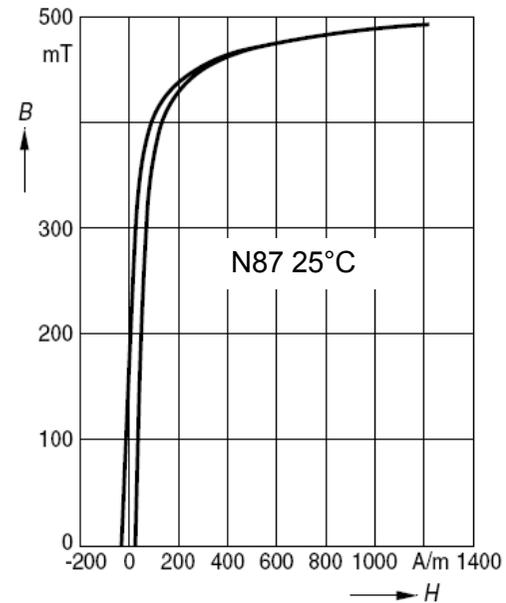
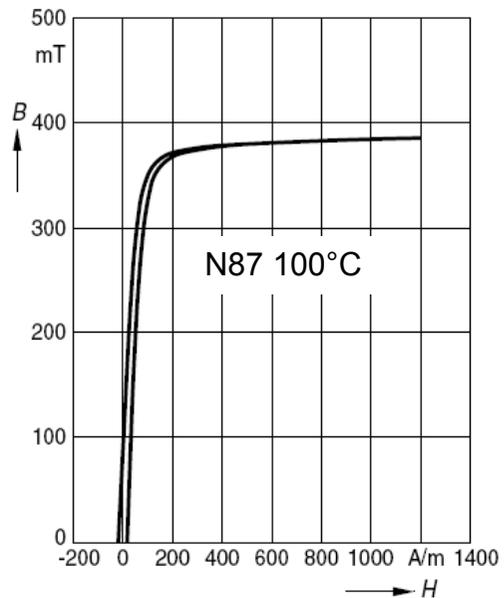
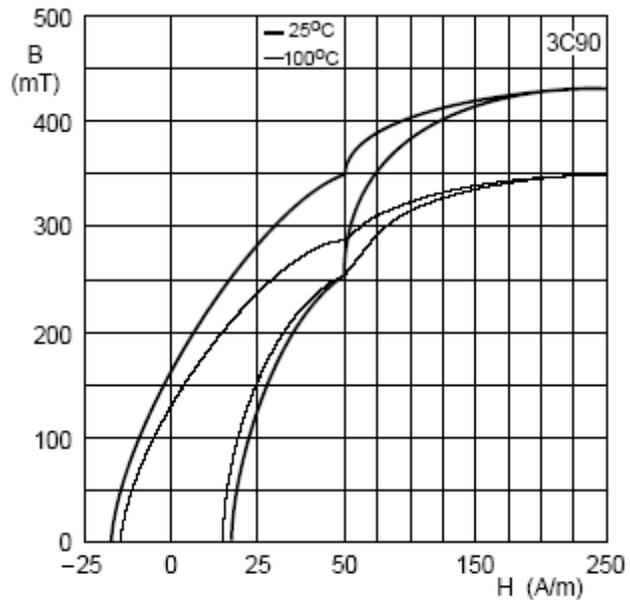
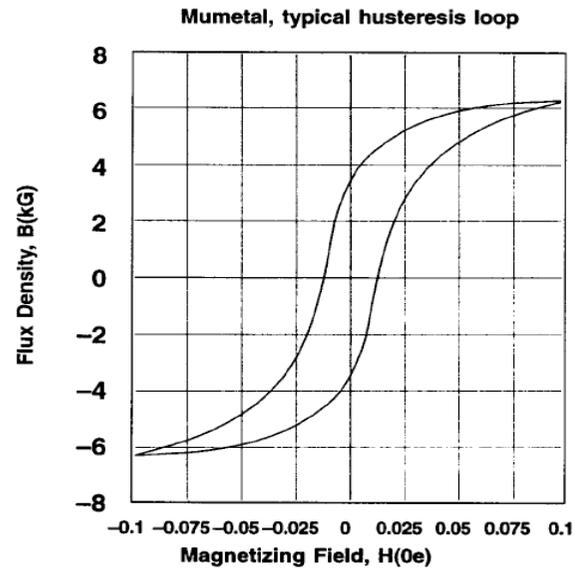
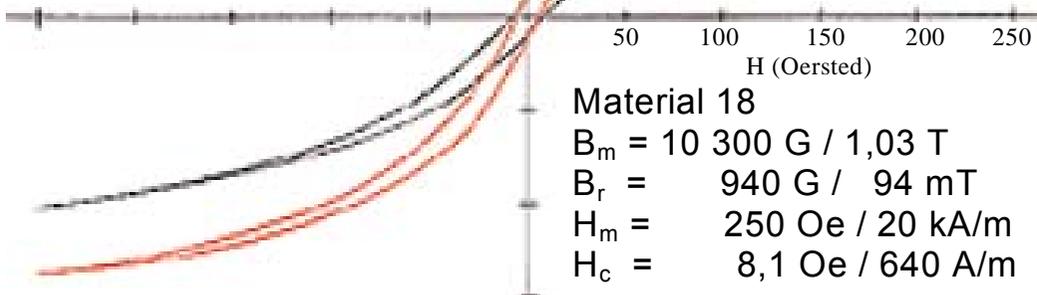
Material 52

$B_m = 14\ 000\ \text{G} / 1,4\ \text{T}$
 $B_r = 1\ 450\ \text{G} / 145\ \text{mT}$
 $H_m = 250\ \text{Oe} / 20\ \text{kA/m}$
 $H_c = 6.3\ \text{Oe} / 500\ \text{A/m}$



Material 18

$B_m = 10\ 300\ \text{G} / 1,03\ \text{T}$
 $B_r = 940\ \text{G} / 94\ \text{mT}$
 $H_m = 250\ \text{Oe} / 20\ \text{kA/m}$
 $H_c = 8,1\ \text{Oe} / 640\ \text{A/m}$



Die Permeabilität μ

Die Permeabilität μ oder Suszeptibilität χ ($\chi = \mu - 1$) ist ein Maß für die Veränderung einer Induktivität durch das Einbringen von Materie in ein homogenes Magnetfeld. Werden Para-, Ferri- oder Ferromagnetische Materialien in eine Spule eingebracht, so steigt die Induktivität und damit der induktive Widerstand ωL um den Faktor μ_r .

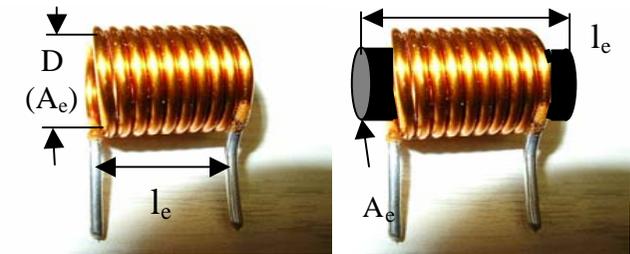
Bei Magnetics ist die Bezeichnung Permeabilität μ gebräuchlich, in der Physik wird der Begriff Suszeptibilität χ verwendet.

- $\mu < 1$ $\chi < 0$ Diamagnetismus – werden vom Magnetfeld abgestoßen
- $\mu > 1$ $\chi > 0$ Paramagnetismus z.B: Luft $\mu_0 = 1,257 \times 10^{-6}$ [H/m; Vs/Am]
- $\mu \gg 1$ $\chi \gg 0$ Ferri- und Ferromagnetismus

$$L := \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{N^2 \cdot A_e}{l_e}$$

Beispiel Drossel:
 N = Windungszahl
 A_e = magnetische Fläche m^2, cm^2, mm^2
 l_e = Länge der Spule/Kern m, cm, mm
 μ_0 = magnetische Feldkonstante $1,257 \times 10^{-6} = 4\pi \times 10^{-7} \text{ Vs/Am}$
 μ_r = relative Permeabilität

Beispiel:
 Luftspule \Leftrightarrow mit Kern $L := \frac{1,257 \cdot 10^{-6} \cdot 95 \cdot 10^2 \cdot 0,009^2 \cdot \frac{\pi}{4}}{0,015}$



Luftspule

mit Kern

Die Flussdichte B (Induktion) im innern einer Spule mit Kern setzt sich zusammen Aus der magnetischen Flussdichte des Vakuums μ_0 [Vs/Am] x Feldstärke H [A/m] und der magnetischen Polarisation J [Vs/m²] des Kerns.

$L = 500 \text{ nH}$
Faktor 100

$L = 50 \text{ }\mu\text{H}$

$$\mathbf{B} = \mu_0 \times \mathbf{H} + \mathbf{J}$$

B [Vs/m²] J [Vs/m²] μ_0 [Vs/Am] H [A/m]

Die Veränderung(Zuwachs) der Induktion J bei gleich bleibender Feldstärke H lässt ein Ausklammern des Faktors „ $\mu_0 \times H$ “ ($\chi + 1$) zu. Dieser Ausdruck wird mit μ_r bezeichnet und heißt „relativen Permeabilität“ oder Permeabilitätszahl .

$$\mathbf{B} = \mu_0 \times \mu_r \times \mathbf{H}$$

B [Vs/m²] μ_0 [Vs/Am] μ_r = Multiplikator H [A/m]

Angaben der Permeabilität in Datenblättern

Die Permeabilität für unterschiedliche elektromagnetische Anwendungsfälle anders, wie die Hysereseschleife zeigt. In den Datenblättern, wenn als Wert angegeben, ist die Permeabilität nur eingeschränkt brauchbar und auch nur in engen Grenzen gültig. Die Angaben sind zumeist linearisiert oder nur für sehr kleine Wechselfelder und Bereiche ausgelegt. Das Jiles-Atherton-Model ist ein brauchbares Model zur Simulation, das die gesamte Hysterese-Kurve berücksichtigt.

Die Permeabilität ist eine komplexe Funktion, von vielen unterschiedlichen Faktoren abhängig:

Induktion B	Feldstärke H	Material	Wickelart	Geometrie	Luftspalt
Frequenz	Kurvenform	Temperatur	usw.		

Vergleiche unterschiedlicher Materialien sind nur unter gleichen Bedingungen zuverlässig.

Alle μ 's sind dimensionslos, ausgenommen μ_0 ist eine magnetische Feldkonstante ($1,257 \times 10^{-6}$ Vs/Am) für Luft.

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi = 12,57 \text{ [nH/cm]}$$

Effektive Permeabilität μ_e (effective permeability)

In den Datenblättern der Ferrite ist μ_e angegeben und als magnetische Formkenngröße oder Formfaktor berücksichtigt. Wird ein Kern mit einem Luftspalt versehen, so stellt sich eine geringere Permeabilität μ_e ein. Dies wird durch den erhöhten magnetischen Widerstand im Luftspalt verursacht.

Hier ist nicht nur der Werkstoff, sondern auch die Form, Größe bzw. Abmessungen, sowie der Luftspalt berücksichtigt.

$$L := \mu_0 \cdot \mu_e \cdot N^2 \cdot \sum \frac{1}{A}$$

$\sum \frac{1}{A}$	Kernformfaktor aus Datenbuch [1/m, 1/mm]
L	Induktivität [H, Vs/A, Ω s]
N	Windungszahl
μ_0	magnetische Feldkonstante [Vs/Am]

Für Ringkerne ohne Luftspalt gilt:

μ_e effektive Permeabilität
Der AL-Wert [nH] ist allerdings

effektiver anwendbar.

$$L := \frac{1}{2\pi} \cdot \mu_0 \cdot \mu_i \cdot N^2 \cdot h \cdot \ln\left(\frac{d_a}{d_i}\right)$$

L	Induktivität [H, Vs/A, Ω s]
N	Windungszahl
H	Höhe des Kerns [m]
d_a	Außendurchmesser [m]
d_i	Innendurchmesser [m]
μ_i	Anfangspermeabilität

$$L = A_L \times N^2 \text{ [nH]}$$

Magnetische Bauteile von G.Schindler

- In accordance with IEC 1246
- E cores are supplied as pieces

Magnetic characteristics (per set)

$$\Sigma l/A = 1,44 \text{ mm}^{-1}$$

$$l_e = 46,3 \text{ mm}$$

$$A_e = 32,1 \text{ mm}^2$$

$$A_{\min} = 31,9 \text{ mm}^2$$

$$V_e = 1490 \text{ mm}^3$$

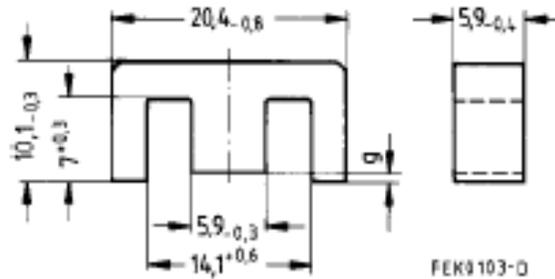
Approx. weight 7,3 g/set

Ungapped

Material	A_L value nH	μ_e	$A_{L\min}$ nH	P_V W/set	Ordering code	PU Pcs
N30	2150 + 30/- 20 %	2460			B66311-G-X130	1470
N27	1300 + 30/- 20 %	1490	1090	0,27 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)	B66311-G-X127	
N67	1350 + 30/- 20 %	1540	1090	0,92 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66311-G-X167	

Gapped

Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_e	Ordering code ** = 27 (N27) = 67 (N67)	PU Pcs
N27,	0,09 ± 0,01	329	415	B66311-G90-X1**	1470
N67	0,17 ± 0,02	227	259	B66311-G170-X1**	
	0,25 ± 0,02	171	195	B66311-G250-X1**	
	0,50 ± 0,05	103	118	B66311-G500-X1**	



Datenblattauszug

EPCOS E20/10/6 EF20

Angabe von μ_e zur Bestimmung der Induktivität

$$L := \mu_0 \cdot \mu_e \cdot N^2 \cdot \sum \frac{1}{A}$$

Praktischer ist allerdings die Verwendung des A_L -Wertes. für die Bestimmung der **Induktivität** und die **Windungszahl**

$$L = A_L \times N^2$$

Weitere Angaben im Datenblatt:

Masse des Kerns in mm

Gewicht pro Set

Magnetische Formkenngrößen im Set

- $\sum \frac{1}{A}$ Kernformfaktor [1/m, 1/mm]
- A_e magnetische Fläche [m², cm², mm²]
- A_{\min} min magn. Fläche [m², cm², mm²]
- l_e eff. magn. Länge [m, cm, mm]
- V_e eff. magn. Volumen [m³, cm³, mm³]
- μ_e rel. effektive Permeabilität
- A_L Induktivitätsfaktor [nH, Vs/A x 10⁻⁹]
- P_V Kernverlustleistung [W/Set, mW/cm³]

Ungapped ohne Luftspalt

Gapped mit Luftspalt g [mm]

N30/N27/N87 Ferritmaterialien

Anfangspermeabilität μ_i (initial permeability)

Das Verhältnis der Induktionsänderung ΔB zur Feldstärkeänderung ΔH bei sehr kleinen Wechselfeldern wird als Anfangspermeabilität bezeichnet. In diesem kleinen Bereich wird μ_i linear betrachtet. Sie wird an einem magnetisch geschlossenen Ringkern gemessen. Sehr kleine Wechselfelder < 1 mT kommen bei dynamischen Mikrofonen, Tonköpfen, NF-Trafos oder Messsonden vor.

In amerikanischen Unterlagen ist μ_i auch als μ_0 angegeben!

Reversible Permeabilität μ_{rev}

Wenn ein schwaches Wechselfeld einen Gleichfeld überlagert ist, so wird eine kleine Magnetisierungsschleife erzeugt. Bei abnehmender Wechselfeldamplitude wird die Schleife zur Geraden. Diese Gerade wird als reversible Permeabilität bezeichnet. Die Reversible Permeabilität μ_{rev} ist von der Gleichstrommagnetisierung abhängig.

Bei $B = 0$ ist $\mu_{rev} = \mu_i$

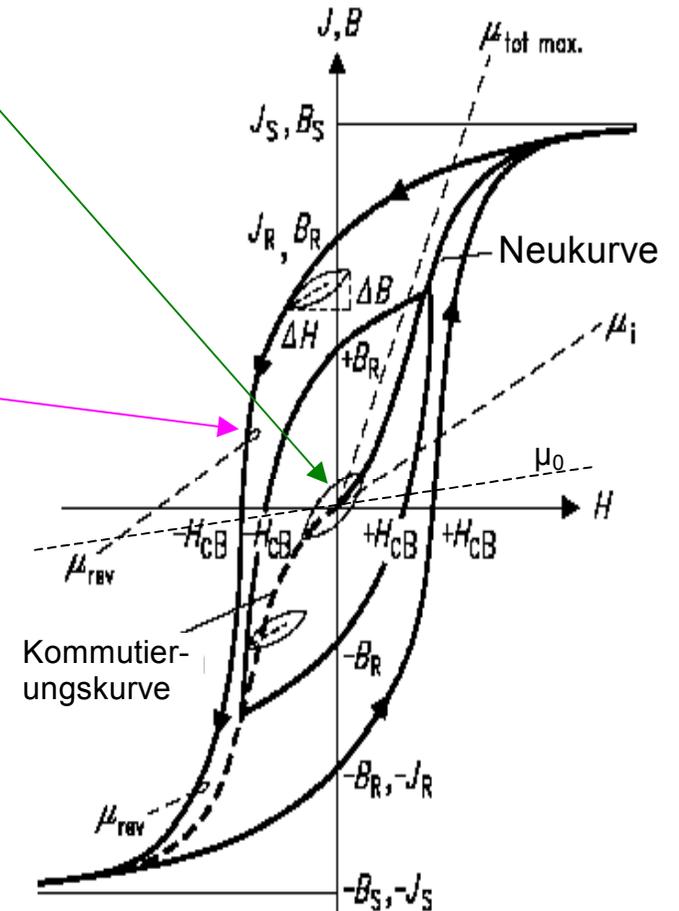
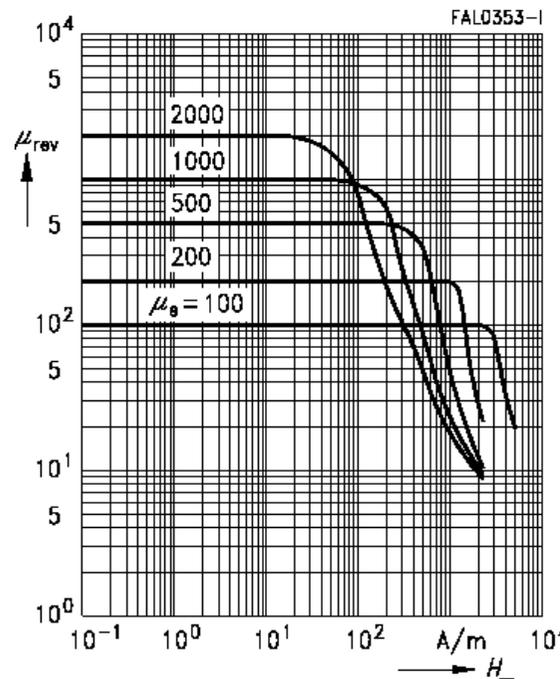
Diese Grafiken sind stark abhängig von:

- Kernmaterialien
- Geometrie
- Größe

Ein Übertragen von z.B. Ringkern auf E-Kern ist nicht möglich.

Auch ist zu beachten, dass ein Gleichfeld die Spulengüte beeinträchtigt.

$$Q = \omega L / R_s$$



Bei Gleichfeldapplikationen sollten grundsätzlich mit Luftspalt oder Eisenpulverkernen ausgeführt werden.

Wirksame Permeabilität μ_{app}

Wird für eine Applikation die wirkliche Permeabilität benötigt, wegen:

Sicherheit, Toleranzfestlegung, Temperaturverhältnisse, Güte usw.

bleibt nur der Vergleich, die Induktivität mit und ohne Kernmaterial zu testen

Hier wird die Induktivität **mit** und **ohne** Kern in einem applikationsähnlichem Aufbau getestet.

Achtung: Ihre Schaltung macht das unter Umständen nicht mit!

Dieser Test wird hauptsächlich bei undefinierbaren Streuinduktivitäten oder Wirbelstromverlusten angewandt, wo keine eindeutige Zuordnung der Anfangs- bzw. effektiven Permeabilität möglich ist (Zylinder-, Rohr, Schraubkerne...).

Abhängigkeiten:

Geometrie Luftspalt Wicklung Umgebung Temperatur Frequenz Signalform

$$\mu_{app} = \frac{L}{L_0} = \frac{L \text{ mit Kern}}{L \text{ ohne Kern}}$$

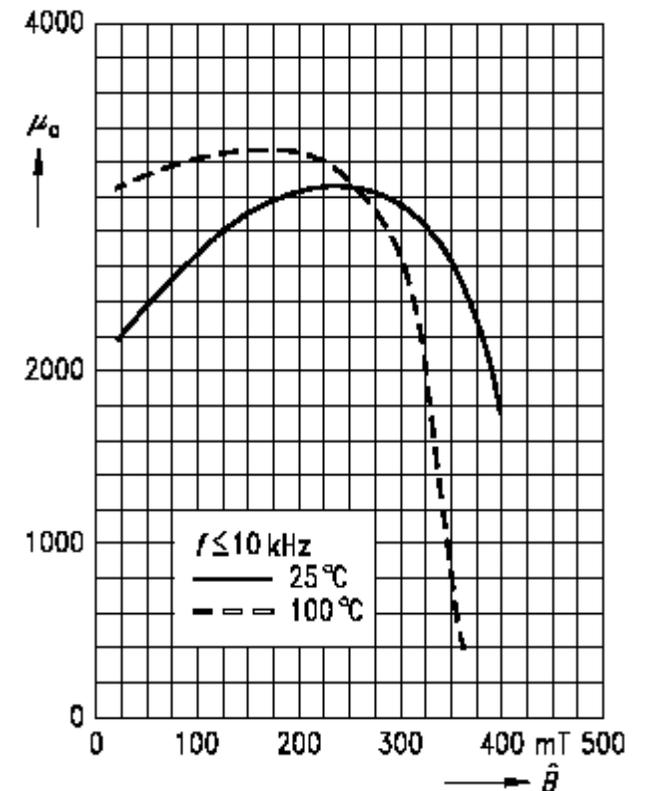
Amplitudenpermeabilität μ_a

Angaben der Permeabilität bei hoher Aussteuerung, um das Temperaturverhalten von Kernmaterialien zu bestimmen. Leider ist die Messfrequenz vom Hersteller viel zu niedrig angesetzt (realitätsfern). Bei heutigen Applikationen, z.B. Schaltregler liegen wir bei einer Schaltfrequenz zwischen 100 und 500 kHz – das wäre interessant.

$$\mu_a = \frac{B_s}{\mu_0 H_s} \quad \begin{array}{l} B_s \text{ Spitzenwert der Flussdichte [Vs/m}^2, \text{T, Gauss]} \\ H_s \text{ Spitzenwert der Feldstärke [A/m, Oe]} \end{array}$$

Bis zu einer Dek. unterhalb der Grenzfrequenz kann diese Grafik verwendet werden.

Amplitudenpermeabilität bei Wechselfeldinduktion



Komplexe Permeabilität μ' , μ''

Definition im Kleinsignalbereich $B \leq 0,25$ mT bei kleinen Ringkernen

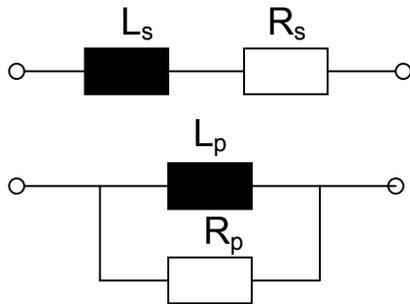
Eine Induktivität, bestehend aus Windungen und Kern, ist niemals ideal mit einem Phasenwinkel von 90° . Eine Induktivität hat immer diverse Verluste.

Die Kernverluste können als Serien- oder Parallelkreis betrachtet werden.

Hierbei ist μ_s' der relative Real-(induktivitäts-) Anteil

und μ_s'' der relative imaginär-(Verlust)Anteil, frequenzabhängig ohm'sch nach folgender Beziehung:

Der Schnittpunkt von μ_s' und μ_s'' ($\mu = \mu_s' - j\mu_s''$) wird in der Praxis als Grenzfrequenz betrachtet. Eine Parallelschaltung ist in eine Serienschaltung für eine Frequenz umrechenbar. Eine Umrechnung ist nach unten angegebenen Funktionen möglich.



Serielle Betrachtung, siehe Diagramm:

$$\underline{Z} = j \omega L_s + R_{KS}$$

Parallele Betrachtung:

$$\underline{Z} := \frac{1}{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot L_p} + \frac{1}{R_{Kp}}}$$

Hier bietet sich an, die Kernverluste in seiner Permeabilität μ anzugeben:

$$\text{oder } \frac{1}{\underline{\mu}} = \frac{1}{\mu_p'} - \frac{j}{\mu_p''}$$

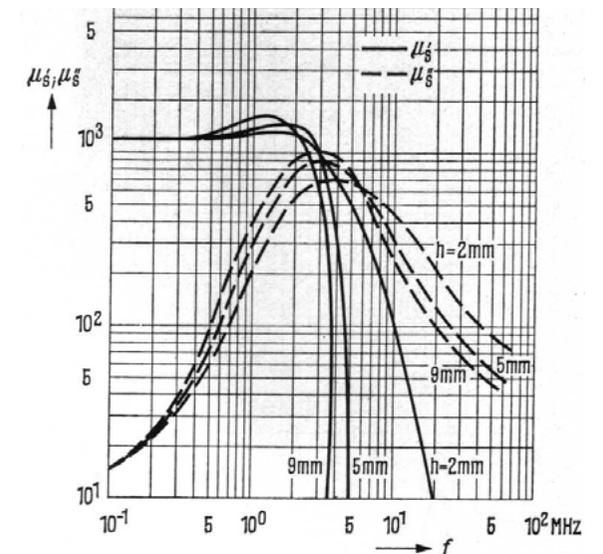
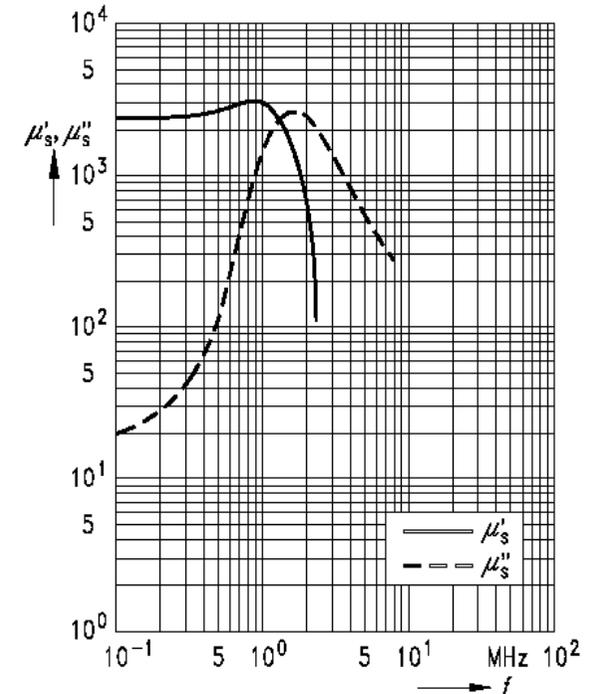
Die komplexen Permeabilität wird mit kleinen Ringkernen erfasst. Hier ist der Einfluss der Kernabmessungen auf die Messdaten ersichtlich. N22

Der Wert der Permeabilität, auch bei gleichem Ferritwerkstoff ist nicht direkt auf unterschiedliche Geometrien übertragbar.

Da = 10 mm

Di = 6 mm

H = 2, 5, 9mm



Magnetische Bauteile von G.Schindler

Zwischen den Windungen und Lagen einer Spule fließen Verschiebungsströme. Ihre Wirkung lässt sich näherungsweise durch eine Kapazität zwischen den Wicklungsenden, die Wicklungskapazität, modellieren. Diese Kapazität bildet zusammen mit der Spuleninduktivität einen Schwingkreis, der mit den ohm'schen Verlusten der Spule bedämpft ist.

Die Impedanz der Spule beträgt :

$$Z = \frac{R + j \omega}{1 - \omega^2 LC + j\omega RC}$$

Trennt man Z in Real- und Imaginärteil, entsteht eine Reihenschaltung R_e und jX_e mit der jeweiligen Frequenzabhängigkeit.

$$R_e = \frac{R}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2}$$



$$jX_e = \frac{j \omega \{ L(1 - \omega^2 LC) - R^2 C \}}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2}$$

Durch jX_e wird eine Induktivität repräsentiert, die frequenzabhängig ist:

$$L_e = |X_e| / \omega = \frac{L(1 - \omega^2 LC) - R^2 C}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2}$$

R_e fällt entweder mit **steigender Frequenz**, oder durchläuft ein **Maximum**, je nachdem, ob der Wert von $\text{SQR}(2 \cdot L/C)$ **größer, oder kleiner als R** ist.

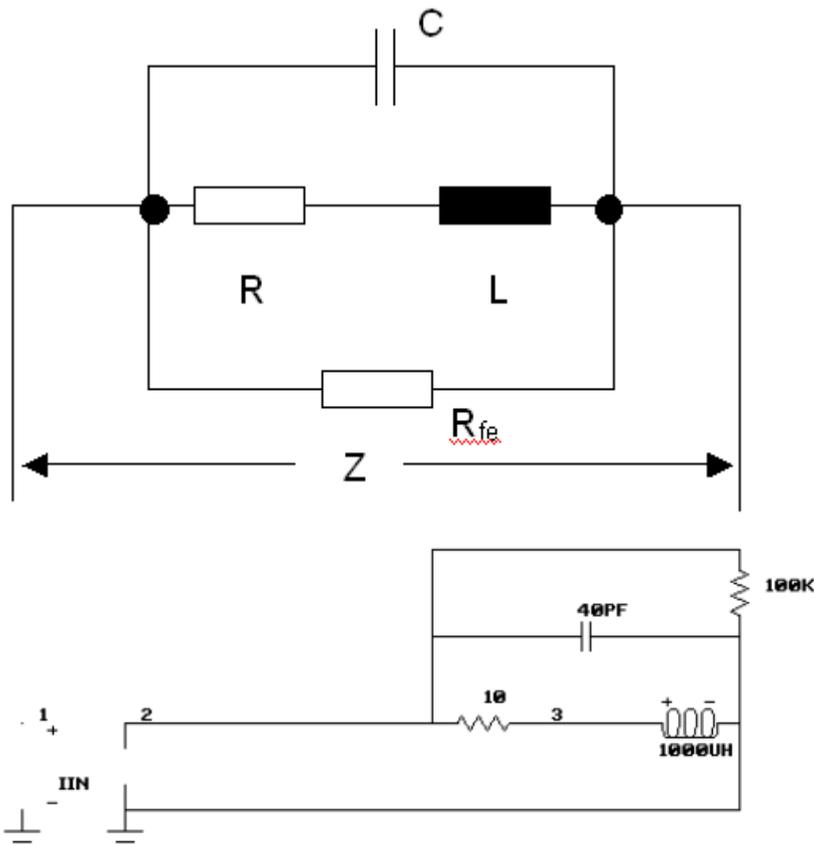
L_e **steigt** mit kleinem R stark an, durchläuft ein **Maximum**, **fällt** ab und **wechselt** das Vorzeichen. Das bedeutet, dass aus induktivem ein kapazitives Verhalten geworden ist.

Die Spule wirkt wie ein **Kondensator**, wenn $R^2 C$ den Wert von $L(1 - \omega^2 LC)$ übersteigt und dadurch L_e negativ wird.

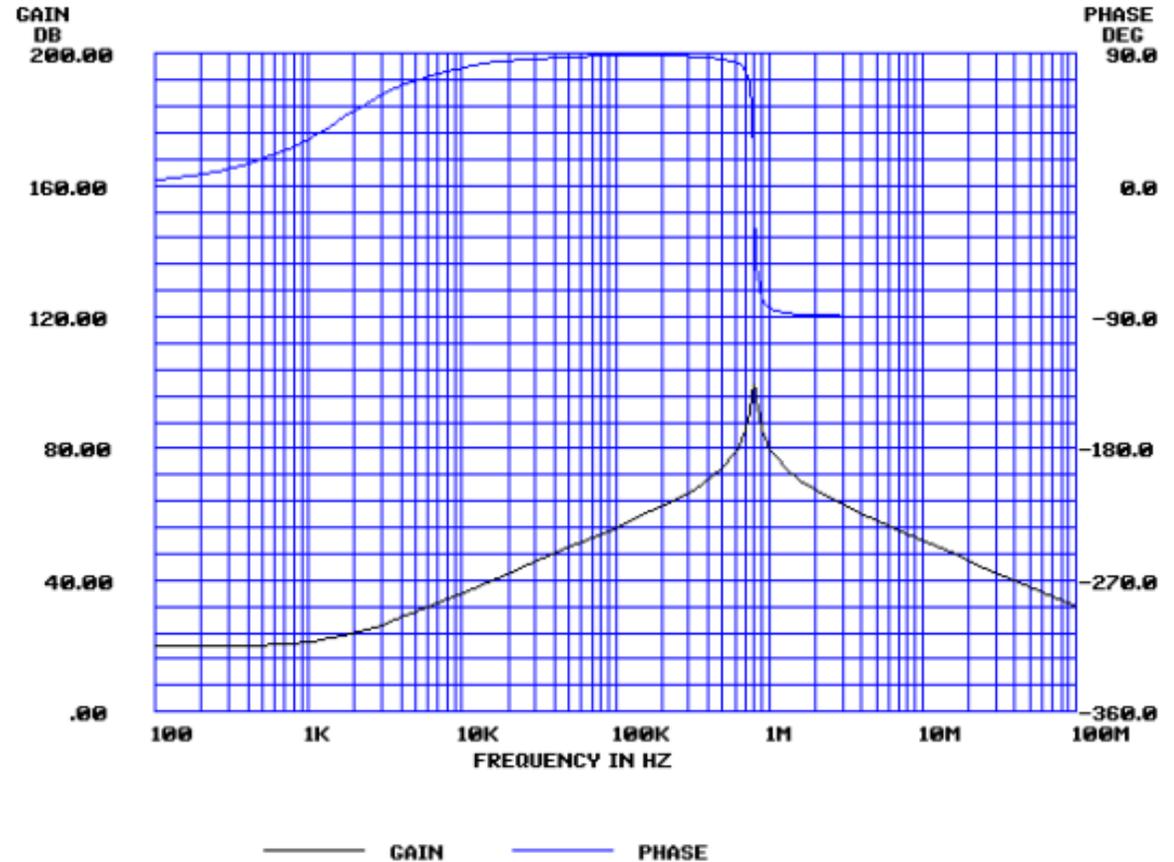
Dies ist bei niedrigeren Frequenzen als $x = \text{SQR}(1/LC - (R/L)^2) / 2\pi$ der Fall. Dabei ist immer $f_0 = \text{SQR}(LC) / 2\pi > f_x$ die Resonanzfrequenz ohne Dämpfung (durch R)!. f_x wird Null für $R = \text{SQR}(L/C)$.

Spulen mit Eisen- oder Ferritkernen zeigen noch eine weitere charakteristische Eigenschaft. Die Verluste des Kerns beim Ummagnetisieren können angenähert durch einen parallel zu den Wicklungsanschlüssen liegenden Widerstand R_{fe} (normalerweise im kOhm-Bereich) simuliert werden. Dieser Widerstand begrenzt den Resonanzwiderstand des Schwingkreises und damit den maximalen Wert von Z selbst bei kleinen Werten für den Reihenwiderstand R . Die Resonanzschärfe wird verringert.

W.W.



Schaltbild:
Spannungsgesteuerter Stromquelle für Simulation von Z



Z-Verlauf der Schaltung:
0dB entspricht $Z = 1 \text{ Ohm}$, 20dB = 10 Ohm, 100dB = 100kOhm

Der Induktivitätsfaktor A_L [nH, Vs/A · 10⁻⁹]

Für eine einfache Induktivitätsberechnung wird in den Datenblättern der Kernmaterialien der A_L -Wert angegeben. Der A_L -Faktor ist eine Induktivitätsangabe je Kernmaterial bezogen auf eine Windung. Die Windungszahl N geht quadratisch in die Berechnung der Induktivität ein. Diese Angabe ist praktisch weil sich die Induktivität und die dazu nötigen Windungen schnell abschätzen lassen. Mit dem Abstand der Windungen zum Kern wird der im Datenblatt angegebene A_L -Wert allerdings reduziert. Ebenso durch eine Gleichstromvormagnetisierung.

Damit ist die Induktivität eines Kerns folgendermaßen definiert:

L = Induktivität in nH [Vs/A · 10⁻⁹]

N = Windungszahl

$$L \approx N^2 A_L$$

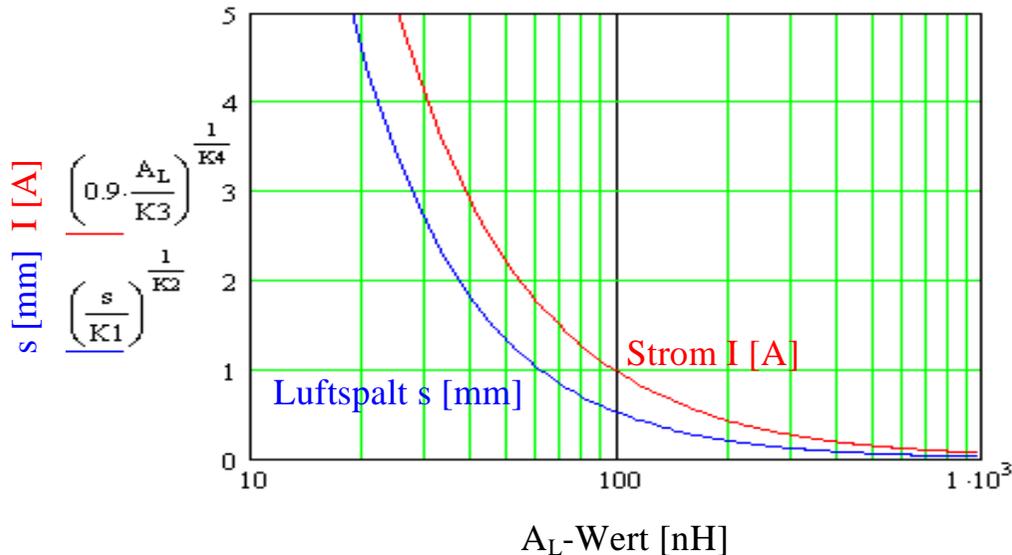
A_L = Induktivitätsfaktor [nH, Vs/A · 10⁻⁹]

μ_0 magnetische Feldkonstante [Vs/Am]

$$A_L \approx L / N^2$$

μ_e effektive Permeabilität

EF20 Zusammenhang zwischen **Luftspalt (s)** und **Strom DC (I)**



Andere Definition des A_L -wertes

Kernformfaktor [1/m, 1/mm] $\sum \frac{1}{A}$

$$A_L := \frac{\mu_0 \cdot \mu_e \cdot 10^6}{\sum \frac{1}{A}}$$

Ungapped Datenbuchauszug EPCOS

Material	A_L value nH	μ_e	A_{Lmin} nH	P_V W/set
N30	2150 + 30/- 20 %	2460		
N27	1300 + 30/- 20 %	1490	1090	0,27 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)
N67	1350 + 30/- 20 %	1540	1090	0,92 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)

Gapped

Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_e
N27,	0,09 ± 0,01	329	415
N67	0,17 ± 0,02	227	259
	0,25 ± 0,02	171	195
	0,50 ± 0,05	103	118

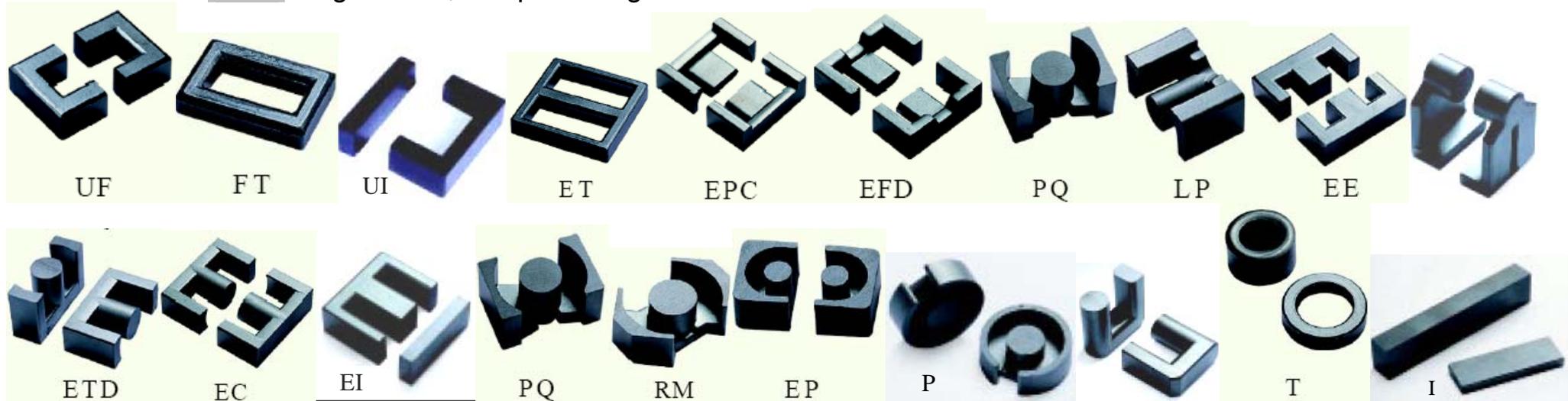
Werkstofftabellen nach EPCOS

Bevorzugte Anwendung			Resonanz- kreise	Leitungs- dämpfung	Leistungs-Übertrager			Breitband-Übertrager	
Werkstoff			K1	M33	N27	N87	N41	T38	T46
Material			NiZn	MnZn	MnZn	MnZn	MnZn	MnZn	MnZn
	Symbol	Einheit							
Anfangspermeabilität (T = 25°C)	μ_i		80 ± 25%	750 ± 25%	2 000 ± 25%	2 200 ± 25%	2 800 ± 25%	10 000 ± 30%	15 000 ± 30%
Messfeldstärke Induktion (nahe Sättigung) 10 kHz	H	A/m	5 000	2 000	1 200	1 200	1 200	1 200	1 200
	B_s 25°C	mT	310	400	500	480	490	380	400
	B_s 100°C	mT	280	310	410	380	390	240	240
Koerzitivfeldstärke (f = 10kHz)	H_c 25°C	A/m	380	80	23	16	22	9	7
	H_c 100°C	A/m	350	65	19	9	20	6	6
Günstiges Frequenzgebiet	1/s	kHz	1 500 ...	200 ...	25...	25...	25...	--	
			12 000	1 000	150	500	150	--	
Bezogener bei f_{min} Verlustfaktor bei f_{max}	$\tan \delta / \mu_i$	10^{-6}	< 40	< 12					
			10^{-6}	< 120	< 20				
Hysteresematerialkonstante	η_B	$10^{-6} / mT$	< 36	< 1,8	< 1,5	< 1,4	< 1,4	< 1,4	< 2,0
Curietemperatur	T_C	°C	> 400	> 200	> 220	> 220	> 220	> 130	> 130
Bezogener Temperaturbeiwert Bei 25 ... 55°C Bei 5 ... 25°C	α_F	$10^{-6} / K$	2 ... 8	0,5...2,6					
			7 ... 1	--					
Mittelwert von α_F Bei 25 ... 55 °C		$10^{-6} / K$	4	1,6	3	4	4	-0,4	-0,6
Dichte (Richtwert)	ρ	Kg/m ³	4650	4 500	4 750	4 800	4 800	4 900	5 000
Desakkomodationfaktor Bei 25 °C	DF	10^{-6}	20	8					
Spezifischer Gleichstromwiderstand	ρ	Ωm	10^5	5	3	8	2	0,1	0,01

Vergleichsliste Ferritmaterialien

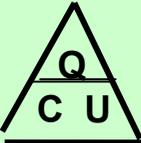
Materialgruppe	kleine Verluste (Resonanzdrosseln)			hoch permeabel (Drosseln, Datenübertragung)					Leistung (Standardanwendungen für Schaltnetzteile)					
Permeabilität μ_i	750	2200	2200	4300	6000	10000	12000	15000	3000	2000	2300	2200	2200	1300
Epcos	M33	N26	N48	N30	T35	T38	T42	T46	N41	N27	N67	N87	N97	N49
Ferroxcube	3D3	3H1	3H3	2C11	3E25	3E5	3E6	3E7	3C81	3C80	3C85	2C90	3C96	3F35
Iskra	10G	16G	26G	19G	22G	12G	32G	52G	25G	15G	45G	35G	65G	75G
Magnetics	A	D	G	T	J	W			F		P			K
TDK	H6F	H6B	H6K	5H5	H5B	H5C2					PC30	PC40		PC47
FDK	3H1	3H21	3H20	2H04	2H06	2H10		2H15			6H10	6H20	6H40	
Würth											TP3	TP4		

 vergleichbar, entspricht ungefähr



Kernformen

Analogien zwischen elektrischem Stromkreis, elektrischem Feld und magnetischem Feld

Stromkreis	Einheit	Elektrisches Feld	Einheit	Magnetisches Feld	Einheit
Spannung Strom Widerstand 	V A Ω; V/A	Ladung Spannung Kapazität 	As V F; As/V	Durchflutung Magn. Fluss M. Widerstand 	A Vs A/Vs; 1/Ωs
Spannung Strom Ohm. Widerstand $R=I/A; R=U/I$	U V I A R Ω; V/A	Spannung Ladung Kapazität $C=\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A/d; C = Q / U$	U V Q As C F; As/V; s/Ω	Durchflutung Magn. Fluss Magn. Widerstand $R_m=I/ \mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_e$ Induktivität $L = N^2/R_m ; L = (N \cdot \Phi) / I$	Θ A Φ Vs R _m A/Vs; 1/Ωs L H; Vs/A; Ωs
Stromdichte Ohm. Leitwert	S A/m ² G S; A/V; 1/Ω	Verschiebungsdichte Feldstärke $E = U / d$ Flussdichte $D = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot E = Q/A$	D As/m ² E V/m D C/m ² ; As/m ²	Magn. Induktion Magn. Leitwert Feldstärke $H = N \cdot I / l; \Phi / l$ Magn. Induktion $B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H = \Phi/A$	B Vs/m ² , T, G Λ Vs/A; Ωs H A/m; Oe B Vs/m ² , T; G
Spezifischer Widerstand ρ	Ωm	Elektr. Feldkonstante Relativitätszahl Zeitkonstante τ=R C Plattenkondensator $C = (\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A) / d$	ε ₀ As/Vm ε _r -- τ s C F; As/V	Magn. Feldkonstante Relative Permeabilität Zeitkonstante τ = L/R Ringspule $L = (N^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_e) / l$	μ ₀ Vs/Am, 4·π nH/cm -- τ s H; Vs/A L
Teilspannungen im Kreis $U = R \cdot I$	V; Ω; A			Teildurchflutungen im Kreis $\Theta = R_m \cdot \Phi$	A; Ωs;
Energie $I^2 \cdot R \cdot t; U \cdot I \cdot t$	J; Ws	Feldenergie $W = \frac{1}{2} C \cdot U^2 = \frac{1}{2} Q \cdot U$ $W = \frac{1}{2} E^2 \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A \cdot d$	W J; Ws	Feldenergie $W = \frac{1}{2} L \cdot I^2 = \frac{1}{2} \Phi \cdot I_{ges}$ $W = \frac{1}{2} H^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot A \cdot l$	W J; Ws

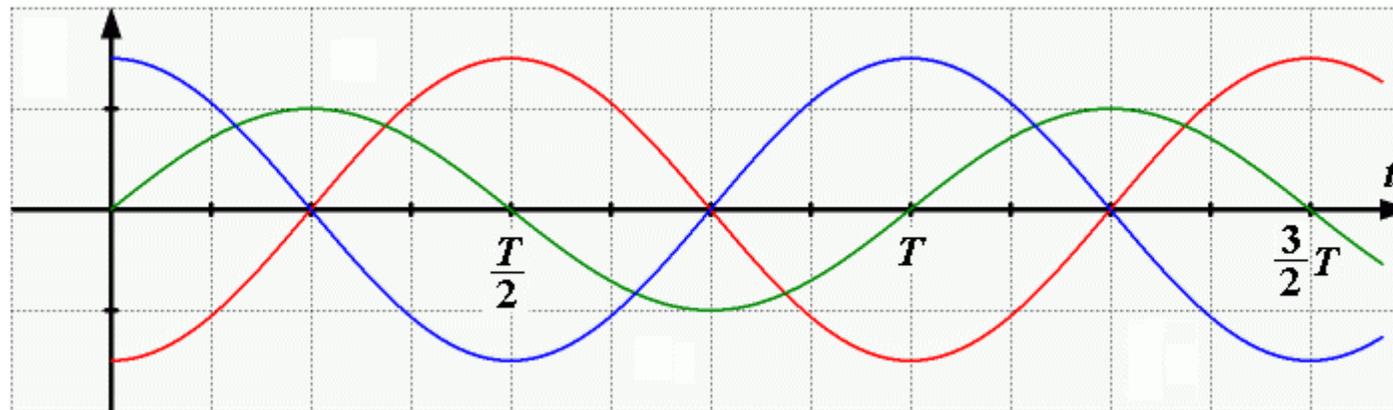
Weitere Vergleiche sind möglich!

Vergleich elektrischer Schwingkreis mit mechanischem Pendel

Dieser Vergleich zeigt, dass die magnetische Größen mit den entsprechenden elektrischen Größen durch den Austausch von zumeist V und A übereinstimmen. Das ist der enge Zusammenhang. Ähnliche Zusammenhänge finden wir aber auch bei anderen Gebieten wie Kinematik, Dynamik, Thermodynamik, Gravitation und Atomphysik.

Kondensatorspannung (bzw. **elektrischer Feldstärke**), **Spulenspannung** und **mechanische Schwingung** und **Stromstärke** (bzw. **magnetischer Flussdichte**) bei der elektrischen Schwingung:

Die gleichen Graphen gelten im mechanischen Fall für **Elongation**, **Geschwindigkeit** und **Beschleunigung** (bzw. **Kraft**).



Einheiten:

elektrischer Schwingkreis

Induktivität: $L = \text{H}; \text{Vs/A}; \Omega\text{s}$

Kapazität: $C = \text{F}; \text{As/V}; 1/\Omega\text{s}$

Physikalisches Pendel

Länge: $l = \text{m}$

Schwere: $g = 9,81 \text{ m/s}^2$

-beschleunigung

Schwingkreis elektrisch

$$f_0 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad t_0 := 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}$$

Schwingkreis Pendel

$$f_0 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{l}{g}}} \quad t_0 := 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{l}{g}}$$

Magnetische Durchflutung Θ (Theta) [A]

Die Summe sämtlicher eine Fläche durchsetzender Ströme wird als Durchflutung Θ (Theta) bezeichnet.

Wenn ein stromdurchflossener Leiter aus mehreren Windungen besteht, dann trägt der Stromfluss jeder Windung zum Erzeugen eines Magnetfeldes, d. h. zur Erhöhung der Durchflutung, bei.

Die magn. Durchflutung ist die elektromagnetische Quelle eines magnetischen Kreises - vergleichbar mit der Spannung U im elektrischen Stromkreis. Auch hier sind Teildurchflutungen möglich. Die Kirchhoff'schen Gesetze gelten auch hier (z.B. Spannungsteiler). Dadurch wird die Durchflutung im Kern berechenbar.

In einem Magnetkreis einer Spule kommen unterschiedliche Materialien vor, wie Kern – Luftspalt

Hierbei muss die Permeabilität μ_r -Kern $\gg 1$ berücksichtigt
 μ_r -Luftspalt = 1

Daraus ergibt sich die Definition für die magnetische Durchflutung

$$\Theta := N \cdot I \quad [\text{A}] \qquad H \cdot l_e \quad [\text{Am/m}] = I \cdot N \quad [\text{A}] = \Theta$$

Das Ohm'sche Gesetz gilt auch für den magnetischen Kreis

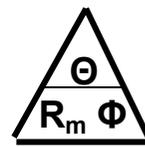
elektrischen Stromkreis,



$$U = R \cdot I$$

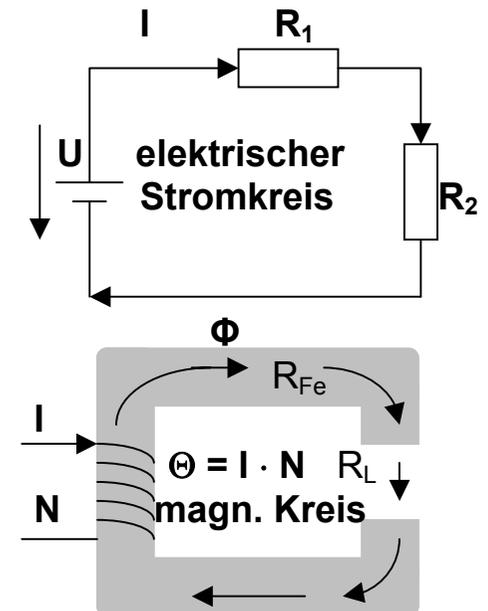
Spannung U [V]
 Widerstand R [Ω]
 Stromstärke I [A]

magnetischer Kreis



$$\Theta = R_m \cdot \Phi$$

magn. Durchflutung Θ [A]
 magn. Widerstand R_m [1/H; A/Vs, 1/ Ω s]
 magn. Fluss Φ [Vs]



Hopkinson'scher Satz

Der magnetische Fluss Φ , Flußdichte (Phi) [Wb, Vs]

$\Phi = \text{Vs} = \text{Wb}(\text{Weber})$, Alte Unterlagen sind noch mit der Einheit Maxwell M versehen $1\text{M} = 10^{-8}\text{Vs}(\text{Wb})$

Der magnetische Fluss Φ ist die Summe aller magnetischen Feldlinien in der betrachteten Materie (Kern).

Bei der Bestimmung von Kernmaterialien interessiert die Wirkung, die die Flussdichte B in der betrachteten Querschnittsfläche hervorruft. Der magnetische Fluss ist also das Maß für die Anzahl magnetischer Feldlinien, die eine Fläche durchsetzen.

Der magnetische Fluss ist im gesamten magnetischen Kreis gleich. Im Luftspalt herrscht annähernd die gleiche Flussdichte wie im Kern. Durchsetzen die Magnetfeldlinien die Fläche A senkrecht, so ist der magnetische Fluss wie folgt definiert:

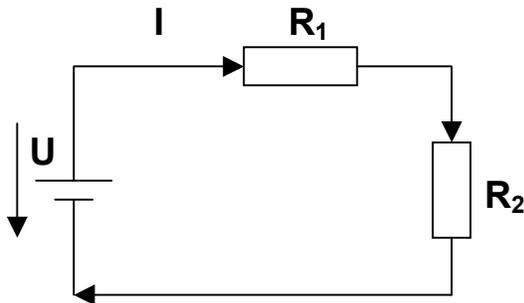
$$\Phi = B \cdot A_e \text{ [Vs]} \quad \Phi = H \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_e \text{ [Vs]} \quad \Phi = \Theta / R_m \text{ [Vs]} \quad \Phi = I \cdot N / R_m \text{ [Vs]} \quad \Phi = L \cdot I / N \text{ [Vs]}$$

Der Betrag des magnetischen Flusses Φ [Vs] ist proportional zur Feldliniendichte, Flussdichte B [Vs/m²].

Steht das Magnetfeld nicht senkrecht zur durchsetzten Fläche, so geht nur die zur Fläche senkrechte Komponente des B-Feld-Vektors in die Rechnung ein.

$$\Phi = B \cdot A_e \cdot \cos(\alpha)$$

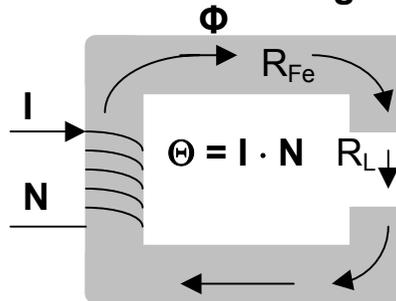
Der Elektrische Kreis



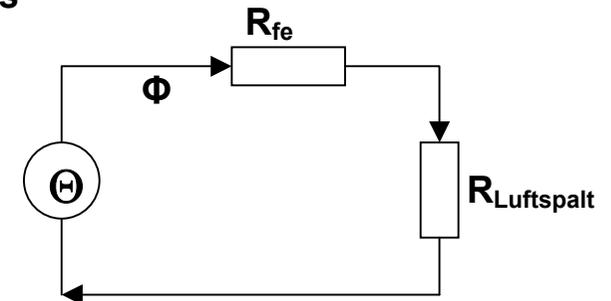
Widerstand $R_{\text{elektr}} = R_1 + R_2$
 Strom $I = U / R_{\text{elektr}}$

$$R_{\text{mag}} := \frac{l_{\text{Fe}}}{\mu_0 \mu_r \cdot A_{\text{Fe}}} + \frac{l_{\text{Luftspalt}}}{\mu_0 \cdot A_{\text{Luftspalt}}}$$

Der elektromagnetische Kreis



magn. Widerstand
 magn. Feldstärke
 magn. Durchflutung
 magn. Fuss



$$R_{\text{mag}} = R_{\text{fe}} + R_{\text{Luftspalt}} \text{ [1/}\Omega\text{s; A/Vs]}$$

$$H_{\text{ges}} = H_{\text{fe}} + H_{\text{Luftspalt}} \text{ [A/m]}$$

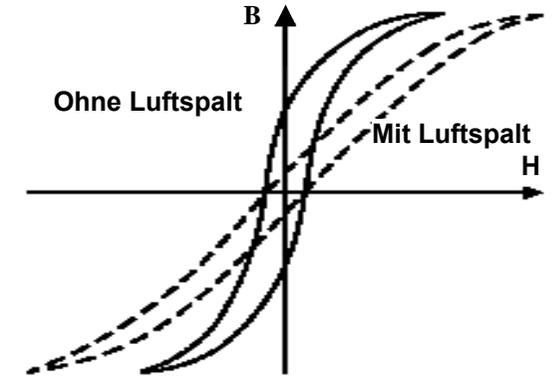
$$\Theta_{\text{ges}} = \Theta_{\text{fe}} + \Theta_{\text{Luftspalt}} \text{ [A]}$$

$$\Phi = \Phi_{\text{im Kern}} = \Phi_{\text{im Luftspalt}}$$

Der Luftspalt

Der Luftspalt erlaubt eine höhere magn. Durchflutung $\Theta = I \cdot N$ des ganzen mag. Kreises. Die gesamte Durchflutung ist die Summe der Durchflutungen im Kern + Luftspalt

- Im Luftspalt gibt es keine Sättigung – quasi unendlich starkes Feld
- Im Kern muss die Feldstärke in engen Grenzen gehalten werden - Kleines Feld



$$R_{\text{mag}} := \frac{l_{\text{Fe}}}{\mu_0 \mu_r \cdot A_{\text{Fe}}} + \frac{l_{\text{Luftspalt}}}{\mu_0 \cdot A_{\text{Luftspalt}}}$$

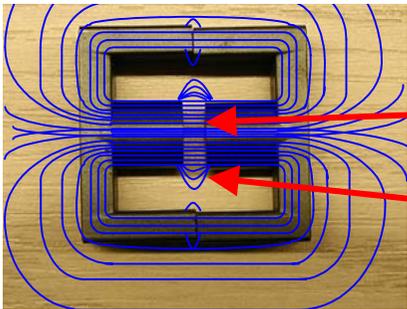
Beziehung :

$$H_{Ls} \cdot l_{Ls} + H_{fe} \cdot l_{Fe} = I \cdot N = \Theta$$

Luftspalt Kern Durchflutung [A] gesamt

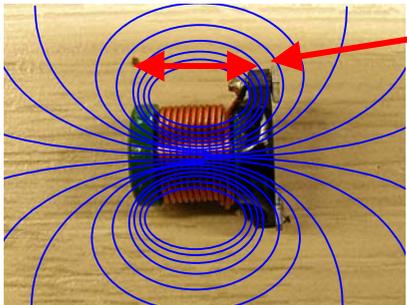
Luftspalt

In Bereich des Luftspaltes treten Feldlinien aus. Diese werden auf die Wicklung transformiert und sind bei manchen Applikationen sehr störend (Spulenkörper auffüttern)



Luftspalt

Bei Tonnenkernen ist der Luftspalt sehr groß. Eine Sättigungsmagnetisierung wird selten erreicht. Die Begrenzung durch den Draht ist eher.

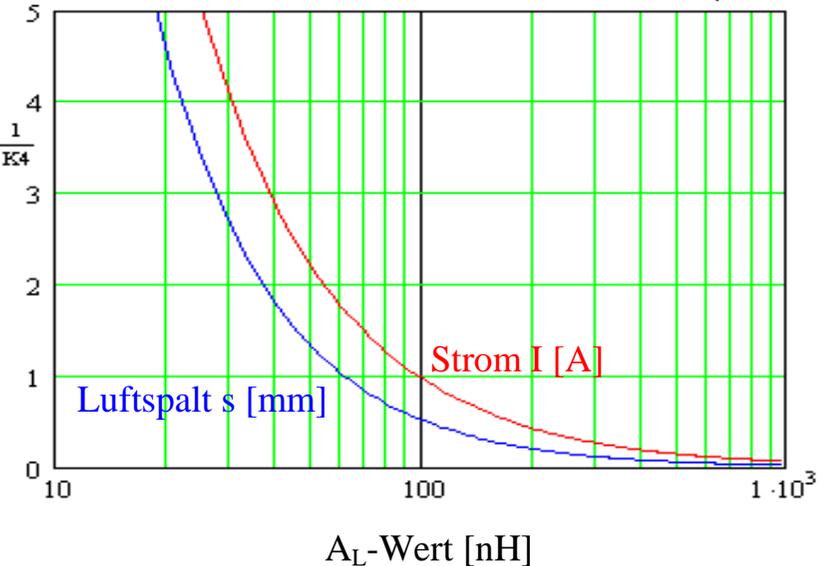


$$s \text{ [mm]} \quad I \text{ [A]} \quad \left(\frac{0.9 \cdot A_L}{K3} \right)^{\frac{1}{K4}} \quad \left(\frac{s}{K1} \right)^{\frac{1}{K2}}$$

Verluste durch Luftspalt I_{gap} :

$I_{\text{gap}} \uparrow \Rightarrow$ Kernverluste \downarrow , Kupferverluste \uparrow
 $I_{\text{gap}} \downarrow \Rightarrow$ Kernverluste \uparrow , Kupferverluste \downarrow

EF20 erweiterte Strombelastbarkeit durch Luftspalt

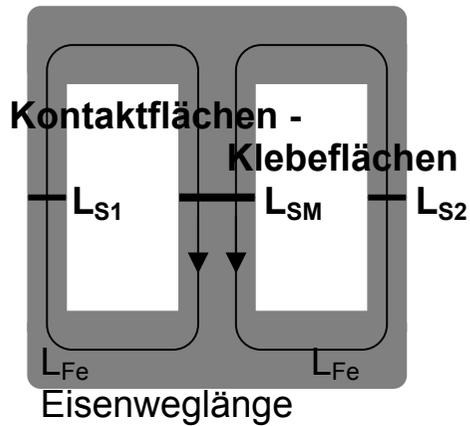


In Eisenpulverkernen ist der Luftspalt durch die isolierten, voneinander getrennten magnetischen Momente (mikroskopisch kleine Partikel) definiert. Dadurch können diese, zumeist Ringkerne, aber auch andere Kernformen, mit viel höheren Feldstärken angesteuert werden. Allerdings wird die Permeabilität mit zunehmendem Luftspalt geringer.

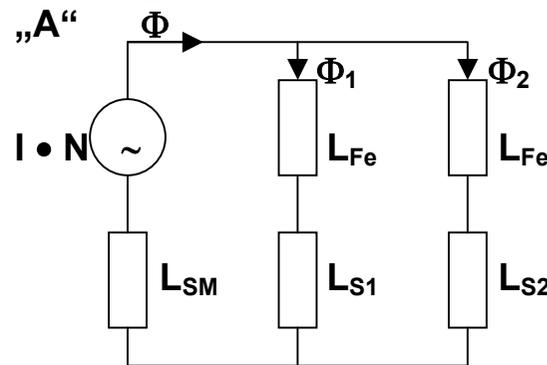
Luftspaltwirkung

Bei hochpermeable Kernen und kleinen/keinen Luftspalten müssen alle Kontaktflächen beachtet werden. Hier werden die Kernhälften nicht verklebt, sondern geklammert. Das Klammern ermöglicht kleinere Luftspalte, weil der benötigte Raum für den Klebstofffilm entfällt. Zusätzlich werden die Kontaktflächen unter Druck zusammengehalten.

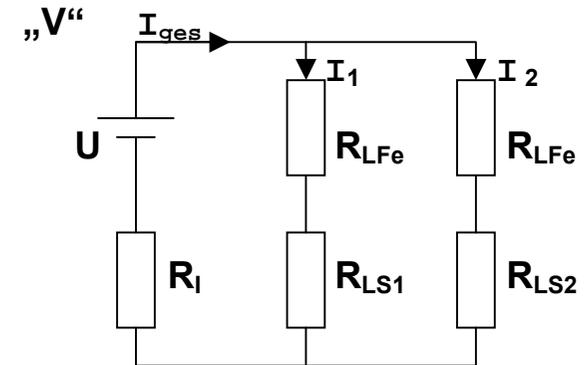
Kernbeispiel



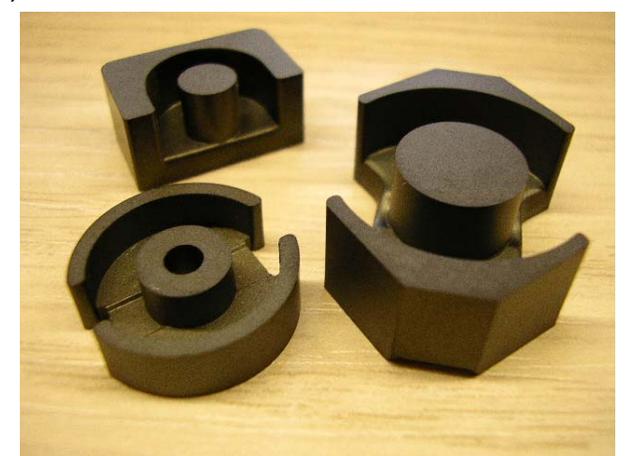
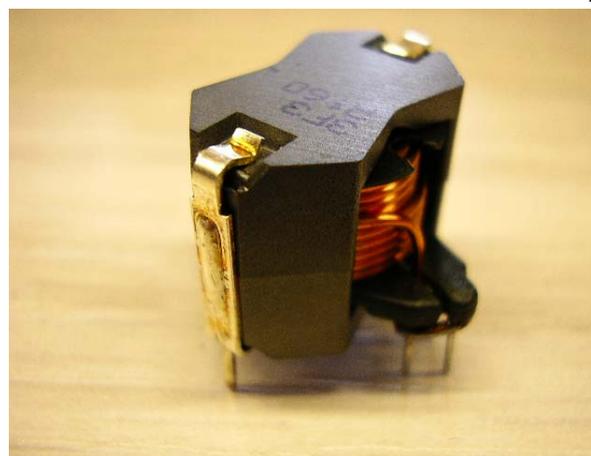
Der magnetische Kreis



Der elektrische Kreis



Hochpermeable Kerne der Kernformen P, PR, RM, EP, ETD usw. sollten möglichst geklammert werden um den Einfluss der Luftspalte möglichst gering zu halten. Ein Klebstofffilm hat eine Stärke von ca. 0,01 bis 0,05 mm



Magnetische Bauteile von G.Schindler

Da der magn. Fluss Φ in Vs im gesamten Kreis annähern gleich ist, herrscht im Luftspalt die gleiche Flussdichte Φ , wie im Kern (Streuung vernachlässigt). Die Feldlinieverteilung im Kern kann sich allerdings verschieben.

Mit der Beziehung: $\mathbf{B} = \mu \cdot \mu_0 \cdot \mathbf{H}$ ergibt sich:

$$\frac{B_{Ls} \cdot l_{Ls}}{\mu_0} + \frac{B_{Fe} \cdot l_{Fe}}{\mu \cdot \mu_0} = I \cdot N \quad B_{Ls} := B_{Fe} \quad B_{Ls} := \frac{\mu_0 \cdot I \cdot N}{l_{Ls} + \frac{l_{Fe}}{\mu}}$$

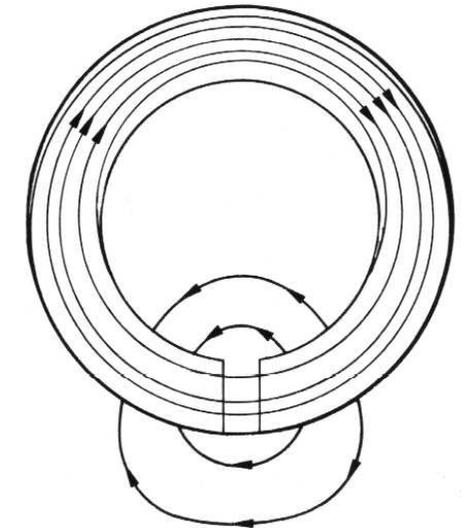
μ ist die Permeabilität des Eisenkreises ($\mu \gg \mu_0$)

Bei Ferriten ist die Permeabilität μ groß, die Feldstärke H_{Fe} im Eisenweg von einigen cm ist viel kleiner gegenüber Feldstärke H_{Ls} im Luftspalt von einigen zehntel mm. Die Luftspaltinduktion B_{Ls} ist dann der Stromdurchflutung proportional. Die spezifischen magnetischen Eigenschaften des Kerns, der Magnetfeldabhängigkeit der Permeabilität, sind nur noch proportional abgeschwächt zu beachten.

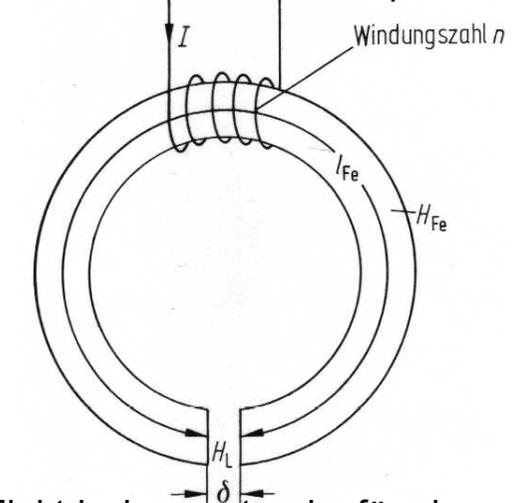
Wie die Abbildung rechts zeigt, treten einige Feldlinien des Magnetflusses bereits vor Erreichen des Luftspaltes am Kern aus und laufen seitlich am Luftspalt vorbei. Diese Erscheinung wird auch Luftspaltstreuung genannt.

Die magn. Induktion ist nicht im gesamten Eisenweg (Feldlinienverschiebung im Kern) konstant. Der größte Wert ist auf der dem Luftspalt gegenüberliegenden Seite. Diese Tatsache ist wichtig bei Feldsensoren, magn. Datenspeicherung usw.

Bei Signal- oder Energieübertragern sind die austretenden Feldlinien am Luftspalt unter Umständen schädlich, weil sie Induktionsspannungen, so erzeugen, dass Wirbelströme in die Wicklung induziert werden. Je nach Flankenanstiegszeit, Amplitude, Strom usw. kann ein Datensignal verfälscht, oder gestört bzw. die EMV-Problematik bei Schaltnetzteilen vergrößert werden. Bei Verkopplungen mit peripheren Bauteilen und Gehäusen können auch in diesen störende Wirbelströme erzeugt werden. Die Störungssuche wird sehr aufwändig, da die Ursache u.U. nicht direkt auf die Schaltung zurückführen ist. Durch auffüttern des Spulenkörpers kann der Abstand zum Luftspalt vergrößert und sein Einfluss verringert werden, bzw. sollte der Luftspalt nicht größer sein als nötig => **anständige, kompetente Berechnung**



Verlauf der Feldlinien in einem Magnetkreis mit ausstreuendem Luftspalt



Elektrisch erregter ringförmiger Magnetkreis mit einem Luftspalt

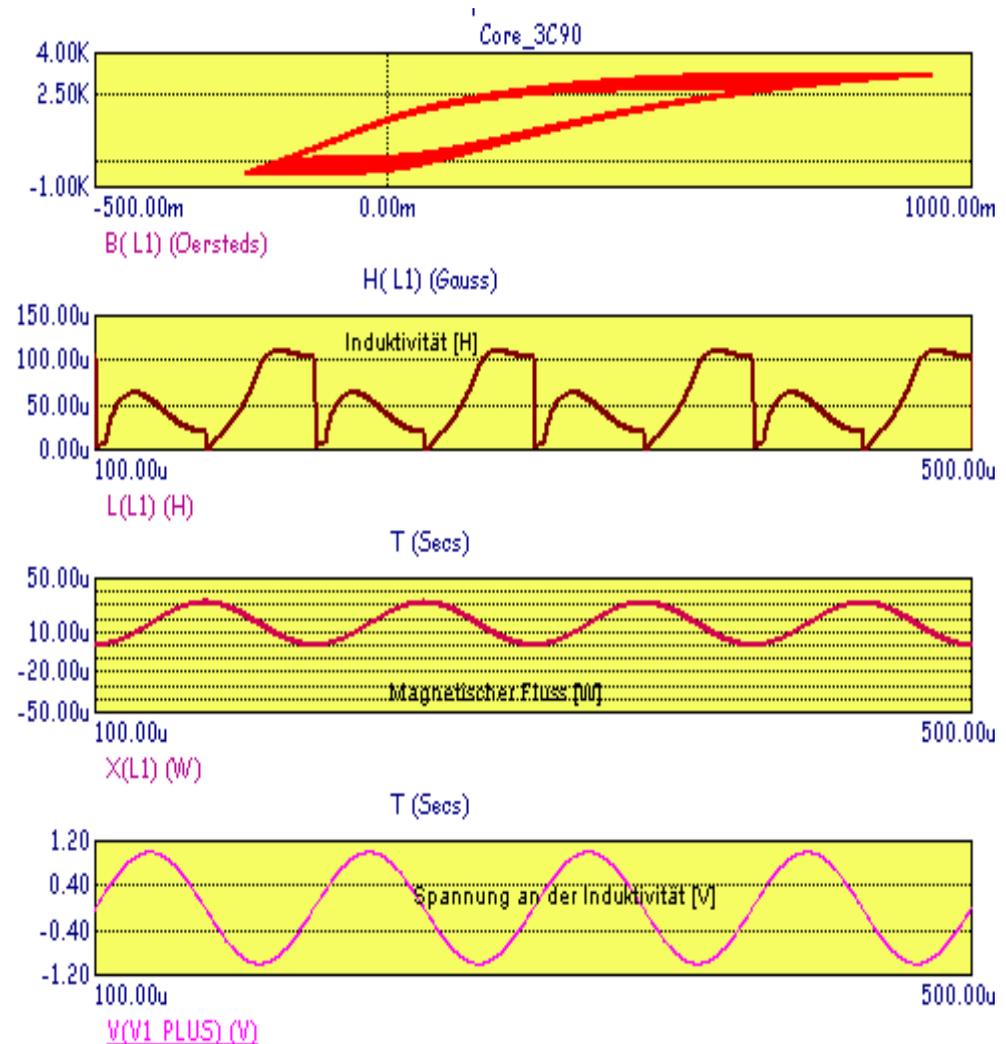
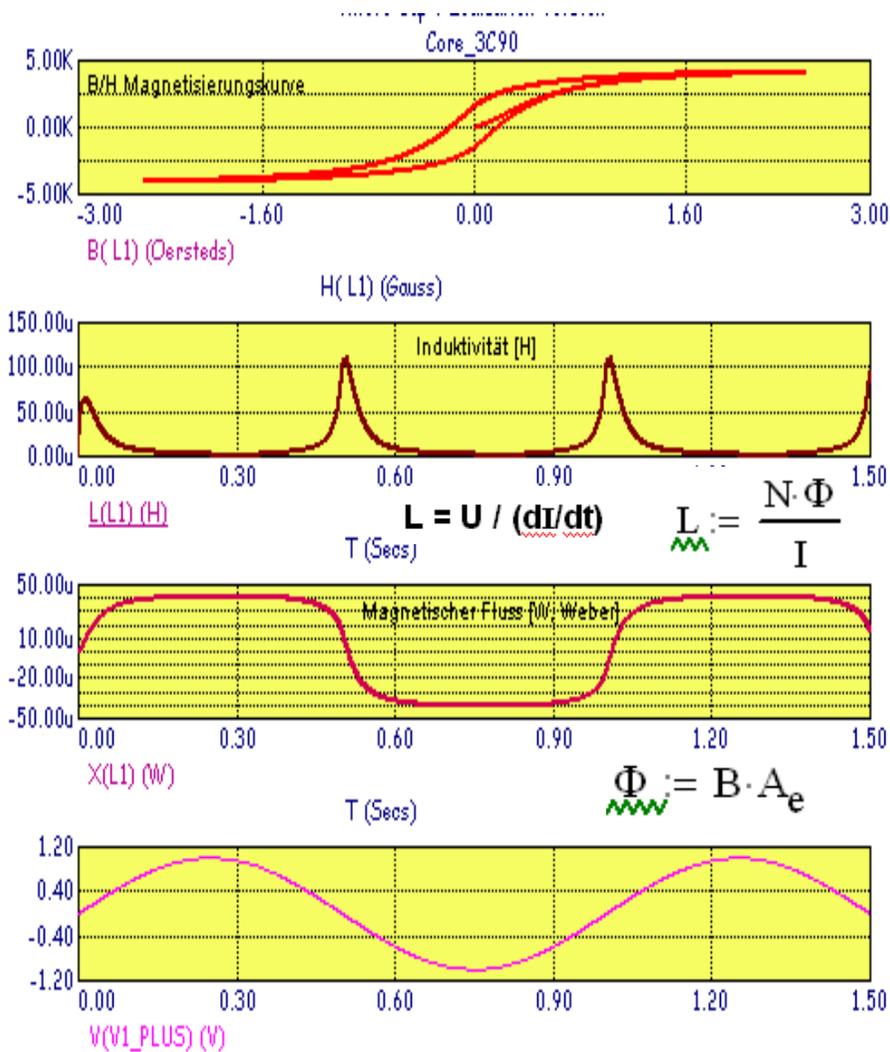
Der Magnetisierungsvorgang

Simulation nach Jiles-Atherton

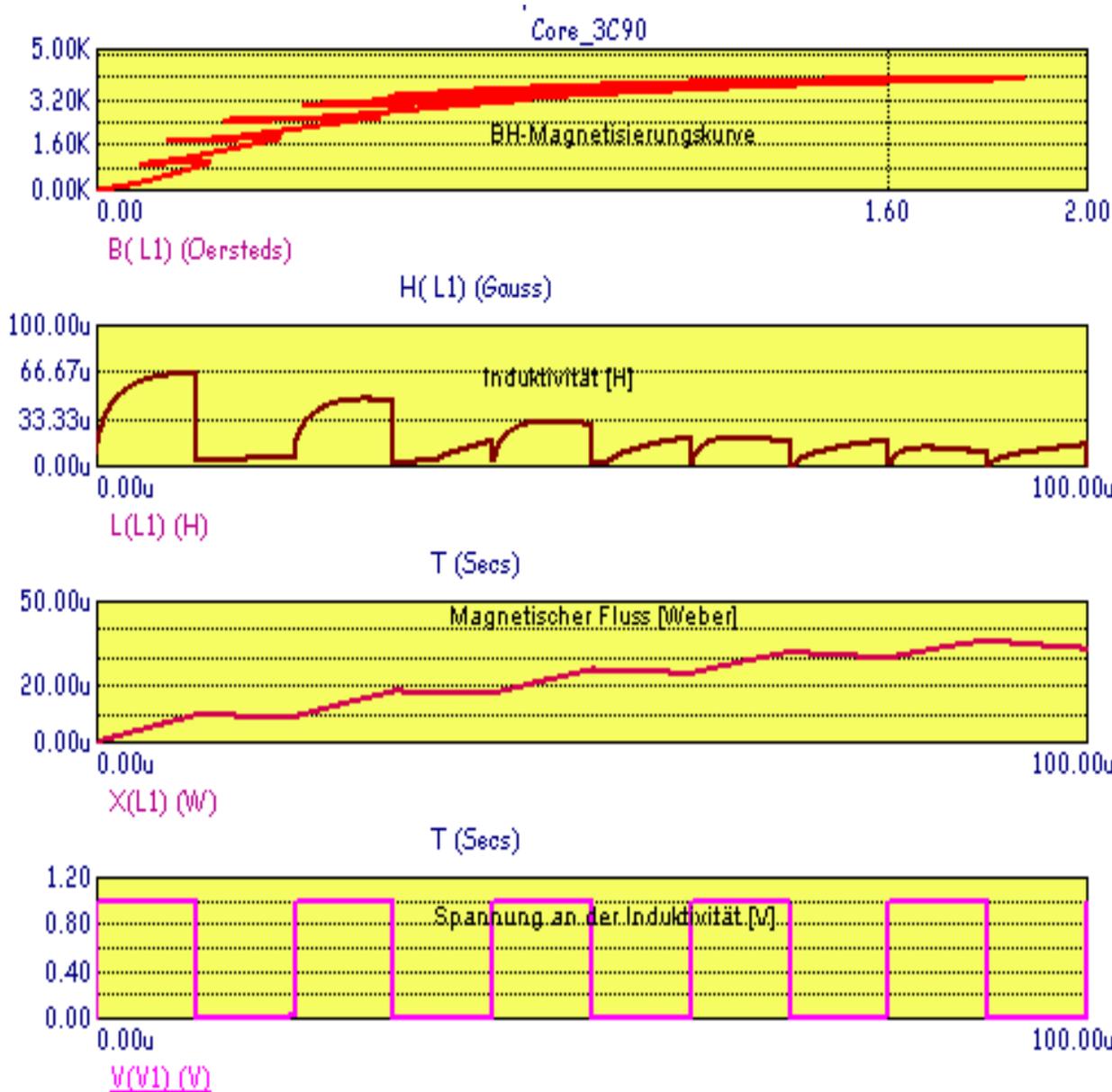
Messfrequenz 1 Hz Sinus

bei einer bipolaren Sinusspannung (dynamisches Wechselfeld)

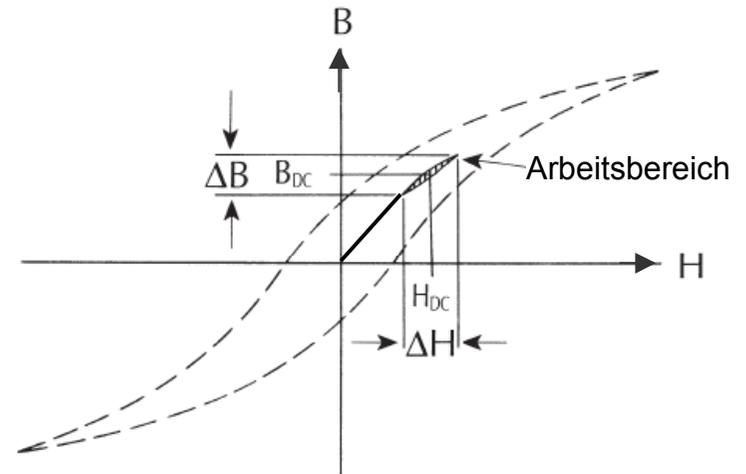
Messfrequenz 10 kHz Sinus mit leichter Unsymmetrie



Der Magnetisierungsvorgang bei einer Rechteckspannung



B = Magnetische Flussdichte, Induktion
 [1 T (Tesla) = 1 Vs/m² = 10⁴ G (Gauß)]
 Die Angabe erfolgt in Gauß oder Tesla
 H = Magnetische Feldstärke, Magnetisierung
 [1 A/m = 0,01256 Oe (Oersted) bzw.
 1 Oe = 79,6 A/m]
 Φ = Magnetischer Fluss VS; Weber



$$L := \frac{N \cdot \Phi}{I}$$

$$\Phi := B \cdot A_e$$

$$L := \frac{N^2}{R_m}$$

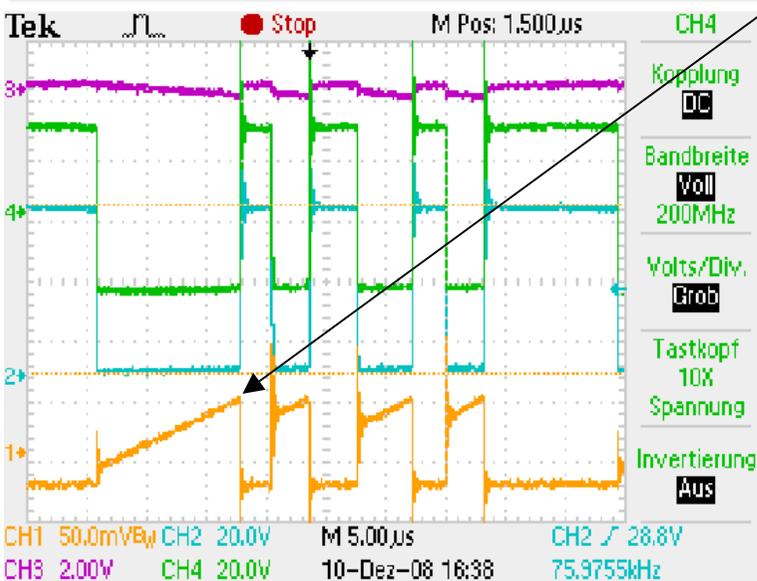
$$L = U / (dI/dt)$$

Falsch definierte Induktion bzw. Flussdichte B an einem Schaltnetzteil



Chanal 1 R-sense 0,11Ω zwischen Source und Gnd.
Chanal 2 über FET in Reihe zum Fet 0,11Ω
Chanal 3 Versorgung über 33 µF Stabilisierung
Chanal 4 Spannung direkt über Trafo

Falsch dimensioniert
Die Induktion B in T bzw. Feldstärke in A/m ist zu hoch
Der Trafo wird in der Sättigung betrieben bzw. überfahren

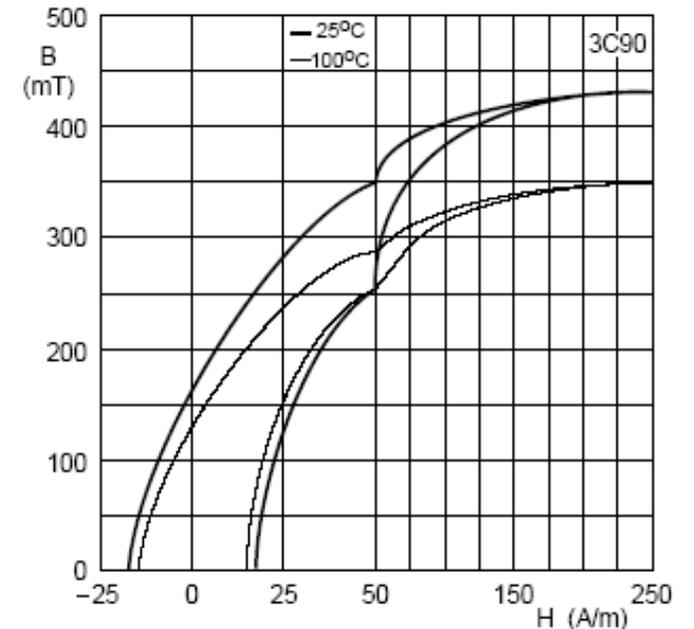


Richtig dimensioniert
Innerhalb der Toleranzgrenzen der Induktion für Ferrite
Das ist am kontinuierlichen Anstieg der Stromes sichtbar

Feldstärke und Induktion sind miteinander verknüpft

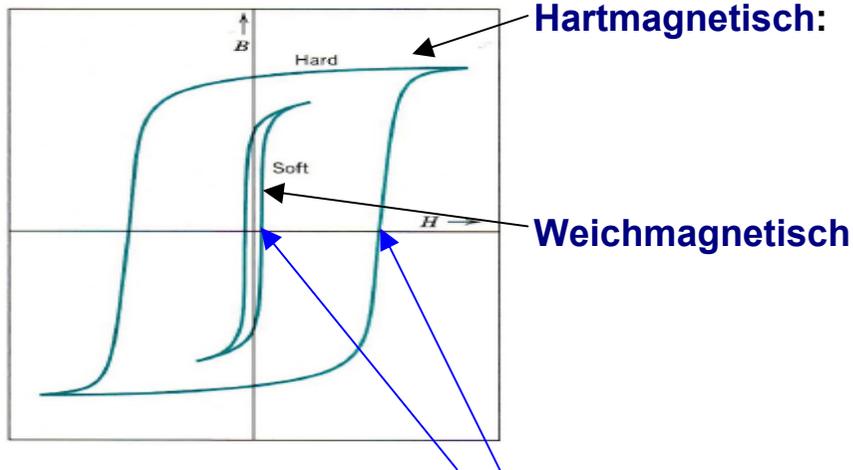
Wenn einer von beiden Werten außerhalb des zulässigen Toleranzbereiches ist, wird die Spule oder der Trafo in der Sättigung betrieben

[Berechnungsbeispiel](#)



BH-Kurve, Magnetisierungskurve
Feldstärke im Kernmaterial
abzgl. Luftspalt
Bild: Ferroxcube 3C90

Hart und Weichmagnetische Magnetmaterialien

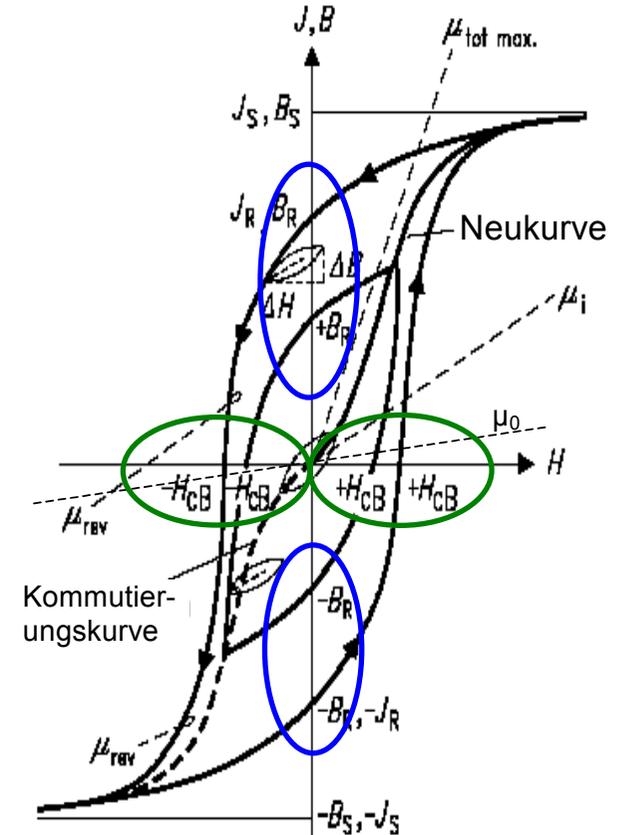


- weit aussteuerbare Feldstärke H und Induktion B**
- Hohe Werte
- Permanentmagnet
- Magnetische Speichermedien
- Antriebstechnik, Motoren
- Alle Ferrite, und die meisten Ferromagnetika**
- Kleine Werte
- Drosseln
- Transformatoren
- Übertrager

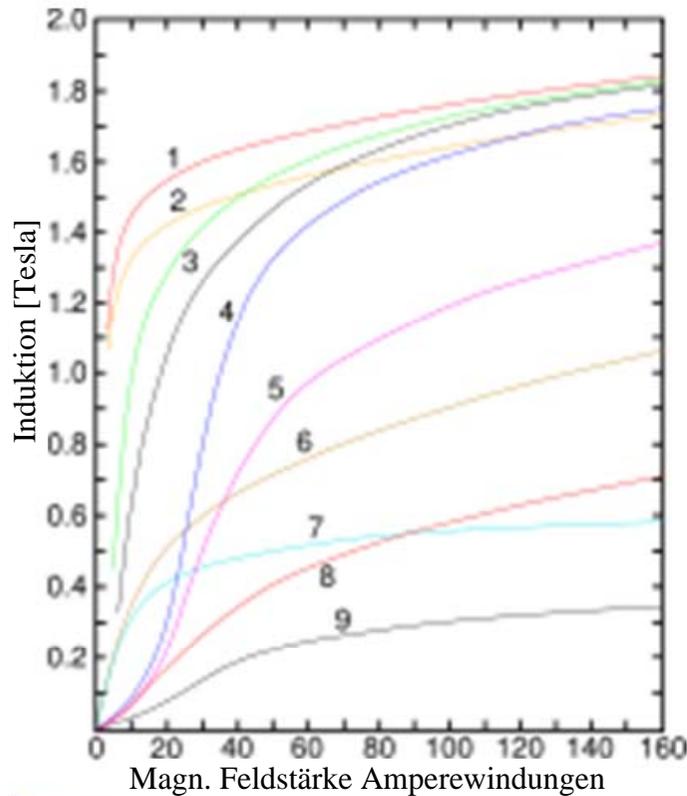
Je nach der Größe des **Koerzitivfeldes** werden weiche und harte Magnetika unterschieden. Für Permanentmagnete und magnetische Speichermedien sind hohe Werte nötig (Ferromagnetika). Für Übertrager und Drosseln sind kleine Werte nötig (Ferro- und Ferrimagnetika).

Die Fläche der Magnetisierungsschleife ist hauptsächlich oben und unten durch die Remanenzinduktion $\pm B_R$ und links und rechts durch die Koerzitivfeldstärke $\pm H_C$ begrenzt. Der Flächeninhalt der Schleife lässt sich als Energie in Ws interpretieren. Wird die Schleife mit der Frequenz f durchlaufen, ist das eine Leistung. Das ist die Verlustleistung, die die Ausrichtung der magnetischen Momente des Materials verursacht. Die durchlaufene Hystereseschleife ist abhängig vom Material, der Form und der magnetischen Vorgeschichte.

Grundsätzlich wird die Ausrichtung der Momente durch die Temperatur gestört. Die Sättigungsmagnetisierung nimmt mit zunehmender Temperatur ab. Oberhalb T_C (Curie-Temperatur) bricht die Ordnung zusammen – es wird paramagnetisch.



Unterschiedliche Ferro- bzw. Ferrimagnetische Materialien im Vergleich



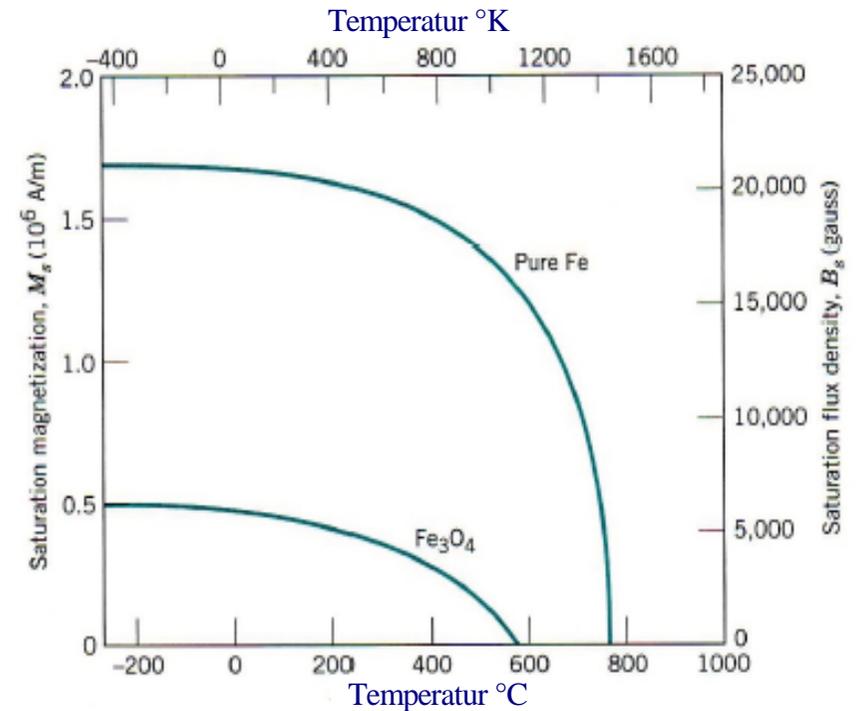
1. Stahlblech
2. Siliziumstahl
3. Gußstahl
4. Wolframstahl
5. Magnetstahl
6. Gußeisen
7. Nickel
8. Cobalt
9. Ferrit

Material

Flussdichte in T
Sättigungsbeginn

Cobalt-Eisen Fe mit 47 bis 50 % Co	2,35 T
Silizium-Eisen Fe mit 3 bis 4 % Si	1,5-2 T
Nickel-Eisen Fe mit 30 bis 50 % Ni	1,2-1,5 T
Ferrit (Mn - Zn)	0,4 T
Ferrit (Ni - Zn)	0,2 T

Einfluss der Temperatur auf die Magnetisierung



Die Güte (Q) und Spulenverlustfaktor $\tan \delta_L$

Ideale Spulen und Kondensatoren stellen reine Blindwiderstände dar, mit einen Phasenwinkel von Betrag $|\varphi| = 90^\circ$.

Das Verhältnis des Blindwiderstandes zum Gesamtwiderstand ist die Güte bzw. der Gütefaktor

Verluste sind:

$R_{K(f)}$	Kernverluste (Wirbelströme im Kernmaterial und Luftspalt)
$R_{CuDC}, R_{Cu(f)}$	Wicklungswiderstand, Skin- und Proximityeffekt,
$R_{(As)}$	Verluste durch Abschirmung
$R_{(De)}$	dielektrische Verluste der Isolierung und Wickelkapazitäten

Die Summe dieser Anteile wird praktisch beim Serienwiderstand R_s oder Leitwert berücksichtigt.

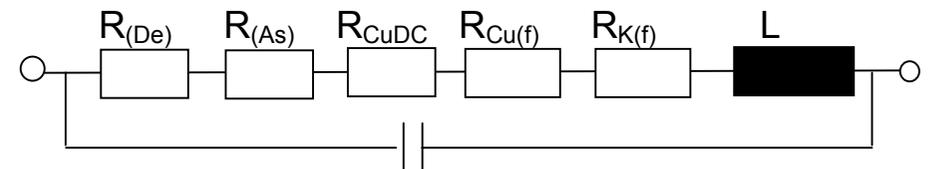
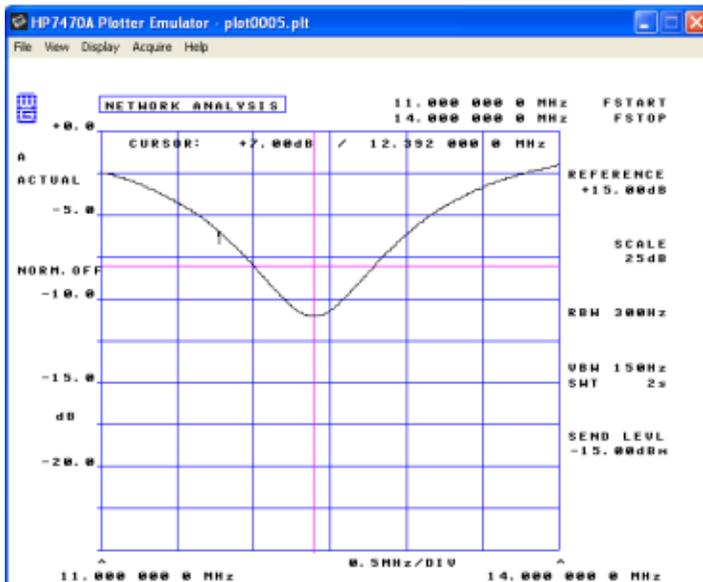
$$Q = \frac{\omega L}{R_s} = \frac{1}{\tan \delta_L} = G_s \omega L =$$

$\frac{\text{Blindwiderstand}}{\text{Verlustwiderstand}}$

R_s Serienwiderstand
 $\tan \delta_L$ Verlustfaktor der gesamten Spule
 G_s Serien-Leitwert

Bei Kernen mit Luftspalt ist eine Trennung zwischen den Kernverlusten und den Wicklungsverlusten nur umständlich durch Netzwerkanalyse zu ermitteln. Das war in früheren Publikationen der Kernhersteller aus Grafiken ersichtlich.

Ermittlung der Güte über Netzwerkanalyse:



Ersatzbild
 C (Summe)
 Parallelresonanzkreis

Berechnung der Güte durch die 3dB-Methode

Beispiel:

Center 12,392 MHz
 Unten 12,000 MHz
 Oben 12,780 MHz

$$Q := \frac{f_0}{f_o - f_u} \quad Q = 15.7$$

Magnetische Bauteile von G.Schindler

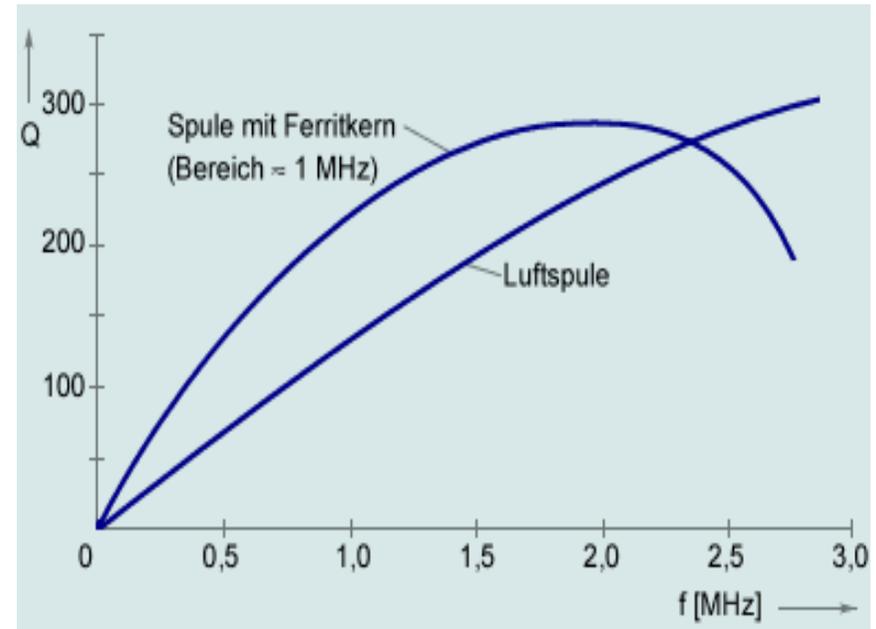
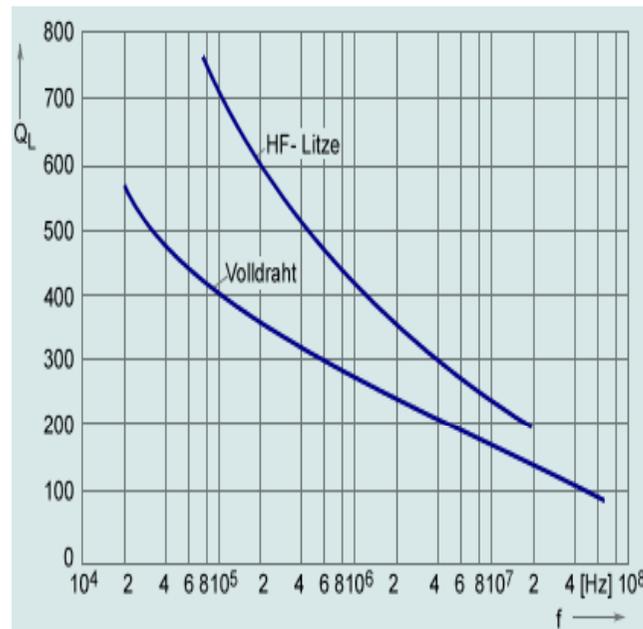
Wenn hohe Güten gefordert sind:

- keine Kernverluste $R_{K(f)}$, also ohne oder hochohmigem Kernmaterial
- keine Abschirmung $R_{(As)}$ – auch in unmittelbarer Nähe
- Drahtquerschnitt optimal zum Strom definieren
- Skin und Proximityeffekt reduzieren durch Litze oder Folie
- Mehrlagenwicklungen bei Litzen müssen „Lage für Lage“ aufgebracht werden
- Dielektrische Verluste reduzieren
- Verzinnte, versilberte oder vergoldete Kupferlackdrähte verringern den Skineffekt bzw. erhöhen die Güte

Durch diese Maßnahmen sind folgende Güten erreichbar:

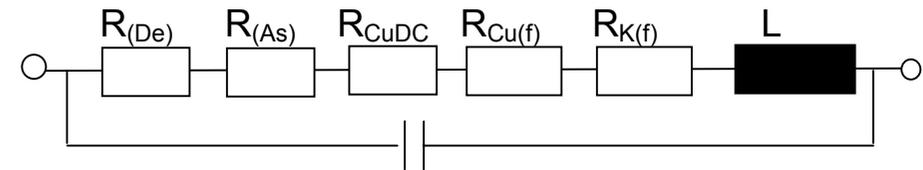
Hierbei ist zu beachten, dass die Güte gut dimensionierter Luftspulen mit steigender Frequenz zunehmen, mit Ferrit nimmt die Güte mit steigender Frequenz ab. Auch weniger Windungen bzw. weniger Lagen steigert die Güte.

Frequenz	Mit Kern	Güte
1 kHz	X	500
10 kHz	X	350
100 kHz	X	200
1 MHz	X	150
10 MHz	X	100
10 MHz		400
100 MHz	X	50
100 MHz		500
1 GHz		700



Drosseln und Spulen

Diese Bauteile sind von sehr vielen Faktoren abhängig. Die Betrachtung muss zumindest applikations- und frequenzabhängig erfolgen. Auch sind einige grundsätzliche Berechnungen nötig.



Drosseln sind immer eine Kombination von:

- einer Induktivität
- diversen Widerständen
- und diversen Kapazitäten

alle sind jeweils von vielen unterschiedlichen Faktoren abhängig.

Je nach Applikation ist auf folgende Einflüsse zu achten:

Frequenz, Strom, Wicklungsart, Spulendurchmesser, Wicklungslänge, Drahtmaterial, Drahtdurchmesser, Kernmaterial, Permeabilität, Kernform, Position, Umgebung, Ansteuerung, usw.

Drosseln sind:

- Striplines, Laufzeitverzögerungen, Printspulen, Schneckenwindungen, Spulen
- Leiterbahnen, Leitungen, Kreisspulen, Spiralspulen, Rahmenspule
- Entstördrosseln, Ferritperlen, Hülsendrosseln, Dämpfungspulver, Ferritbrücke
- Ferritantennen, Siebfaktordrosseln, Eigenkapazitätsspulen,
- Luftspulen - einlagig, mehrlagig
- Resonanzdrossel, NF-Drosseln, HF-Drosseln, Breitband-Drosselspulen, Keramikdrosseln
- Schutzleiterdrosseln
- Stromkompensierte Drosseln, Stromkompensierte Datenleitungsfilter
- Ringspulen
- Klappferrite, Blockkerne, Flachkerne, Ferritringe, Ferrithülsen, Ferritplatten, SMD-Ferrite

Was ist beim Einsatz von Drosseln zu beachten

Die unterschiedlichen Drosseltypen sind durch die Applikation bedingt.

- Jede Drossel ist ein Energiespeicher $J = \frac{1}{2} LI^2$.
- Bis zur Resonanzfrequenz ist eine Drossel induktiv, darüber kapazitiv. Resonanzfrequenz: $f_0 = 1 / (2 * \pi * (L * C)^{1/2})$
- Eine Drossel besteht aus ohm'schen, induktiven und kapazitiven Komponenten, ist ein gedämpfter Schwingkreis
- Eine Drossel hat einen relativen Real-(induktivitäts-) Anteil μ_s' und einen relativen frequenzabhängigen, ohm'schen imaginär-(Verlust)Anteil μ_s''

Luftspulen sind für hohe Frequenzen geeignet. Die Belastung durch den Strom ist durch den Draht und die Spannung durch die Isolationsmöglichkeiten begrenzt. Hier sind sehr hohe Güten erreichbar.

Wird vorwiegend im HF-Bereich oder bei großen Strömen eingesetzt.

Ferrite ohne Luftspalt sind für Wechselspannungsanwendungen, wie Filter geeignet.

Können aber bereits bei kleinem DC-Offset, unsymmetrischem Strom/Fluss je nach μ_e , in die Sättigung gehen.

Die untere Grenzfrequenz ist hauptsächlich von der Induktivität abhängig

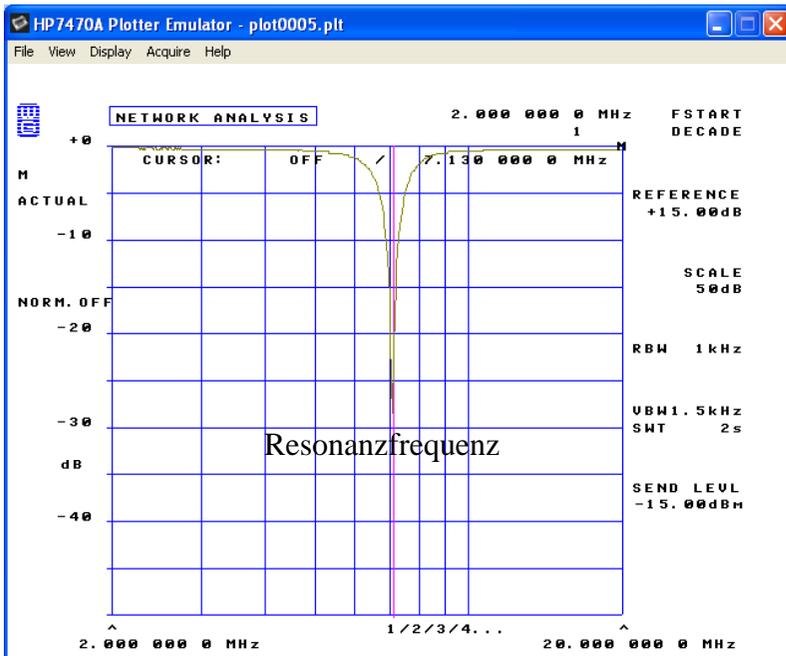
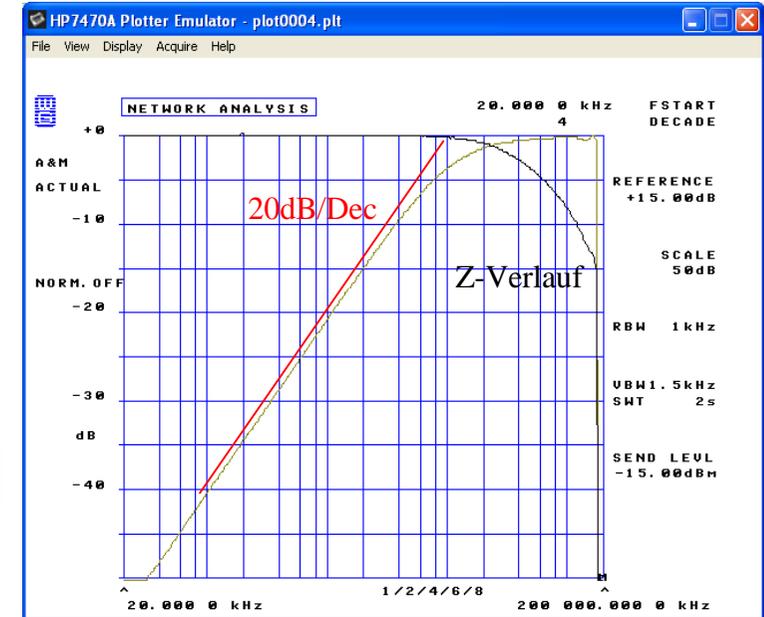
Die obere Grenzfrequenz ist hauptsächlich vom Kernmaterial, Draht und Wicklungsaufbau abhängig

Ferrite mit Luftspalt müssen richtig dimensioniert werden – Der Luftspalt muss zum DC-Strom (Offset) oder der Unsymmetrie passen. Ein zu großer Luftspalt muss mit erhöhter Windungszahl kompensiert werden.

Eisenpulverkerne dürfen nicht überfahren werden. Durch elektrische Überlastung und Erwärmung wird der Alterungsprozess extrem beschleunigt. Die Drosselverluste beachten. Die Auswahl der Kerne (Material und Geometrie) muss zur Applikation passen.

Die Spule - Luftspule

Durchmesser außen:	13,3 mm
Durchmesser innen:	10,1 mm
Mittlere Durchmesser:	11,6 mm
Länge	16 mm
Anschluss je	10 mm:
Drahtdurchmesser CuL	1,5 mm
Windungszahl:	10
DC-Widerstand	5 mΩ
Induktivität be 1 MHz	532 nH



Bestimmung der Induktivität

Bestimmung der **Induktivität**
 Über Resonanz bei 7,13 MHz
 C = 935 pF parallel

$$L := \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_0)^2 \cdot C}$$

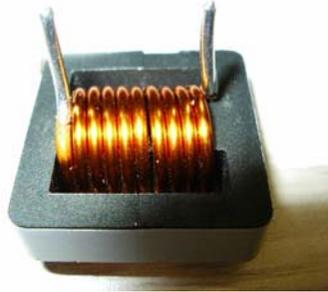
Grundfunktion: Resonanzfrequenz

Eigenresonanz bei 200 MHz
 grau: parallele Messung
 Bestimmung der Induktivität
 Schwarz: serielle Messung
 Bestimmung des Z-Verlaufs
 Angabe in dB

$$L := \frac{37.5}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \sqrt{10 \frac{d}{10} - 1}}$$

Vorhergehende Luftspule, jetzt mit Ferrit

Durchmesser außen: 13,3 mm
 Durchmesser innen: 10,1 mm
 Mittlere Durchmesser: 11,6 mm
 Länge: 16 mm
 Anschluss je: 10 mm:
 Drahtdurchmesser CuL: 1,5 mm
 Windungszahl: 10



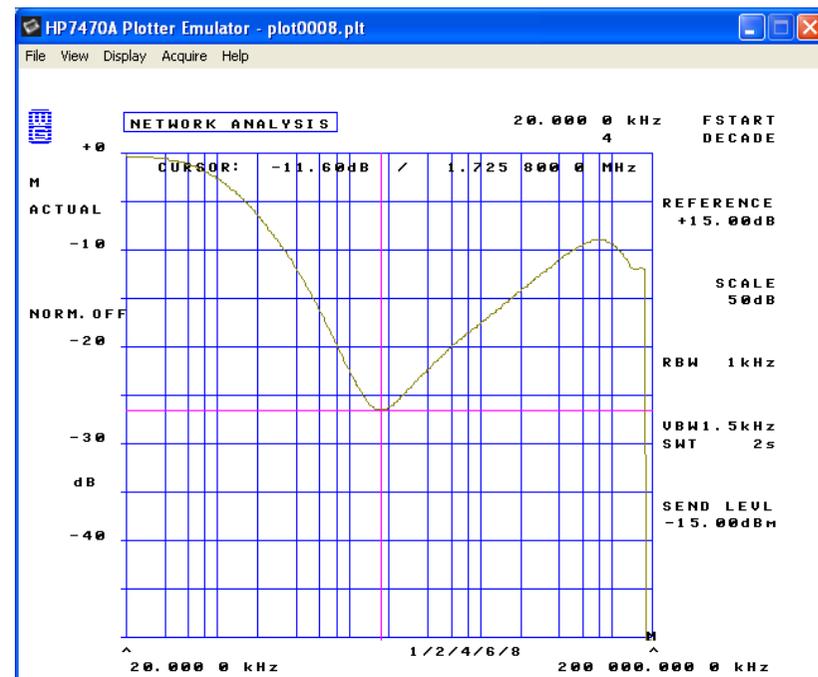
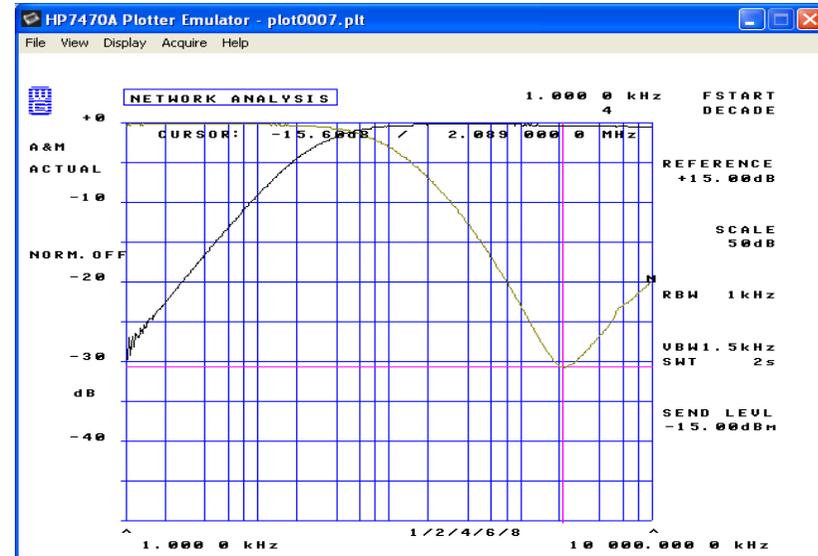
DC-Widerstand: 5 mΩ
 Induktivität bei 1 MHz: 213 μH

Eigenresonanz bei 2.09MHz ergibt eine Eigenkapazität der Spule von

$$C_{\text{eigenresonanz}} := \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_0)^2 \cdot L} = 27 \text{ pF}$$

Geht man von dieser Kapazität aus wäre die Eigenresonanz der Spule ohne Kern bei

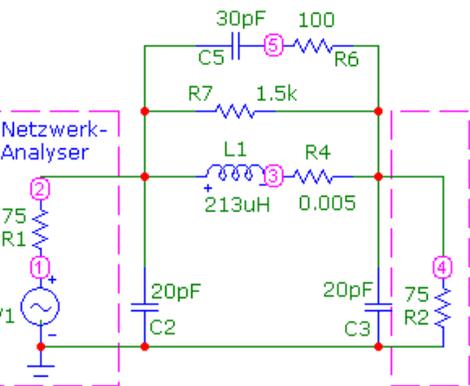
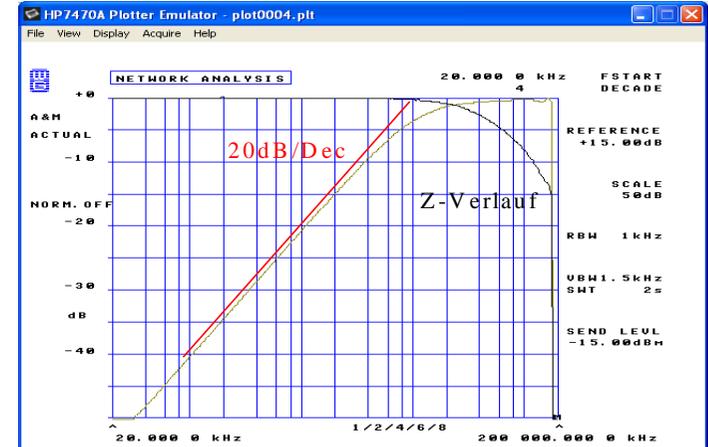
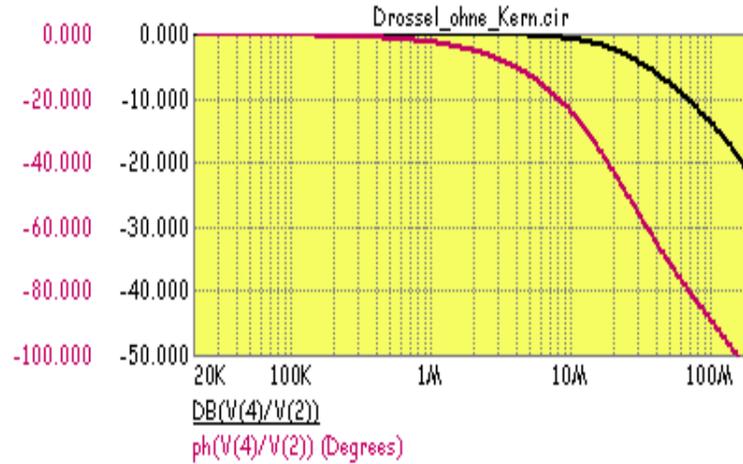
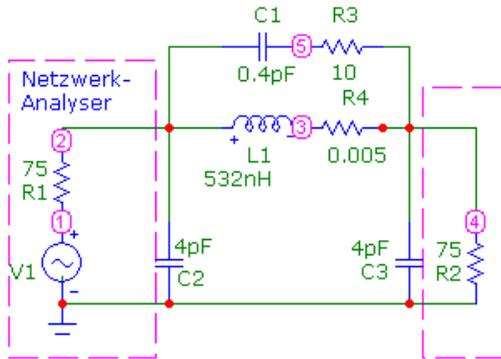
$$f_0 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = 161 \text{ MHz}$$



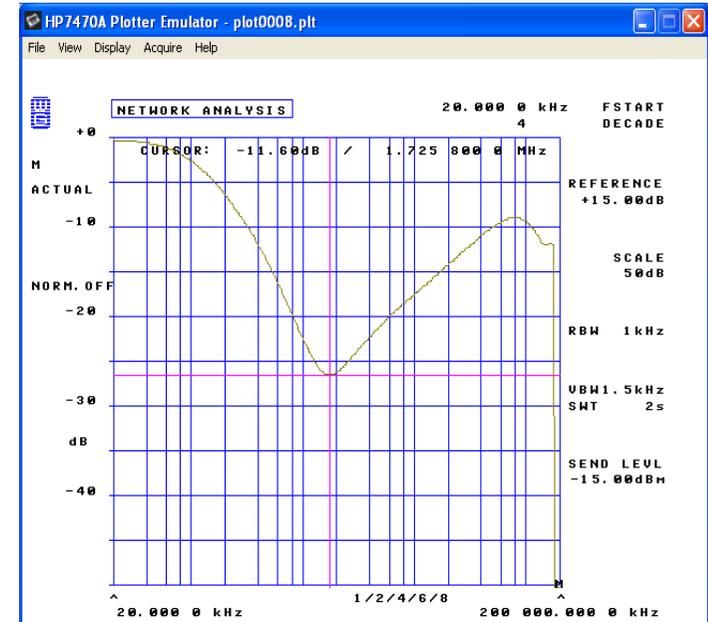
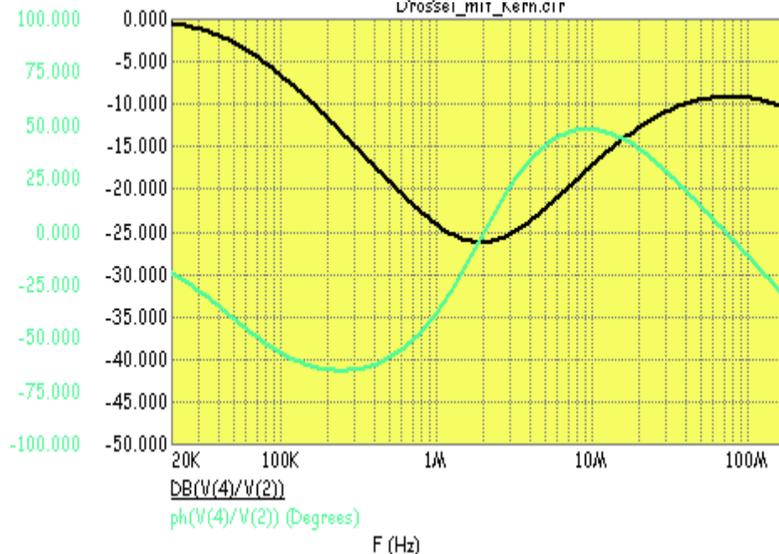
Simulationen der Drossel mit MicroCap

Genau so wichtig, wie die Ausführung der Messung ist die saubere Trennung des Einflusses der Zuleitung zum Messobjekt. Eine Zuleitung von 1 cm Länge hat bei einer Frequenz von 100 MHz ($\lambda = 3 \text{ m}$) die gleiche induktive oder kapazitive Wirkung, wie bei einer Tonfrequenz von 1 kHz, eine Verbindungsleitung von 1 km Länge.

Ohne Kern

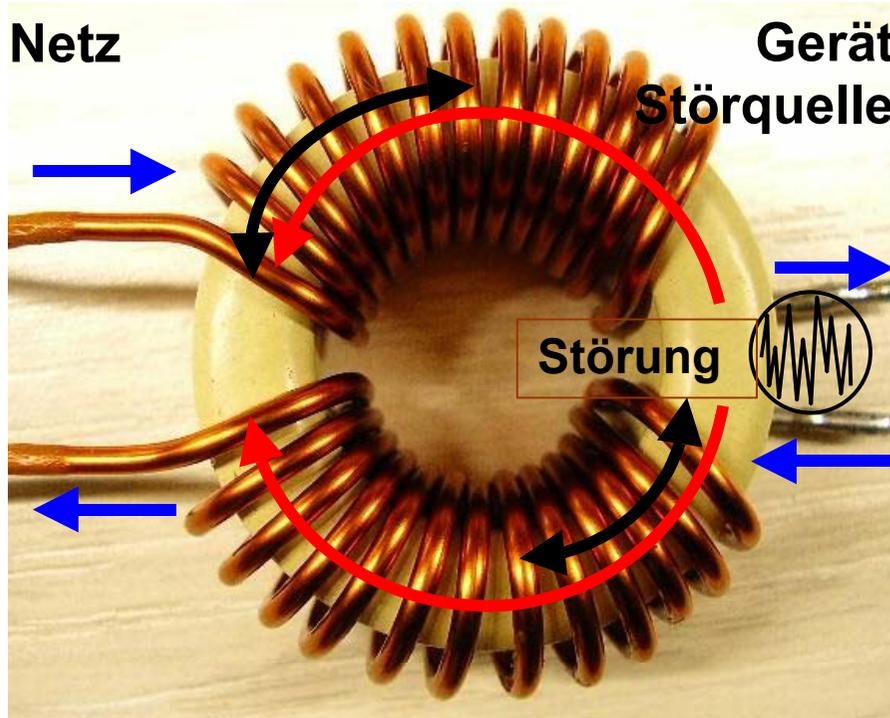


Mit Kern

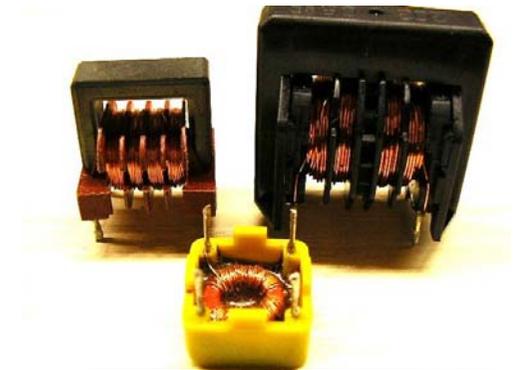


Die Stromkompensierte Drossel

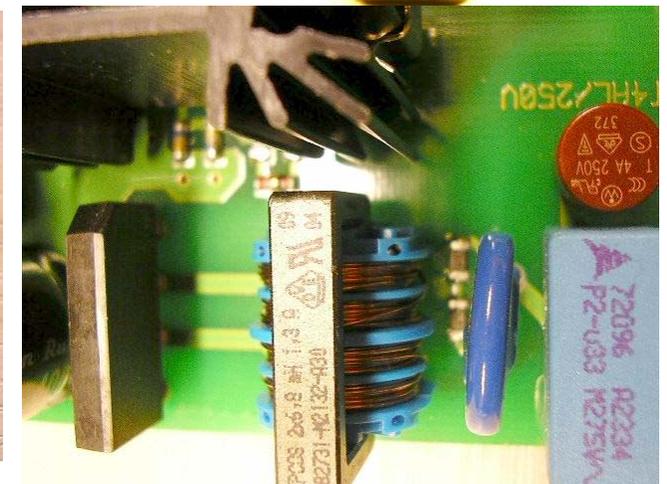
Elektronische Geräte erzeugen Gleichtakt- und Gegentaktstörungen.
Es sind unterschiedliche Wirkungsweisen nach Material und Beschaltung möglich



Der Magnetischer Fluss kompensiert sich durch die zwei symmetrischen Wicklungen
dadurch führt der Betriebsstrom nicht zur Sättigung der Drossel !
Der asymmetrische Störstrom erzeugt einen zusätzlichen magn. Fluss und wird gedämpft.



Dreiphasia



Die Summe aller Betriebsströme heben sich durch die vorzeichenrichtige Addition auf (Kompensation).
Bei symmetrischen Aufbau kommt es nicht zur Sättigung, dadurch sind hochpermeable Kernmaterialien einsetzbar.

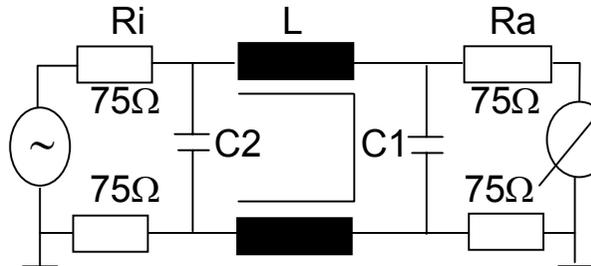
[Erklärung in Skript](#)
[Simulation](#)

Magnetische Bauteile von G.Schindler

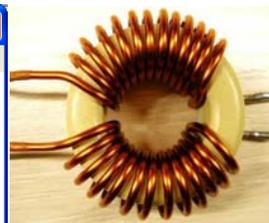
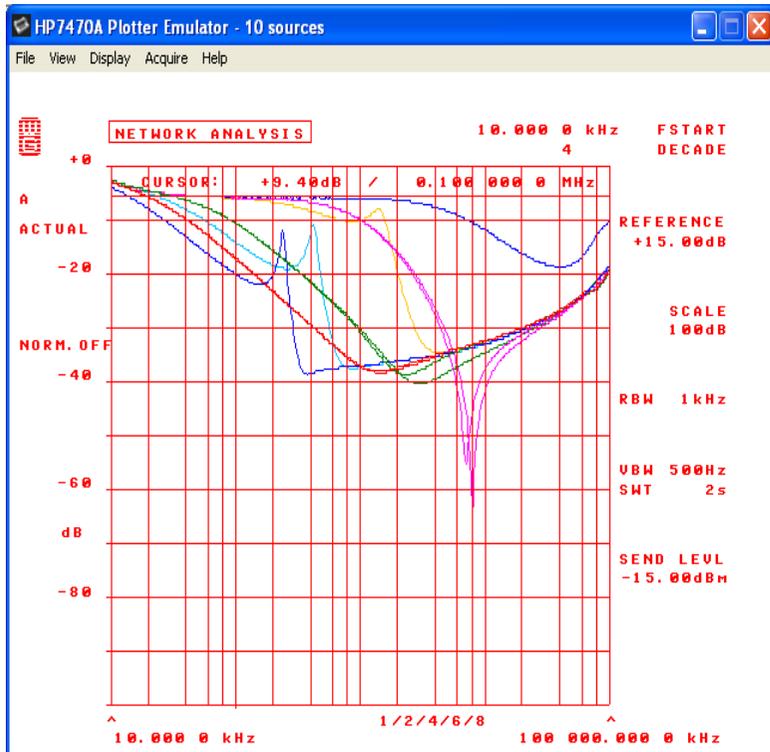
Dämpfungsverlauf zweier Stromkompensierter Drosseln

Symmetrische Messung 150Ω

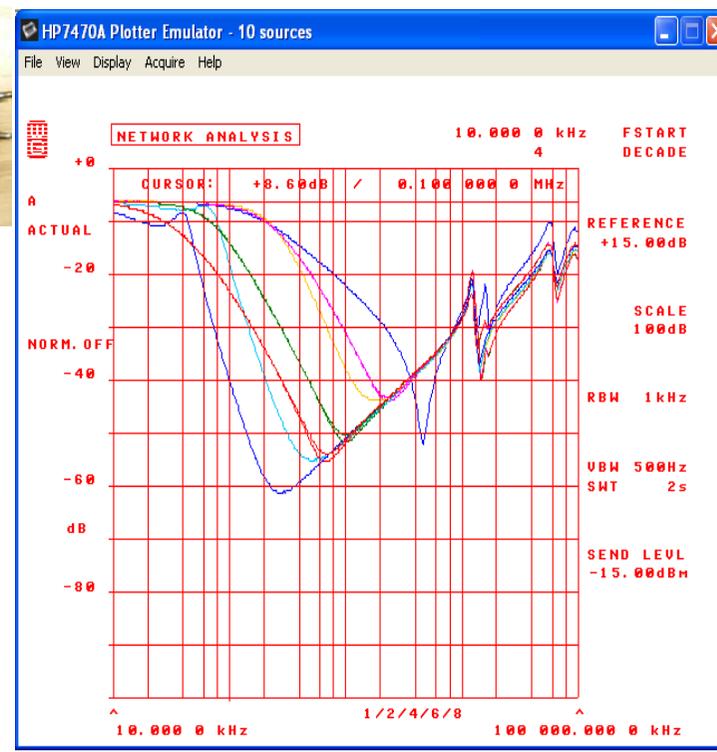
[Auswertung](#) und [Simulation](#)



- Blau: nur Drossel C1/C2 nicht belegt
- Lila: C1= 2,2nF WIMA MP3/X2 C2= 2,2nF WIMA MP3/X2 kleinere Dämpfung
- Grün: C1= 33nF WIMA MP3/X2 C2= 33nF WIMA MP3/X2 kleinere Dämpfung
- Rot: C1= 100nF WIMA MKP C2 = 100nF WIMA MKP kleinere Dämpfung
- Resonanzfrequenz liegt tiefer
- Gelb: 2 Kondensatoren C1= C2 = 2,2nF WIMA MP3/X2
- Hellblau: C1= C2 = 33nF WIMA MP3/X2
- Blau: C1= C2 = 100nF WIMA MKP



$L_p = 2 \text{ mH}$
 $L_s = 9,6\mu$
 $= 0,48\%$
 $R_{DC} = 10\text{m}\Omega$



$L_p = 52 \text{ mH}$
 $L_s = 291\mu\text{H}$
 $= 0,56\%$
 $R_{DC} = 2,48\Omega$

Funktionen der Stromkompensierten Drossel

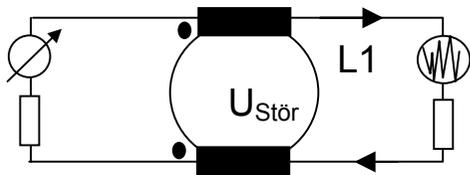
Symmetrische Anordnung der Wicklungen auf hochpermeablem Ferritkern

Unterschiedliche Abstände der Wicklung zum Kern können zur Unsymmetrie und dadurch zum Funktionsausfall führen

Gegentaktstörung – asymmetrische Störungen

Koppelfaktor $K = 1$ – keine Streuung

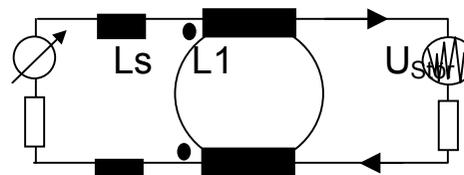
Theoretisch



Wirkt nicht, I sättigt nicht

Koppelfaktor $K < 1$ – mit Streuung

real

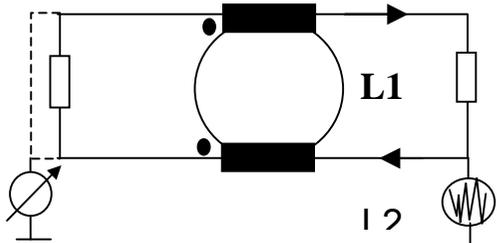


L_s wirkt, I sättigt nicht

Gleichtaktstörungen - symmetrische Störungen

Koppelfaktor $K = 1$ – keine Streuung

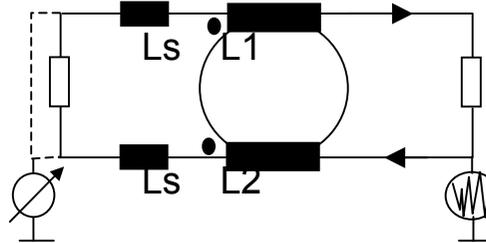
theoretisch



Drosseln wirken, I sättigt nicht

Koppelfaktor $K < 1$ – mit Streuung

real



L_s und Drosseln wirken, I sättigt nicht

[Kontext im Skript](#)

[Simulation](#)

Funktionalität zweier Drosseln auf einem Kern in Reihe

Nicht stromkompensiert

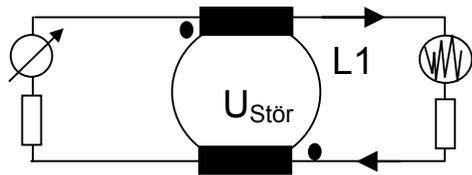
Mit zunehmender Sättigung wirkt L1 und L2 immer geringer

Kann nur mit Luftspalt oder Eisenpulverbasis verwendet werden!

Hochpermeable Ferrite sind hier unbrauchbar, da die Sättigung bereits bei kleinem Fluss einsetzt und der Kern somit die induktive Wirkung verliert. Für diese Anwendung sind allerdings kleinere Permeabilitäten (Induktivitätswerte) verfügbar.

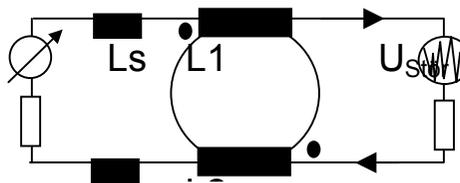
Gegentaktstörungen – asymmetrische Störungen

Koppelfaktor $K = 1$ – keine Streuung
theoretisch



L1 + L2 wirken, I sättigt

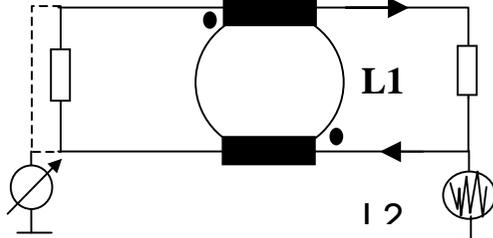
Koppelfaktor $K < 1$ – mit Streuung
real



Ls und L1 + L2 wirken, I sättigt

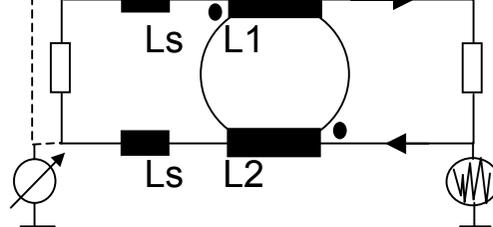
Gleichtaktstörungen - symmetrische Störungen

Koppelfaktor $K = 1$ – keine Streuung
theoretisch



L1 + L2 wirken, I sättigt

Koppelfaktor $K < 1$ – mit Streuung
real

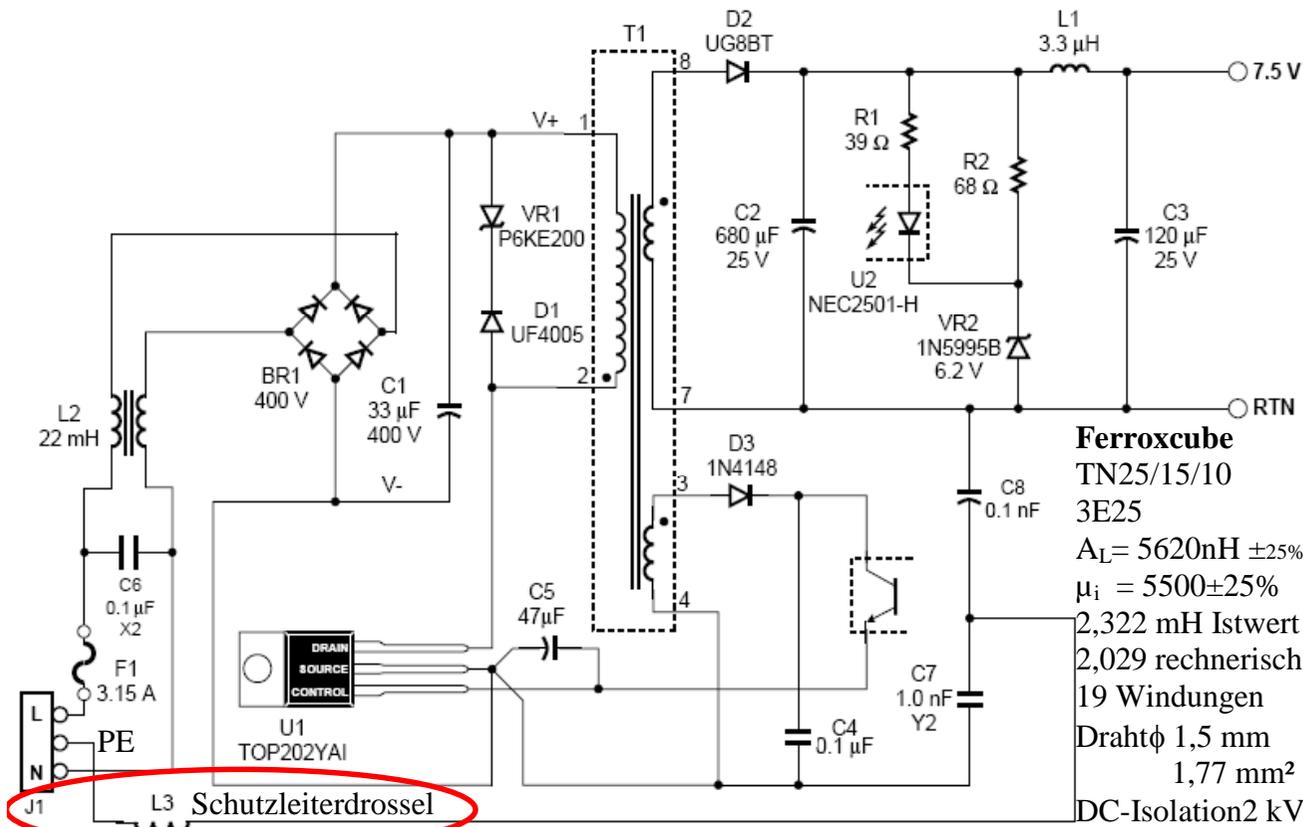


Ls und L1 + L2 wirken, I sättigt

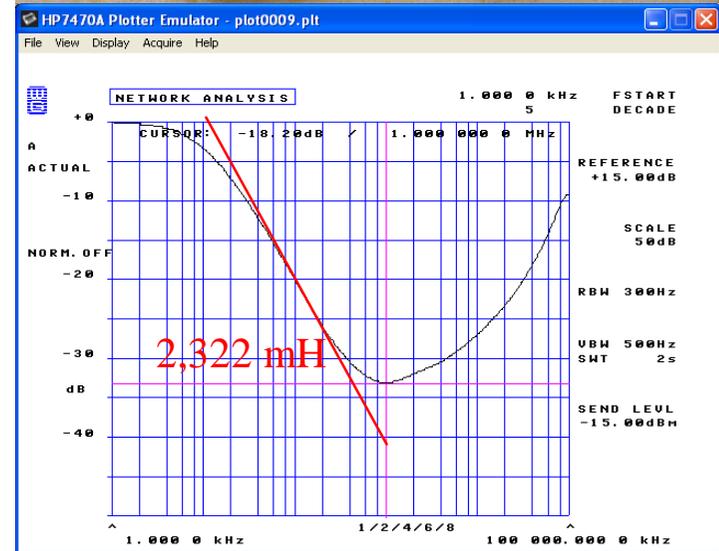
Die Schutzleiterdrossel

Zur Entstörung, bei größeren Leistungen, ist bei geerdetem Betrieb (PE, Schutzleiter) oft eine zusätzliche Schutzleiterdrossel erforderlich. Dadurch wird eine Störspannungsteilung erreicht. Allerdings sollte das Standardnetzfilter nicht nur durch eine Schutzleiterdrossel ersetzt werden - optional. Im Normalfall wird diese Drossel nur vom Ableitstrom $< 3,5\text{mA}$ durchflossen. Dadurch ist es möglich hochpermeable Kerne zu verwenden. Hierbei ist allerdings zu beachten, dass die Sättigung bereits bei diesen kleinen Strömen beginnt. Nach VDE muss der Drahtquerschnitt der Drossel min. der des Schutzleiters entsprechen. $16\text{A} \Rightarrow 1,0\text{ mm}^2$, $20\text{A} \Rightarrow 1,5\text{ mm}^2$, $27\text{A} \Rightarrow 2,5\text{ mm}^2$, $36\text{A} \Rightarrow 4\text{ mm}^2$ Ferrit Beads sind alternativ manchmal möglich.

Applikationsprinzip von PI Power Integration



Ferroxcube
 TN25/15/10
 3E25
 $A_L = 5620\text{nH} \pm 25\%$
 $\mu_i = 5500 \pm 25\%$
 2,322 mH Istwert
 2,029 rechnerisch
 19 Windungen
 Draht ϕ 1,5 mm
 1,77 mm²
 DC-Isolation 2 kV



Der Transformator - Übertrager

Der Begriff Transformator steht eigentlich für die Transformierung von Netzspannungen – Dieses Thema wird hier nicht behandelt. Ich verwende den Begriff Übertrager .

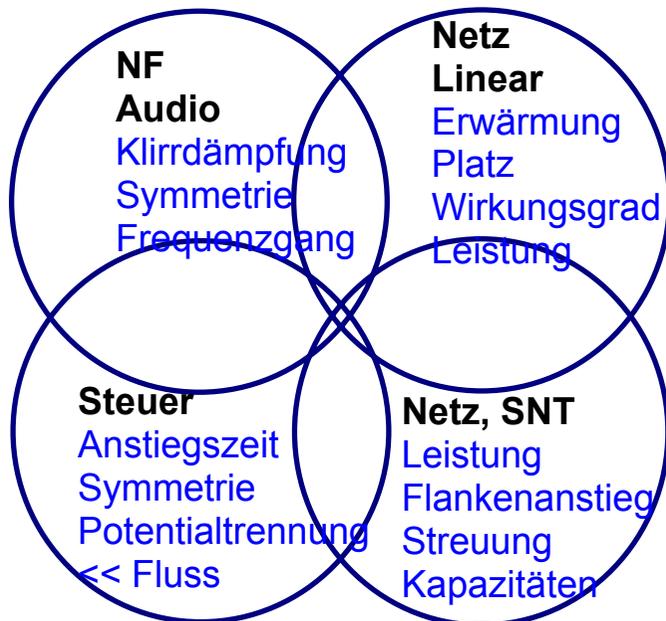
Der Übertrager besteht im Prinzip aus zwei oder mehreren miteinander induktiv gekoppelten Wicklungen oder Spulen und ist ein Wechselstrombauteil das Spannungen, Ströme und Impedanzen transformiert.

Je nach Einsatz- und Applikation sind allerdings unterschiedliche Betrachtungsweisen erforderlich:

Folgende Anwendung sind mit Übertragern möglich:

- Transformierung von Wechselspannungen
- Transformierung von Wechselströmen
- Galvanische Trennung zweier Stromkreise
- Widerstandsanpassung
- Signalübertragung

Einteilung:



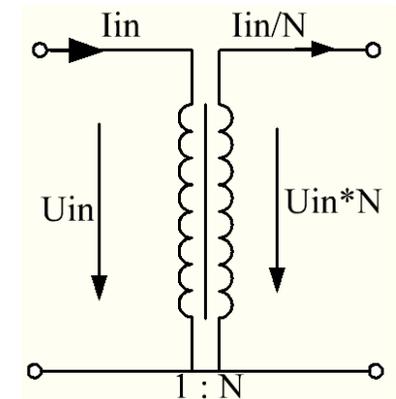
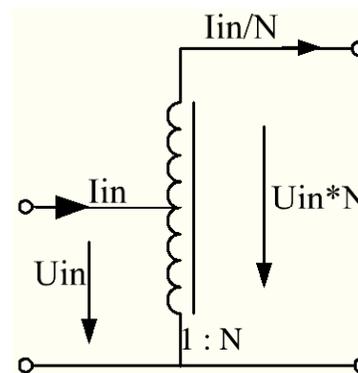
Ein idealer Übertrager oder Übersetzer:

ist ein fest gekoppelter Sparübertrager mit unendlich großer Induktivität und ohne jegliche Art von Verlusten.

nur dann ist $P_{IN} \Leftrightarrow P_{OUT}$

$$U_{IN} \cdot I_{IN} \Leftrightarrow U_{OUT} \cdot I_{OUT}$$

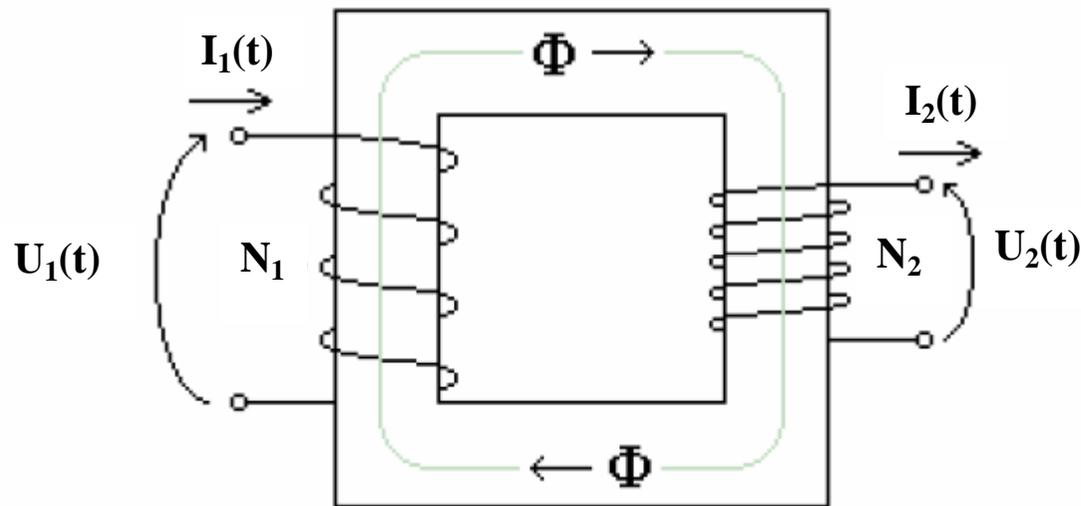
$$U_{IN} \cdot I_{IN} \Leftrightarrow (U_{OUT} \cdot N) \cdot (I_{OUT} / N)$$



Übertrager sind einzelne Induktivitäten, die über einen gemeinsamen magnetischen Fluss gekoppelt sind.

1. Der Eingangsstrom fließt über die Primärwindung,
2. generiert einen zeitabhängigen magnetische Fluss
3. und induziert eine Ausgangsspannung an der Sekundärwindung.

Dieser gemeinsame Fluss kann auf eine oder mehr Sekundärwindungen verteilt werden.



Für den geschlossenen magnetischen Kreis gilt folgende Gesetzmäßigkeit:

$$N_1 \cdot I_1 - N_2 \cdot I_2 = \Phi \cdot R_{\text{mag}}$$

$$= N_1 \cdot I_1 - N_2 \cdot I_2 = \Phi \cdot l / (\mu_r \cdot A_e)$$

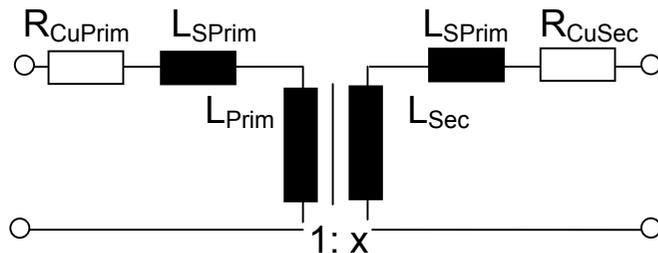
verlustfrei wenn: $\mu_r \rightarrow \infty \rightarrow R_{\text{mag}} = 0$

$$N_1 \cdot I_1 - N_2 \cdot I_2 = 0$$

$$N_1 \cdot I_1 = N_2 \cdot I_2$$

Bedingung für einen verlustfreien, idealen Übertrager

Seite 33 HFTransformer



Magnetische Bauteile von G.Schindler

Die Wicklungen eines Übertagers besitzen Induktivitäten, deren Wert vom Quadrat der Windungszahlen abhängt.

$$L := \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{N^2 \cdot A_e}{l_e}$$

L	= Induktivität	H (Henry), Vs/A, Ωs
N	= Windungszahl	
A_e	= magnetische Fläche	$m^2, cm^2, mm^2, inch^2$
l_e	= Länge der Spule	m, cm, mm, inch
μ_0	= Magnetische Feldkonstante von Luft	$1,257 \times 10^{-6} \text{ Vs/Am}; 1,257 \times 10^{-4} \text{ Vs/Acm}$
μ_r	= relative Permeabilität	--
R_m	= magnetische Widerstand	$1/\Omega s; A/Vs$

$$L := \frac{N^2}{R_m}$$

An einem Transformator mit unbekanntem Windungszahlen der Einzelwicklungen ist eine näherungsweise Bestimmung der Windungszahlen auf folgende Weise möglich:

Die Induktivitätswerte der Einzelwicklungen werden bei konstanter Spannung und Frequenz gemessen.

So erhält man z.B. die Werte $L_1, L_2, L_3, \dots, L_x$.

Daraus lassen sich die Verhältnisse der Windungszahlen zueinander berechnen:

$$W_1 : W_2 : W_3 : W_x = \sqrt{L_1} : \sqrt{L_2} : \sqrt{L_3} : \sqrt{L_x}$$

Die tatsächlichen Windungszahlen erhält man, wenn man entweder das Kernmaterial mit seinem A_L oder μ -Wert kennt, oder indem man eine kleine Hilfswicklung auf den Transformator aufbringt mit bekannter Windungszahl W_h . Deren Induktivität L_{Hilf} wird wie oben gemessen. Dadurch lassen sich die Windungszahlen direkt berechnen:

$$W_1 : W_h = L_1 : L_h \quad \text{oder} \quad W_1 = W_h \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_h}}$$

Hierbei ist allerdings zu beachten, dass der Abstand zum Kern den gemessenen Induktivitätswert beeinflusst => er wird kleiner.

Magnetische Bauteile von G.Schindler

Auch führt diese Berechnung nur zu exakten Ergebnissen, wenn die Transformatorwicklungen ohne Streuung miteinander verkoppelt wären. Praktisch ist es immer aber so, dass einige Feldlinien des Magnetfeldes nicht durch alle Wicklungen gemeinsam hindurchführen. Diese „nicht verkoppelten“ Feldlinien sind unabhängige Induktivitäten, **die Streuinduktivitäten**. Diese Induktivitäten sind nicht real vorhanden, aber rechnerisch und funktional müssen sie beachtet werden. Je nach Transformatorconstruction und natürlich auch frequenzabhängig sind die Streuinduktivitäten unterschiedlich stark ausgeprägt. Besonders in Transformatoren, in denen Schaltimpulse hoher Flankensteilheit übertragen werden, führen Streuinduktivitäten zusammen mit den Wicklungskapazitäten zu überlagerten Überschwingern und verfälschen des Originalsignal oft in unzulässiger Weise. Auch bei Schaltnetzteilen muss die durch die Streuinduktivität gespeicherte Energie durch Löschkreise abgefangen werden, sonst wird der Schalter (FET) durch die Induktionsspannung zerstört => $U = L (dI/dt)$

Transformationsverhältnisse

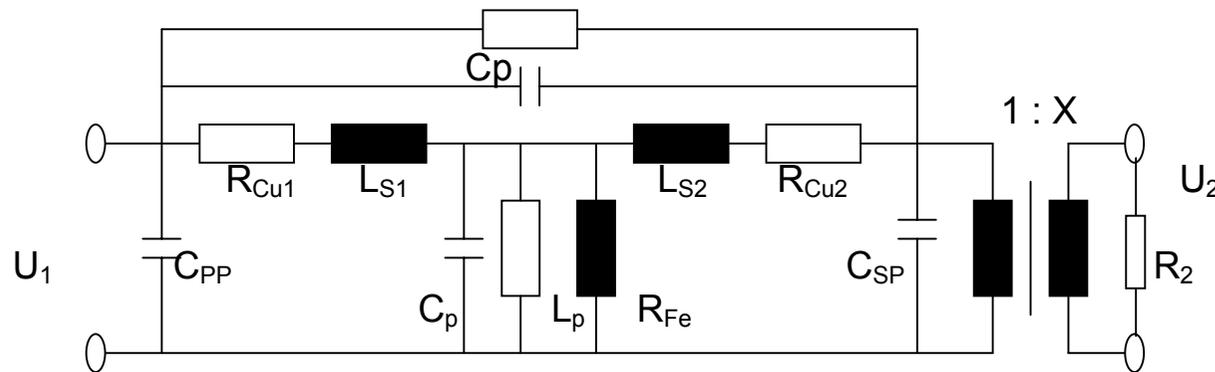
Aus Übersichtsgründen ist der ideale Transformator aufgeführt

	<p>Übersetzungs- verhältnis Windungszahl über den A_L- Faktor</p>	$\dot{u} = N_1 / N_2$ $L_1 = A_L * N_1^2$ $L_2 = A_L * N_2^2$		<p>Widerstands- transformation</p>	$\dot{u} = \sqrt{R_1 / R_2}$ $\dot{u}^2 = R_1 / R_2$
	<p>Spannung</p>	$\dot{u} = U_1 / U_2$		<p>Induktivitäts- transformation</p>	$\dot{u} = \sqrt{L_1 / L_2}$ $\dot{u}^2 = L_1 / L_2$
	<p>Strom</p>	$\dot{u} = I_2 / I_1$		<p>Kapazität- transformation</p>	$\dot{u} = \sqrt{C_2 / C_1}$ $\dot{u}^2 = C_2 / C_1$
	<p>Leistung</p>	$P_1 = P_2$ $U_1 * I_1 = U_2 * I_2$		<p>Spartrafo</p>	$\dot{u} = N_1 / N_2$

Transformator mit Streuinduktivitäten

Das oben erwähnte Netz von Kapazitäten ist in dem vorstehenden Ersatzbild natürlich nicht berücksichtigt. Diese Kapazitäten sind einerseits zwischen den einzelnen Windungen und andererseits zwischen den Wicklungen verteilt vorhanden. Die einzelnen Kapazitätswerte sind vom Ort der „Kondensatorbeläge“ d. h. von den aufbaubedingten, geometrischen Verhältnissen abhängig und ebenso von den die elektrischen Eigenschaften der dazwischenliegenden Materialien. Es gibt streng genommen kein exakt zutreffendes Ersatzbild für das Kondensatornetz. Man muss sich mit Näherungen begnügen und benutzt dabei „konzentrierte“ Kapazitäten, wo doch „verteilte,“ Kapazitäten vorhanden sind. Verteilte Kapazitäten findet man z.B. auch bei Leitungen.

Ersatzschaltbild eines Transformators:



Verhältnis $\ddot{u} = 1 : n$
ohne Streuinduktivität

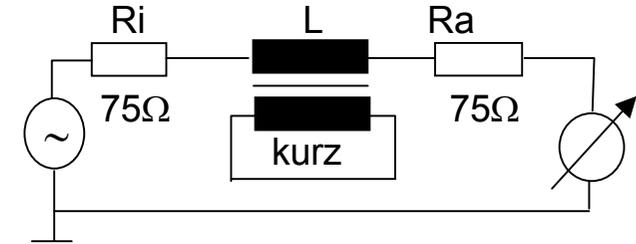
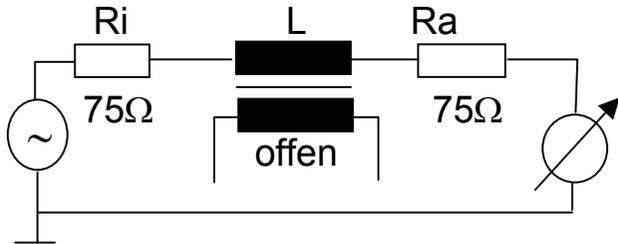
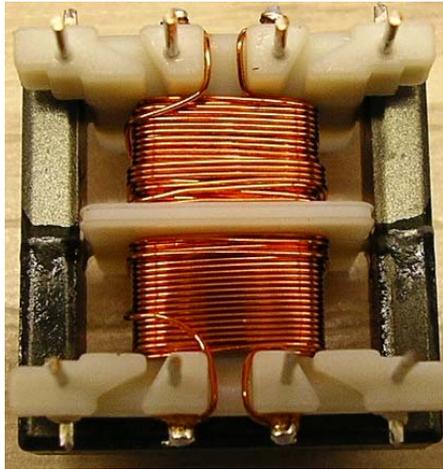
$$\frac{U_2}{U_1} := n \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_{Cu2} + \frac{R_{Cu1}}{n^2}}$$

$$\frac{U_2}{U_1} := n \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{Cu2} + \frac{R_{Cu1}}{n^2}}{R_2}} \quad \text{Falls} \quad \frac{R_{Cu2} + \frac{R_{Cu1}}{n^2}}{R_2} \ll 1, \text{ dann gilt}$$

$$\frac{U_2}{U_1} \approx n \cdot \left(1 - \frac{R_{Cu2} + \frac{R_{Cu1}}{n^2}}{R_2} \right)$$

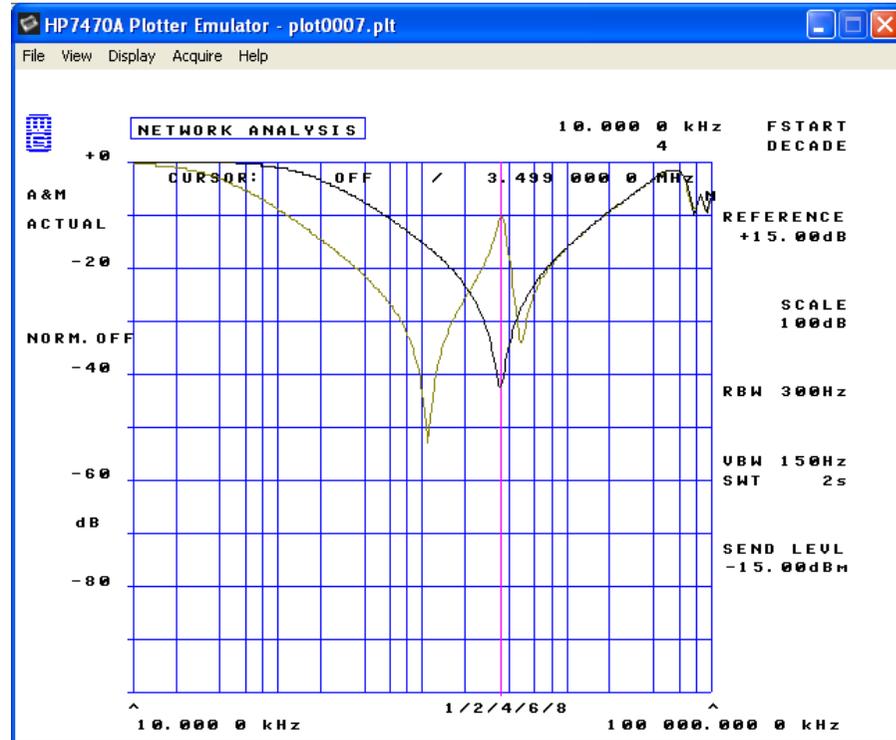
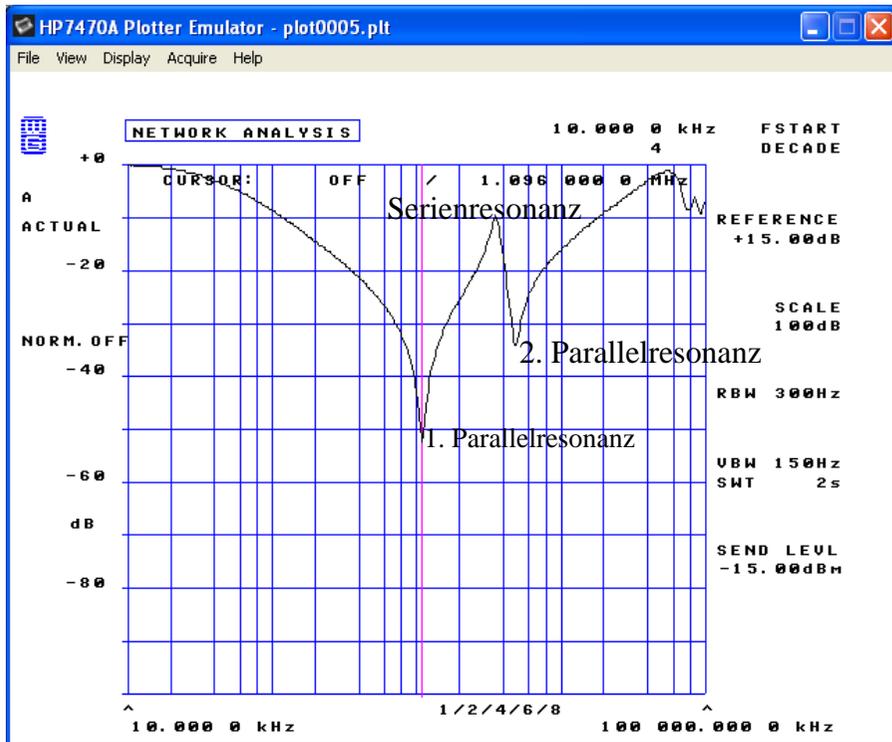
Innerer Spannungsabfall

Der HF-Transformator



Betrachtung mit Netzwerkanalyser
Parallelinduktivität, Sekundärwicklung offen

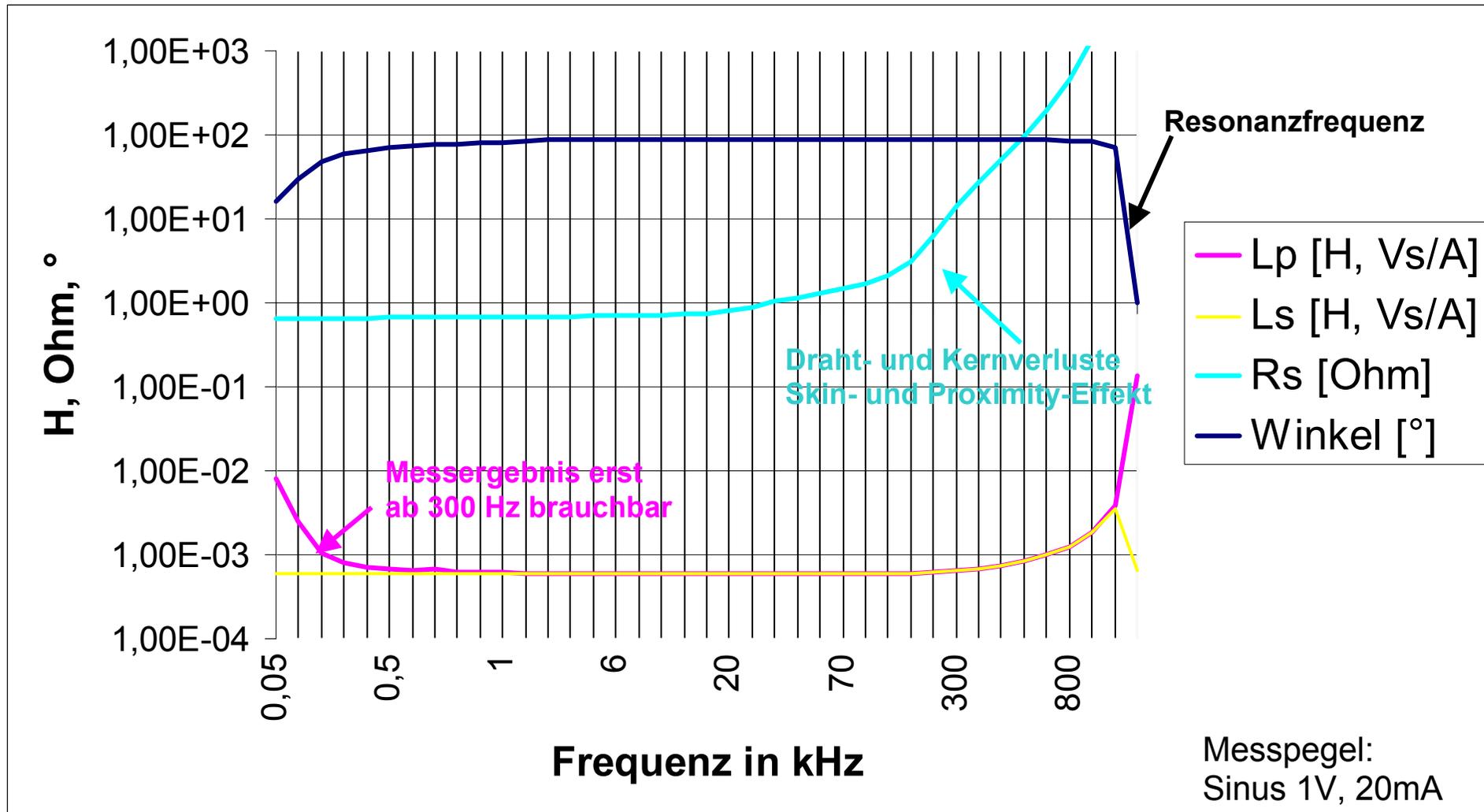
Sekundärwicklung kurzgeschlossen



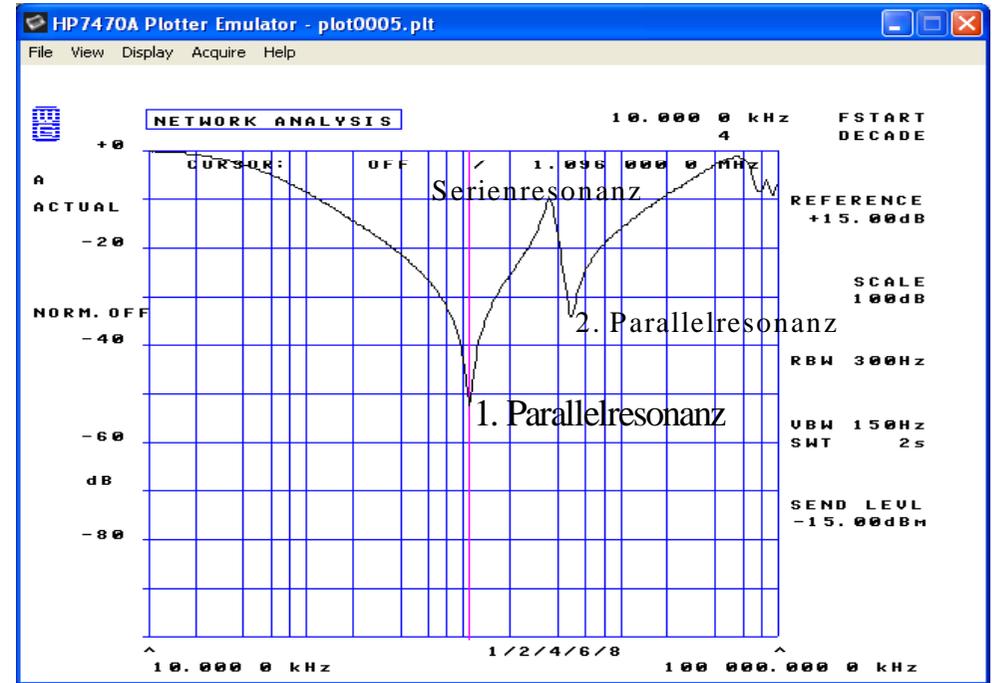
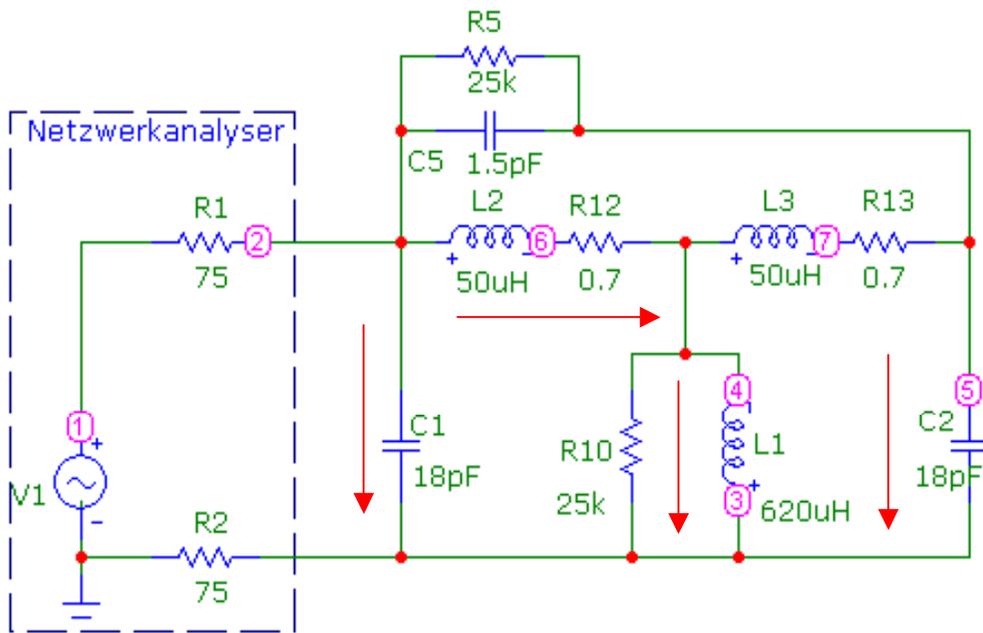
Vermessung des HF-Transformators mit einer LCR-Messbrücke (HIOKI 3532)

Ab 50 Hz bis zur Resonanzfrequenz von 1,08MHz

Verlauf der Parallel- und Serieninduktivität (L_p , L_s) sowie des Serienwiderstandes R_s und des Winkels $^\circ$ über der Frequenz.



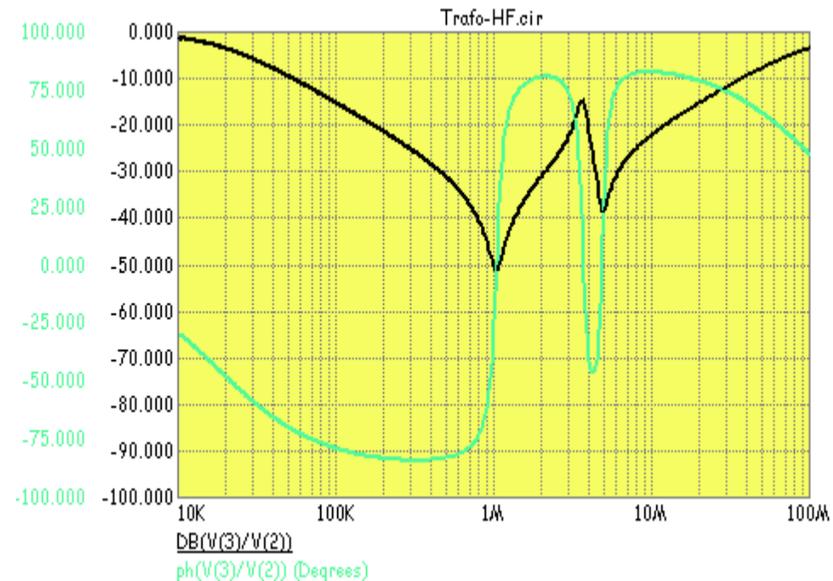
Die Primärinduktivität



Bei der Primärinduktivität sind folgende Werte des Ersatzschaltbildes ausschlaggebend:

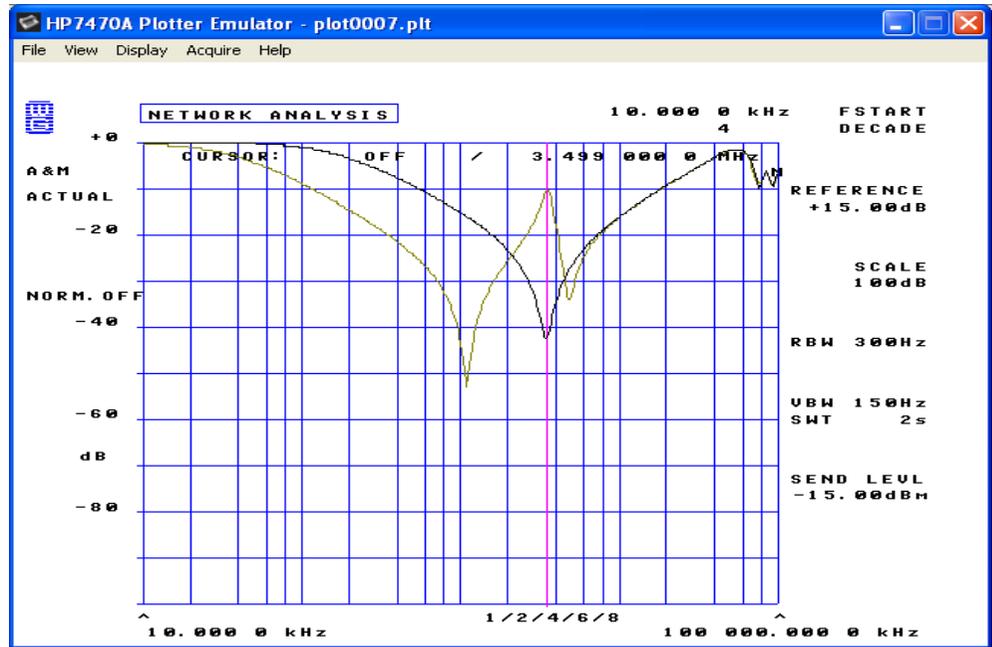
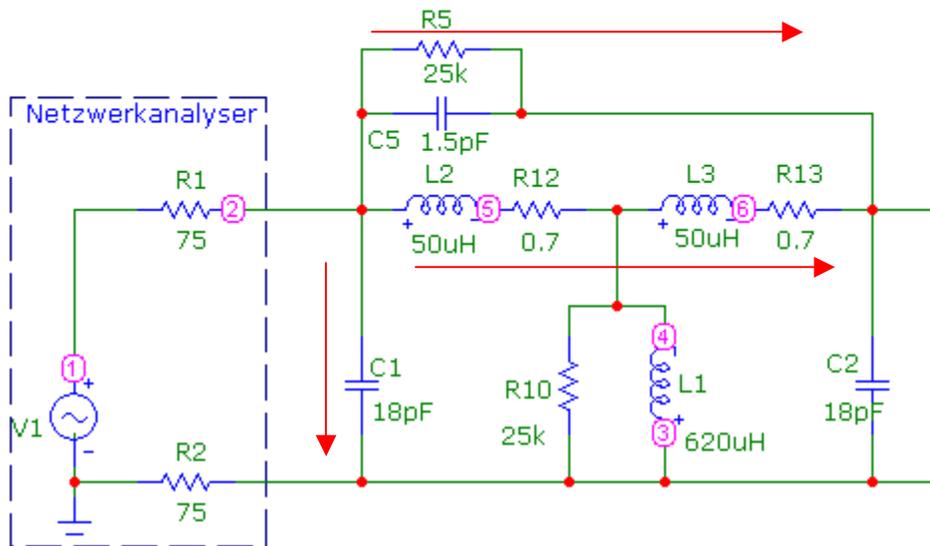
$$f_p \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_1 + L_2) \cdot (C_1 + C_2)}} \quad f_p = 1.025 \times 10^6$$

R₁₀ = Eisenverluste ist für die Güte verantwortlich



Magnetische Bauteile von G.Schindler

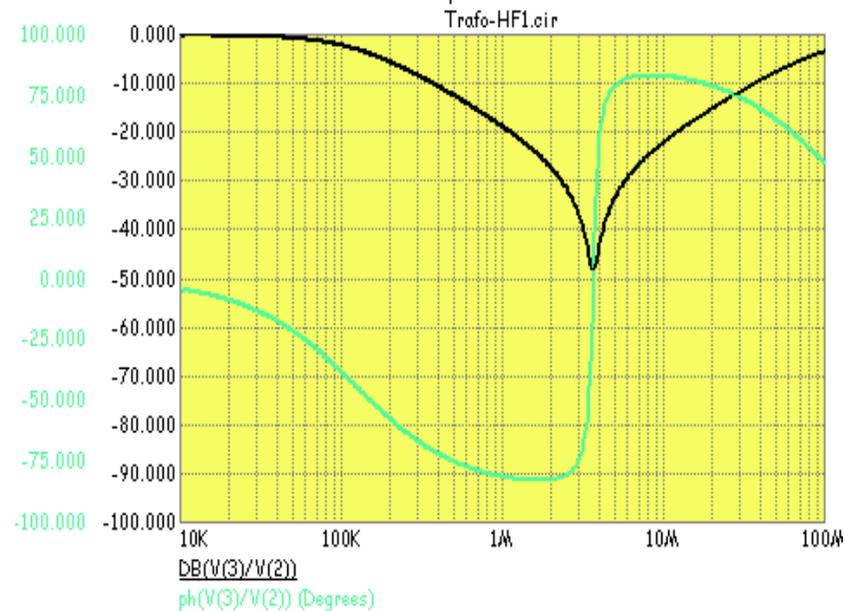
Die Streuinduktivität



Bei der Streuinduktivität sind folgende Werte des Ersatzschaltbildes ausschlaggebend:

$$f_s \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\left(\frac{C_1 \cdot C_5}{C_1 + C_5} + C_1\right) \cdot (L_2 + L_3)}} \quad f_s = 3.615 \times 10^6$$

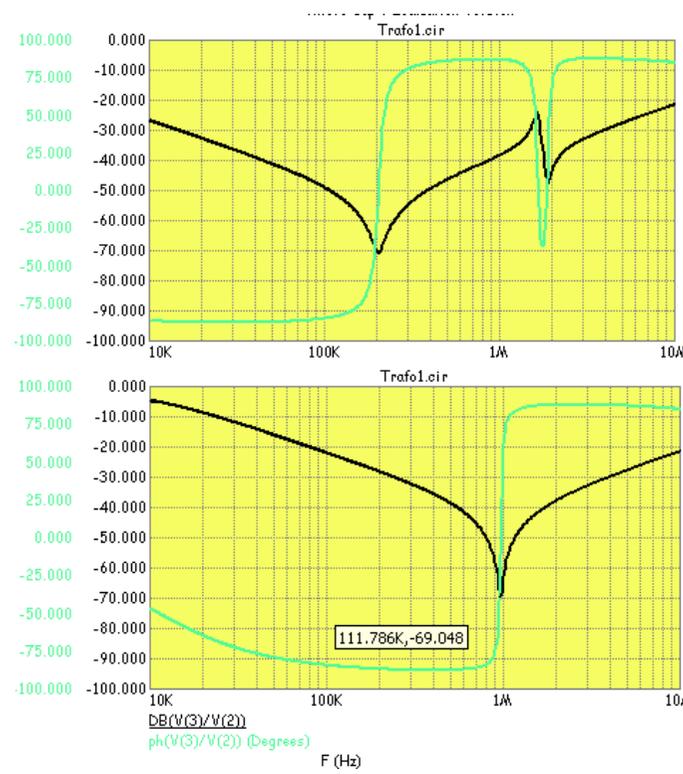
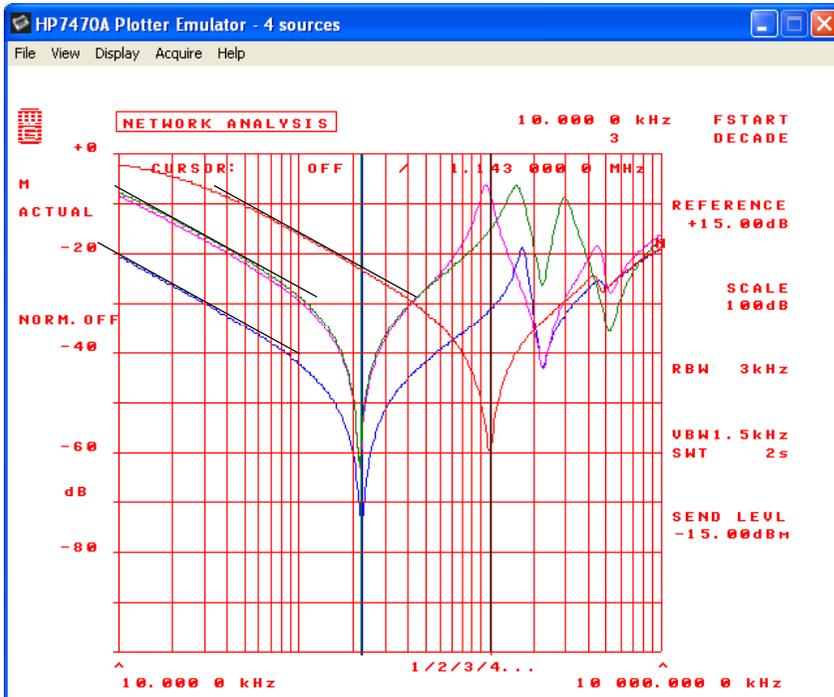
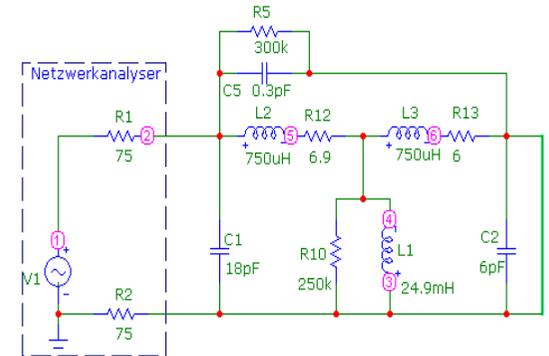
R₅ = ist für die Güte des Schwingkreises verantwortlich



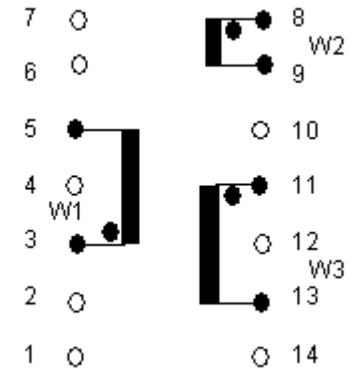
Praktisches Beispiel

Auswertung eines Trafos – 3-Kammerwicklung EF16

Farbe	Wicklung	R_{DC}	L_P	f_0	f_S
Blau:	W1	6,885Ω	24,9mH	220,8kHz	1,73MHz
Lila:	W2	3,064Ω	5,78mH	217,8kHz	1,08MHz
Grün:	W3	2,937Ω	5,21mH	217,8kHz	1,59MHz
Rot:	L_{SW1} mit W2/W3 kurz		1,49mH / 6%	1,14MHz	



Ersatzschaltbild



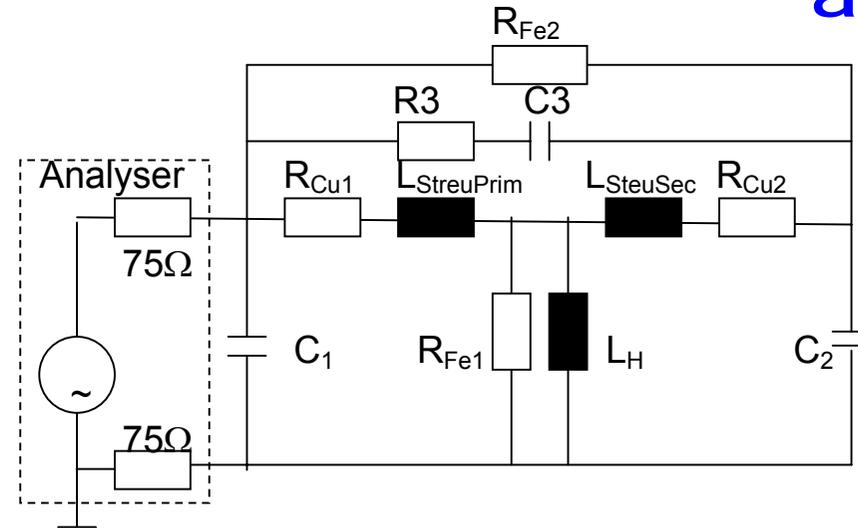
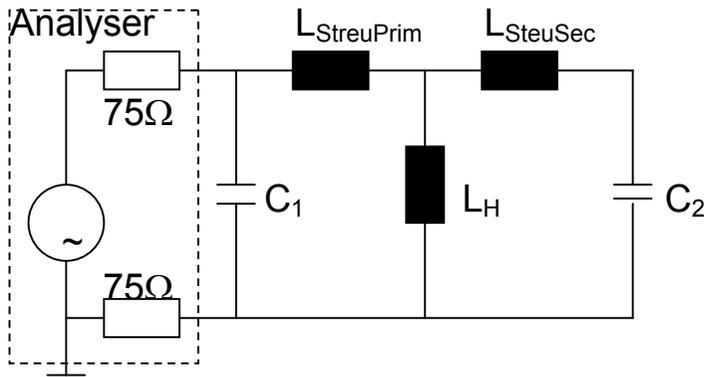
Pinbelegung

Simulation: Trafo1.Cir

f_{S-W1} und f_{PStreu} sind nicht identisch => $C1 \neq C2$

Magnetische Bauteile von G.Schindler

Der Übertrager - mathematische Zusammenhänge



Die 1. Parallelresonanz:

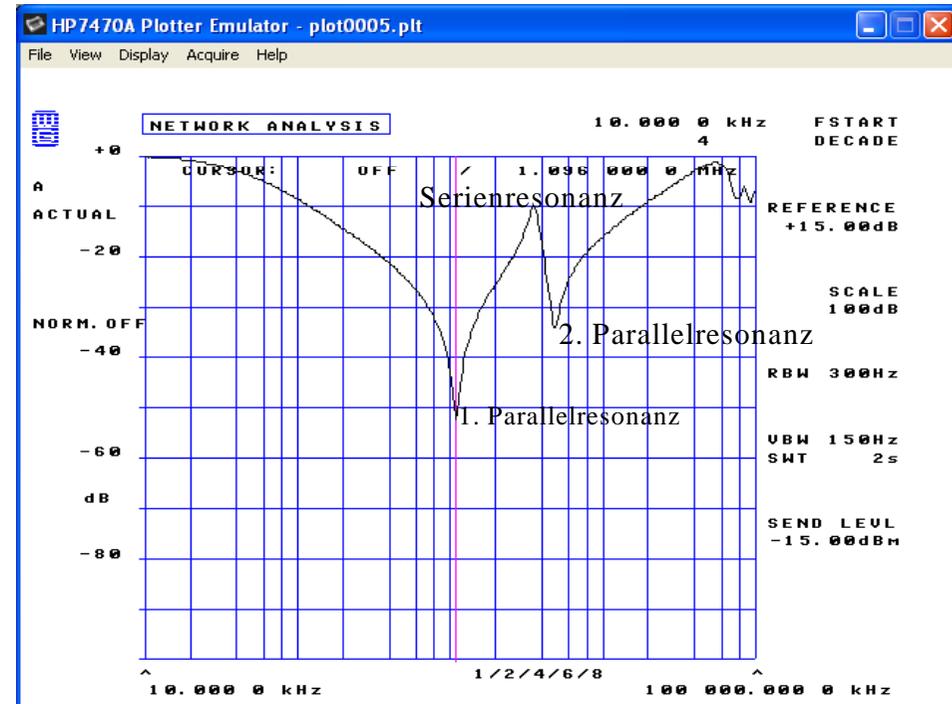
$$f_{p1} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_H \cdot (C_1 + C_2)}}$$

Die Serienresonanz

$$f_{s1} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_{SPrim} + L_{SSec}) \cdot C_2}}$$

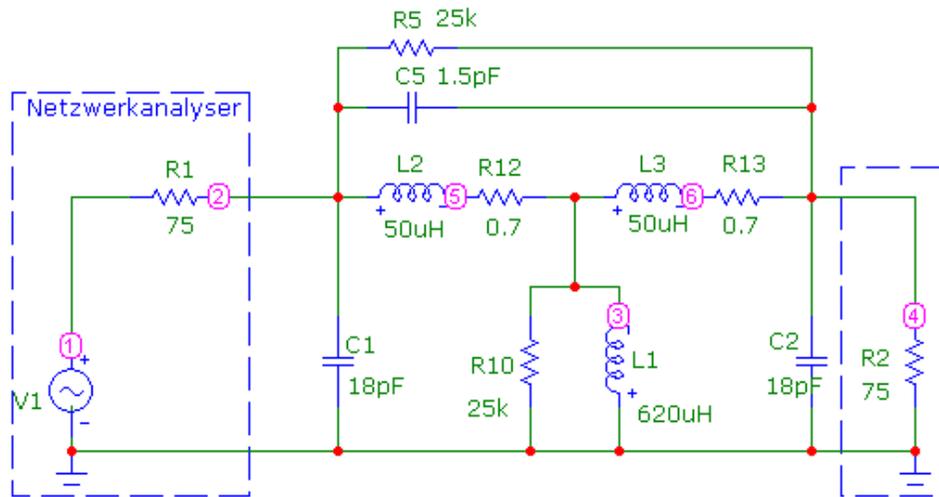
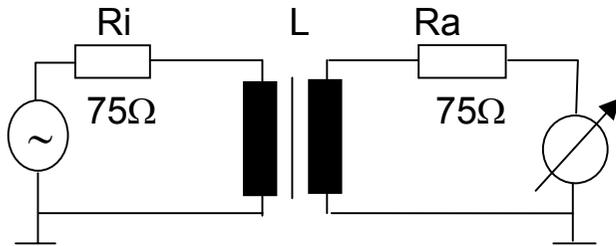
Die 2. Parallelresonanz

$$f_{p2} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_{SPrim} + L_{SSec}) \cdot \left(\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} + C_3 \right)}}$$



Magnetische Bauteile von G.Schindler

Die Dämpfung, das Übertragungsverhalten

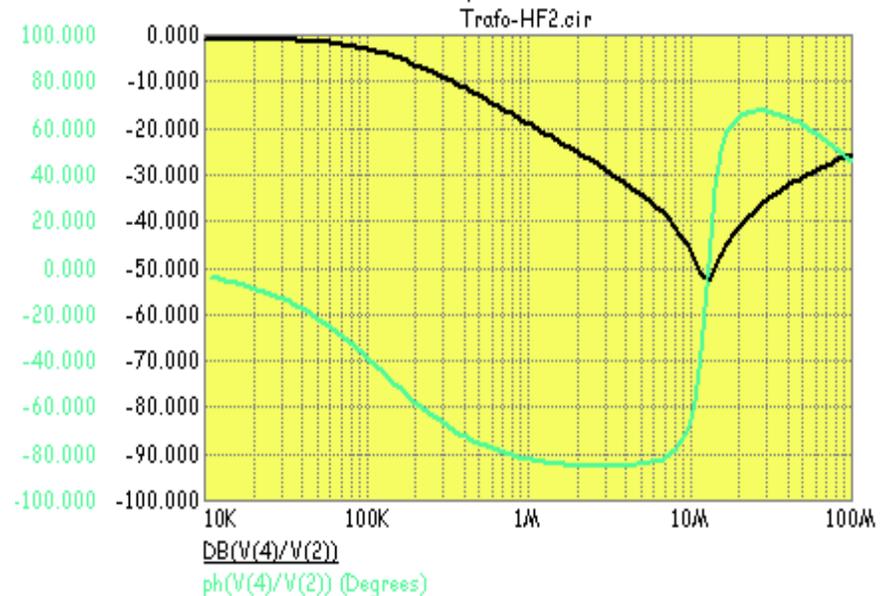
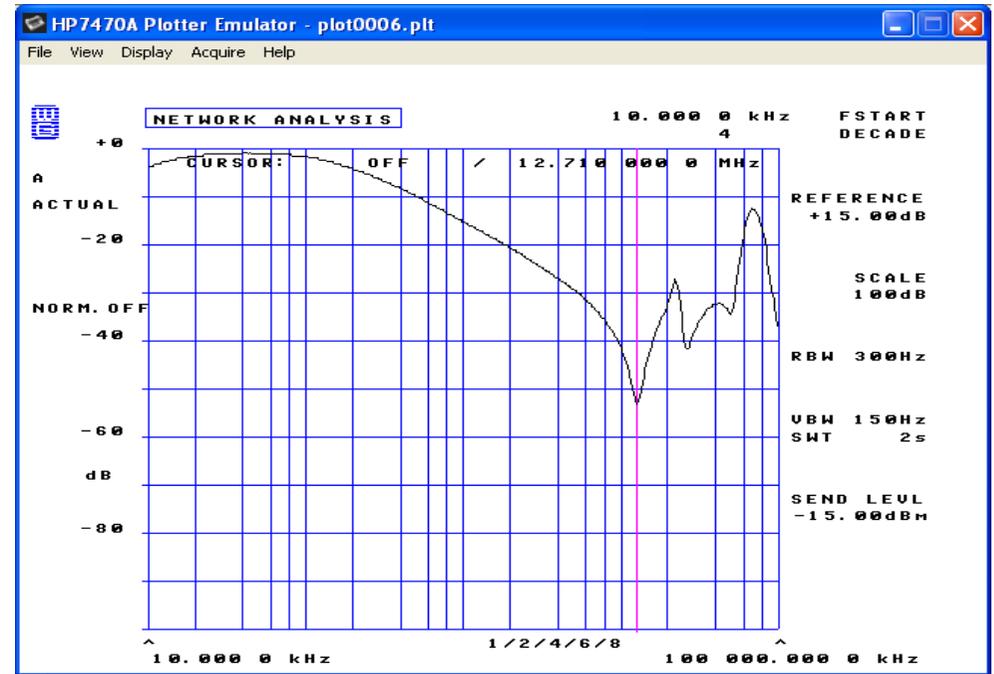


Beim Frequenzgang ist das gesamte Ersatzschaltbild ausschlaggebend.

Die HF-Resonanzen sind nicht berücksichtigt.

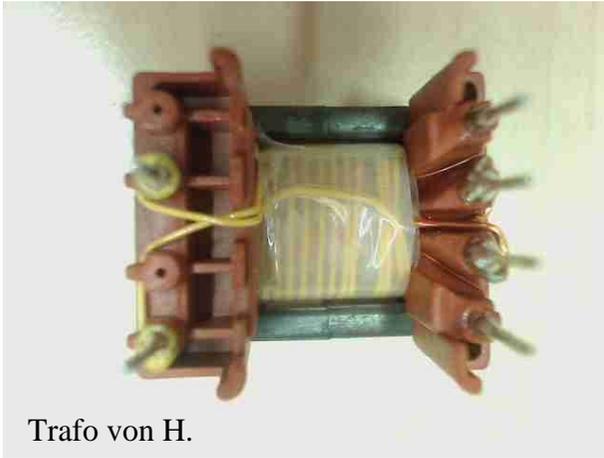
Untere Grenzfrequenz (3dB)

Obere Grenzfrequenz (3dB)



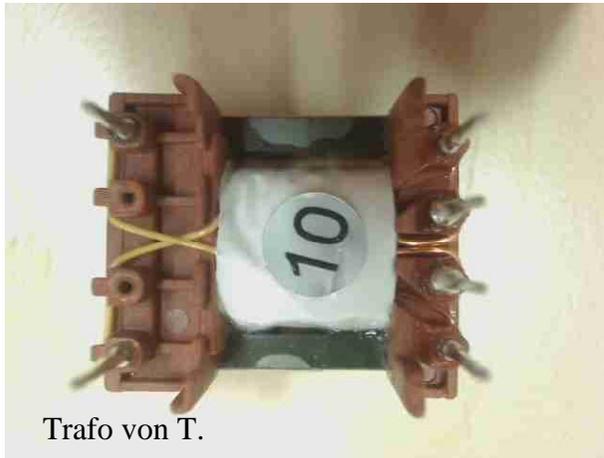
Transformervergleich – Anwendung der Simulation zur Unterscheidung

Zwei scheinbar gleiche Transformatoren (second Source) von unterschiedlichen Herstellern nach gleicher Spezifikation:
 Trafo von H: Trafo von T: Gegenüberstellung beider Transformatoren im Z-Verlauf

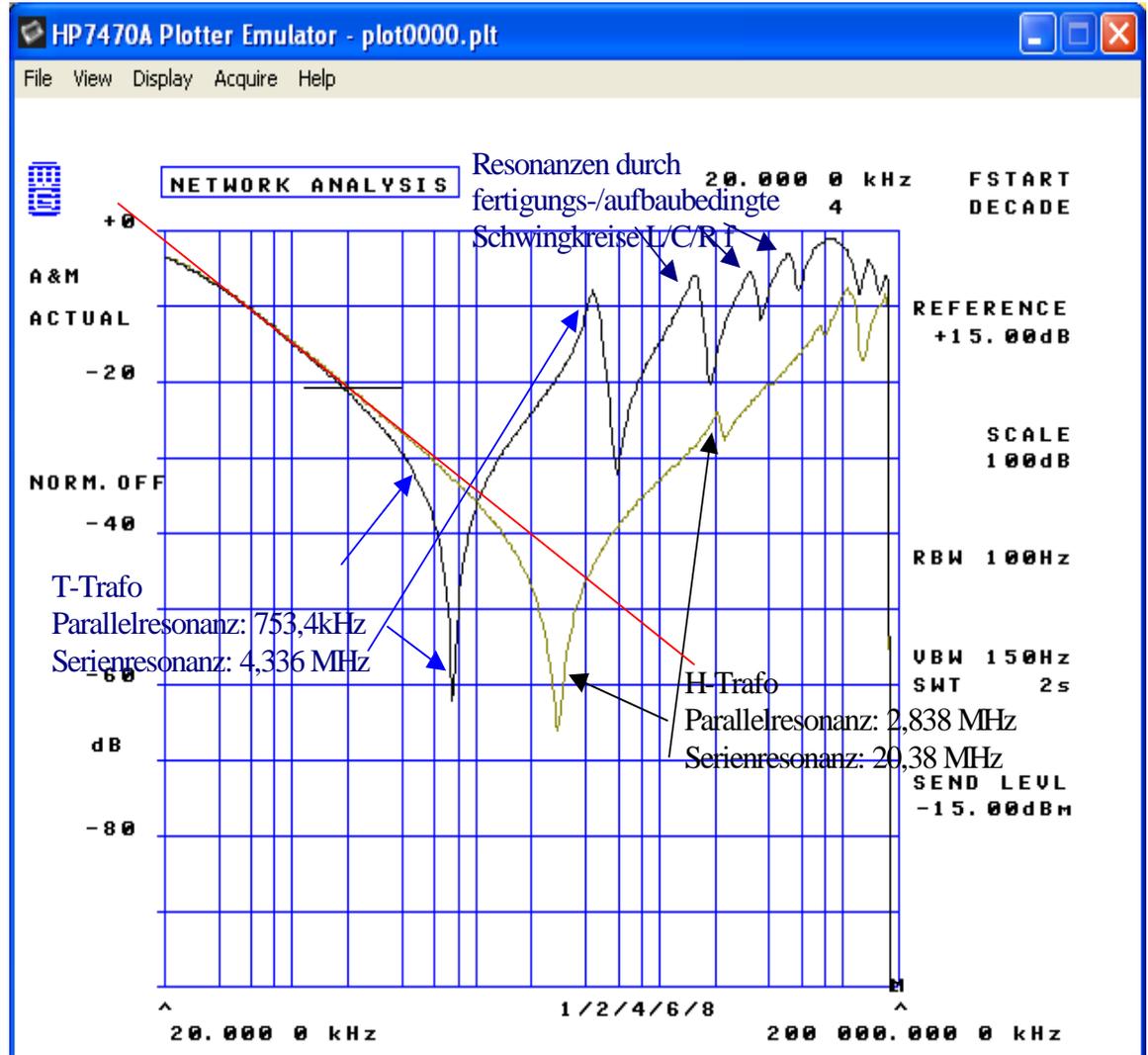


Trafo von H.

Beide Trafos haben eine Induktivität von 1,340 mH/ 200 kHz/-15dB Sendepiegel



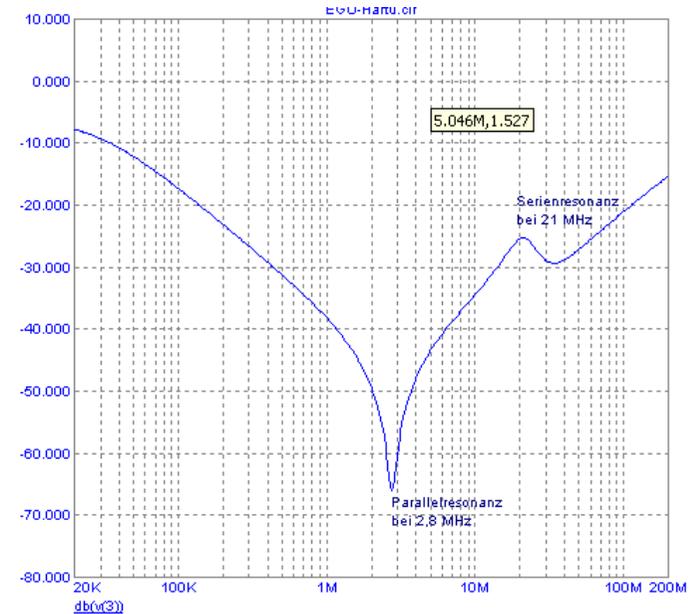
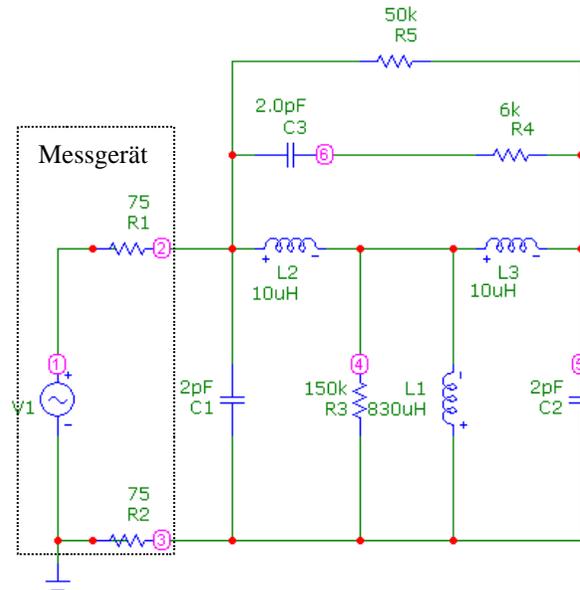
Trafo von T.



Ersatzschaltbild H-Transformator

Primärinduktivität 200kHz : 1340 μH
 Primärinduktivität im HF-Ersatzbild: 830 μH
 Streuinduktivität: 23 μH

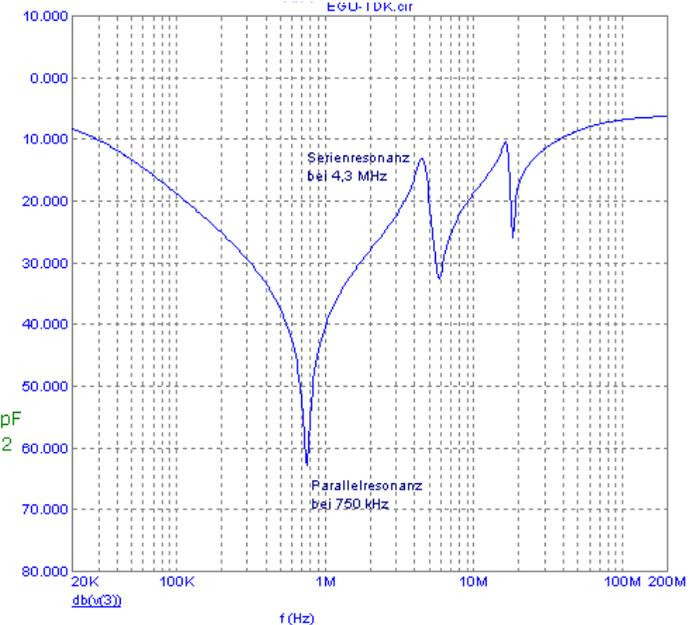
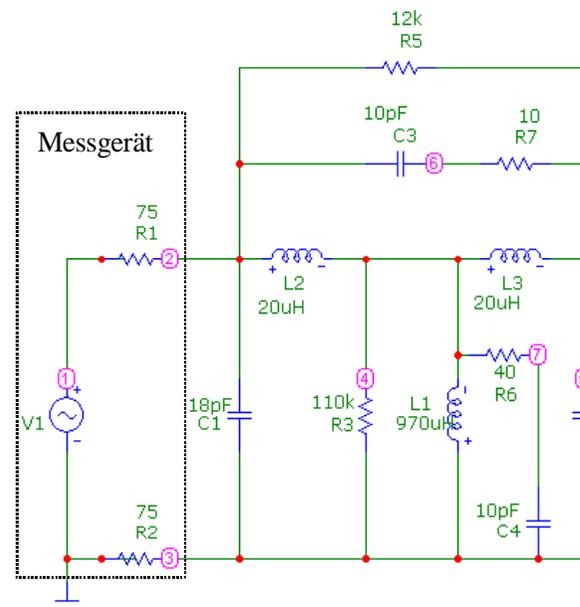
Wie ersichtlich haben beide Transformatoren die selbe Primärinduktivität, allerdings nur bei bis 200 kHz. Durch den Aufbau und die Fertigungsart unterscheiden sie sich jedoch.



Ersatzschaltbild T-Transformator

Primärinduktivität 200kHz: 1340 μH
 Primärinduktivität im HF-Ersatzbild 970 μH
 Streuinduktivität 40 μH

Der T-Trafo hat eine um Faktor 2 größere Streuung und wesentlich höhere parasitäre Kapazitäten. Diese Kombination bewirkt eine Dämpfung des Schaltimpulses (Top-Switch, etwas weniger EMV-Emissionen mit steigender Frequenz), allerdings auf Kosten der Effizienz (Wirkungsgrad).



Transformatorordaten

Der H-Trafo: Hier wird eine kapazitätsarme Primärwicklung verwendet (Pilgerschritt)
Die Isolation zwischen Primär (W1) und Sekundär (W2) ist besser ausgeführt.

Vorteil: **Kapazitätsarm**
Kleine Streuinduktivitäten
Höhere Effektivität (Wirkungsgrad)

Nachteil: Oberwellen vom Schaltimpuls des Reglers (ab K3) werden weniger gedämpft
(leitungsgebundene Störaussendung 150kHz – 30 MHz)

Der T-Trafo: Aufbau:

0,16 CuL	133 Wdg.	3,5 Lagen	L = 1382 μ H
3M Isotape 10/66-0,08mm		4 Lagen +180°	
0,315 CuL	11 Wdg.	1 Lage	L = 38 μ H
3M Isotape 10/66-0,08mm		1 Lage + 90°	
0,20 Tex-E	11 Wdg.	1 Lage	L = 38 μ H
3M Isotape 10/66-0,08mm		1 Lage + 90°	

Kernmaterial:

TDK PC40EF16-Z

Initialpermeabilität $\mu_e = 113$

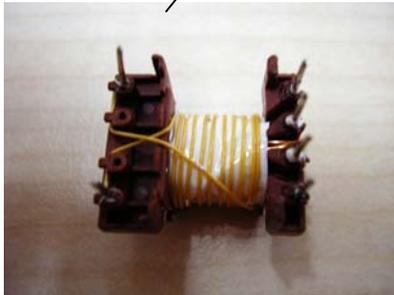
Initialpermeabilität ohne Ls $\mu_e \sim 1600$

AI-Wert AI = 75 nH

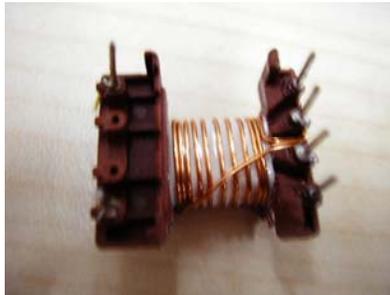
AI-Wert ohne Luftspalt AI = 1100 nH

Luftspalt Ls = 0,5 mm

Demontierter Trafo von TDK



W3 Tex-E
Sekundär 2



W2 0,315 CuL
Sekundär 1



Isolation W1 ↔ W2
zwischen



W1 0,16 Cu2?L
Primär W1

Magnetische Bauteile von G.Schindler

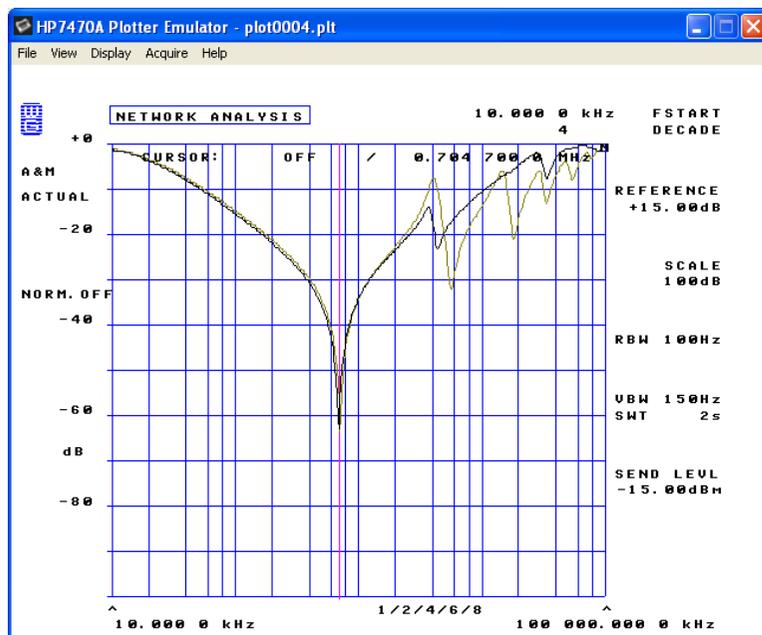
Der T-Trafo:

Hier wird eine Lagenwicklung als Primärwicklung verwendet (3,1/2 Lagen)
 Die Isolation zwischen Primär (W1) und Sekundär (W2) ist einfacher ausgeführt.
 (Mehrere Lagen Isolation, Isolationsspannung $W1 \leftrightarrow W2 = 1000VAC$)

Vorteil: Oberwellen vom Schaltimpuls des Reglers werden etwas besser gedämpft
 (bei leitungsgebundener Störaussendung 150kHz – 30 MHz)

Nachteil: geringere Effektivität (Test erforderlich)
 Isolationsfestigkeit zwischen W1 und W2 ist geringer
 Höhere Streuinduktivität
 Mehr parasitäre Kapazitäten, Reproduzierbarkeit?
 Überprüfung des Designs auf Probleme durch Resonanzen

Vergleich T-Trafo mit Nachbau durch Attempo



W1 = 133Wdg 0,16Cu2L #

T W1 ist mit CuL gewickelt!

Unterschiede:

anstatt 0,315 CuL wurden 0,4 CuL verwendet

anstatt 0,2Tex-E wurde 0,25 Tex-E verwendet

Diese Unterschiede gehen nur geringfügig in das Messergebnis ein:

T = grau

Attempo Nachbau = schwarz

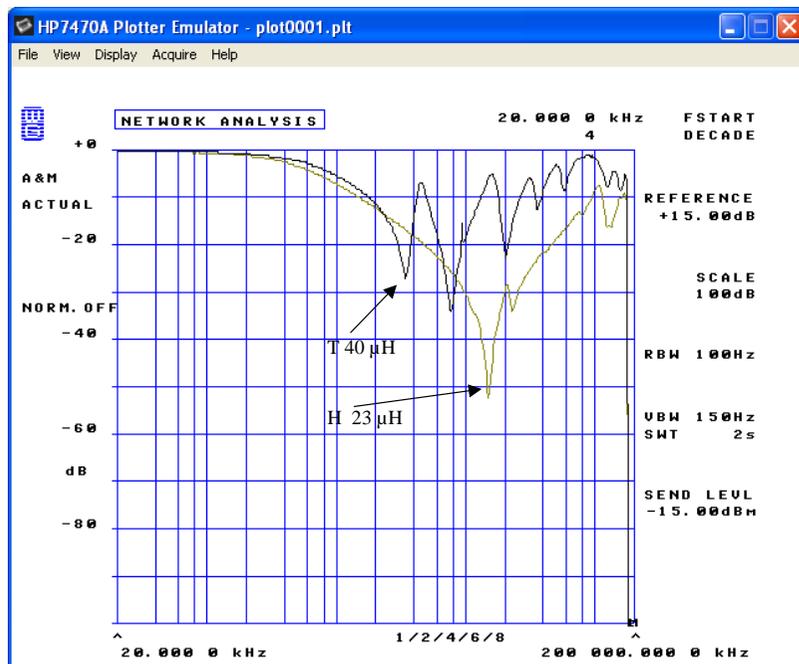
Im höherfrequenten Bereich sind die Resonanzen auf Wicklungs- und Lagenkapazitäten zurückzuführen. Das Verhältnis von Primärinduktivität und Streuinduktivität ist gleich

Magnetische Bauteile von G.Schindler

Vergleich Streuung H-Trafo \Leftrightarrow T-Trafo

Ausschlaggebend für die Unterschiede zwischen H und T ist:

- kapazitätsarme Pilgerschrittwicklung,
- verstärkte Isolation zwischen W1 und W2 und die
- sonstige kapazitiven Verkopplungen
- unterschiedliche Drähte



Z-Verlauf der Streuinduktivität (Ausgang kurzgeschlossen)

Schwarz = T-Trafo
Grau = H-Trafo

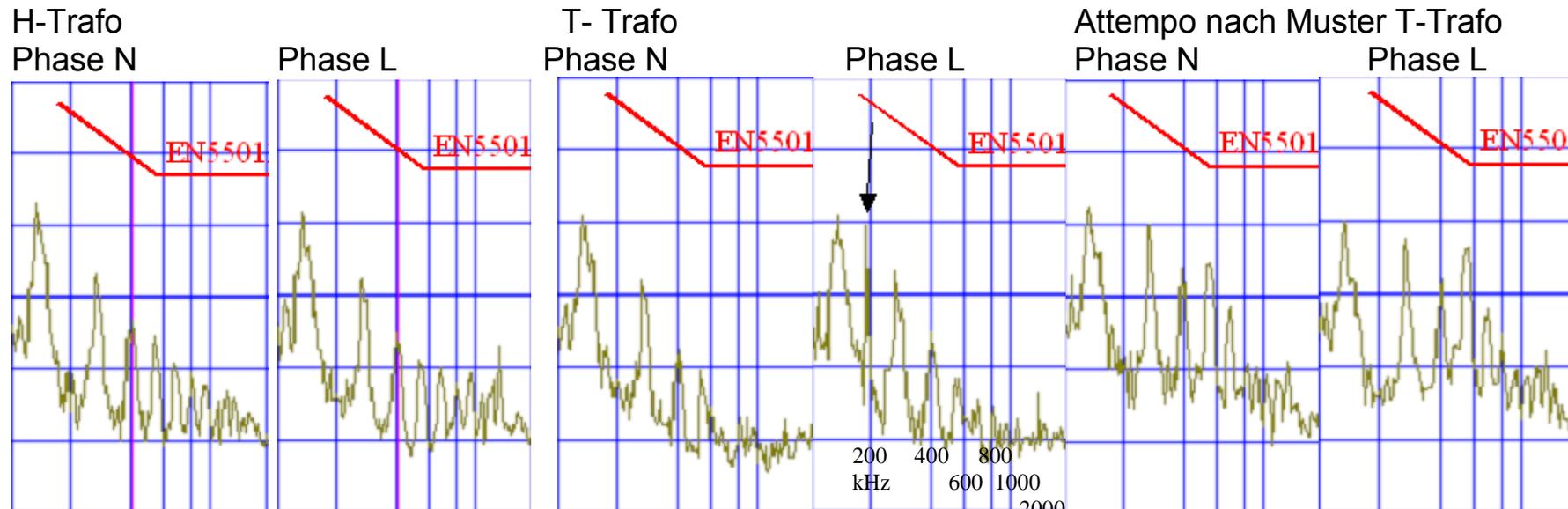
Hier ist die größere Streuung und die kapazitive Verkopplung (Resonanzen R/L/C) des T-Trafos sichtbar

EMV-Auswertung

Messprotokolle unterschiedlicher Trafos, jeweils über N- und L-Phase
 Grenzwerte (rot) basieren auf EN55011A für Privatbereich

Privatbereich Peak	dB μ V
150 kHz – 0,5 MHz	66 - 56
0,5 MHz – 5 MHz	56
5 MHz – 30 MHz	60

Kopieauszug der nachfolgenden 6 EMV-Aufzeichnung zum direkten Vergleich
 100 kHz–2 MHz / 68 dB μ V–8 dB μ V



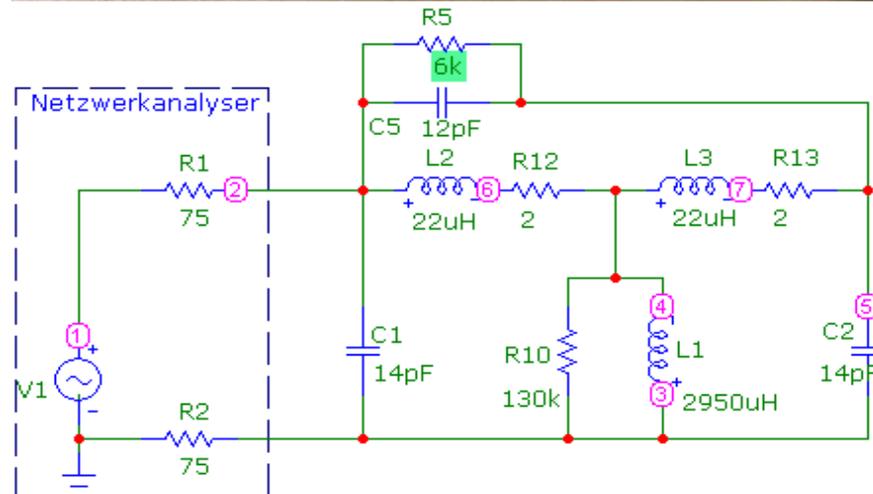
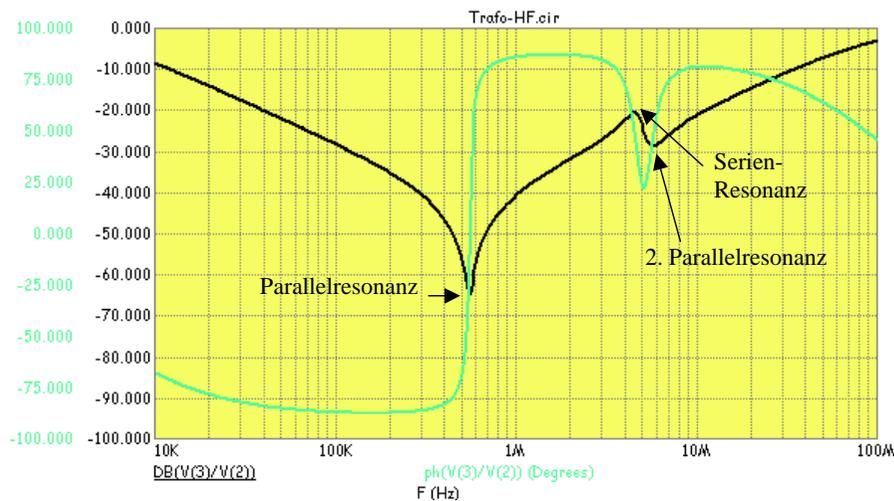
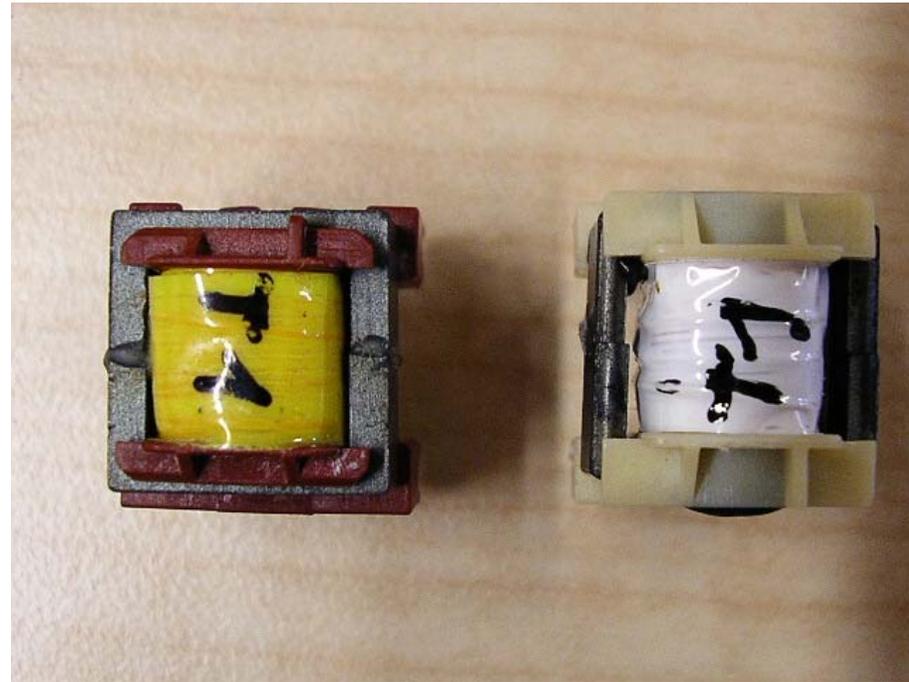
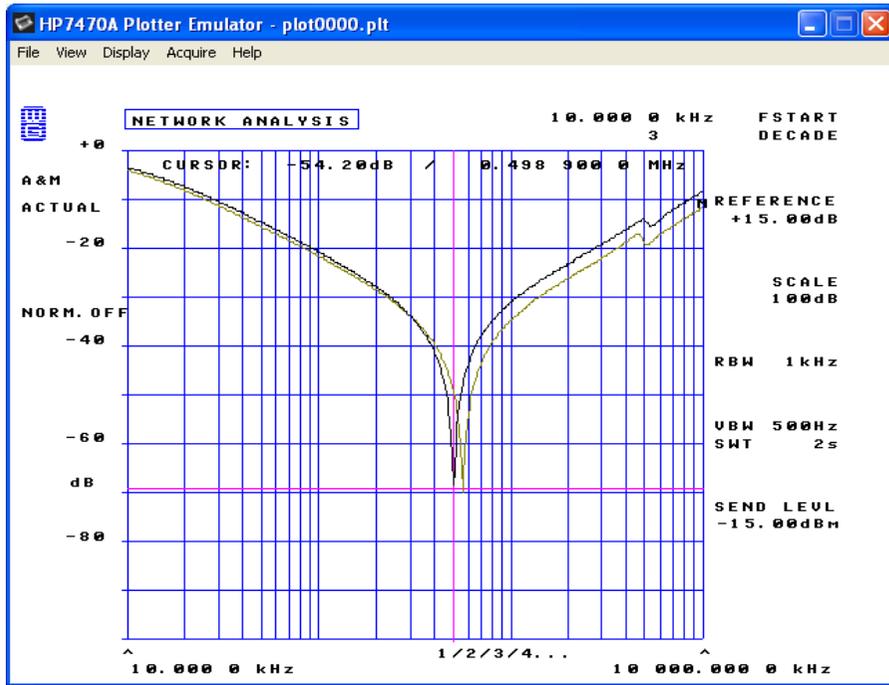
Der T-Trafo dämpft mit höherem Frequenzbereich aufgrund seiner höherkapazitäten minimal stärker.

Der Schaltimpuls K1 ist bei allen Trafos identisch.

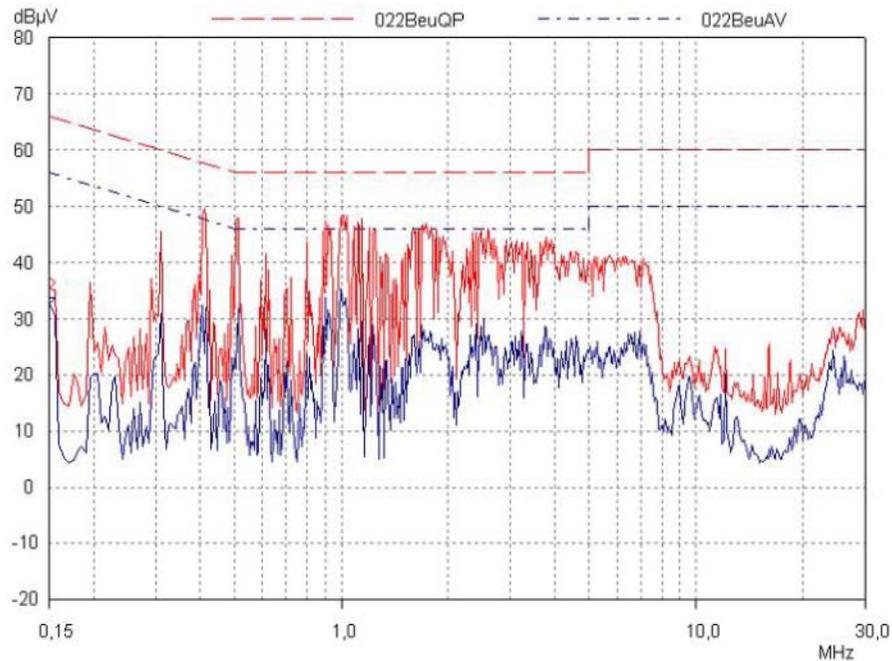
Beim Attempo-Trafo kommt die kapazitätsärmere und direktere Wickeltechnik mit doppelt isoliertem Draht zur Geltung

Magnetische Bauteile von G.Schindler

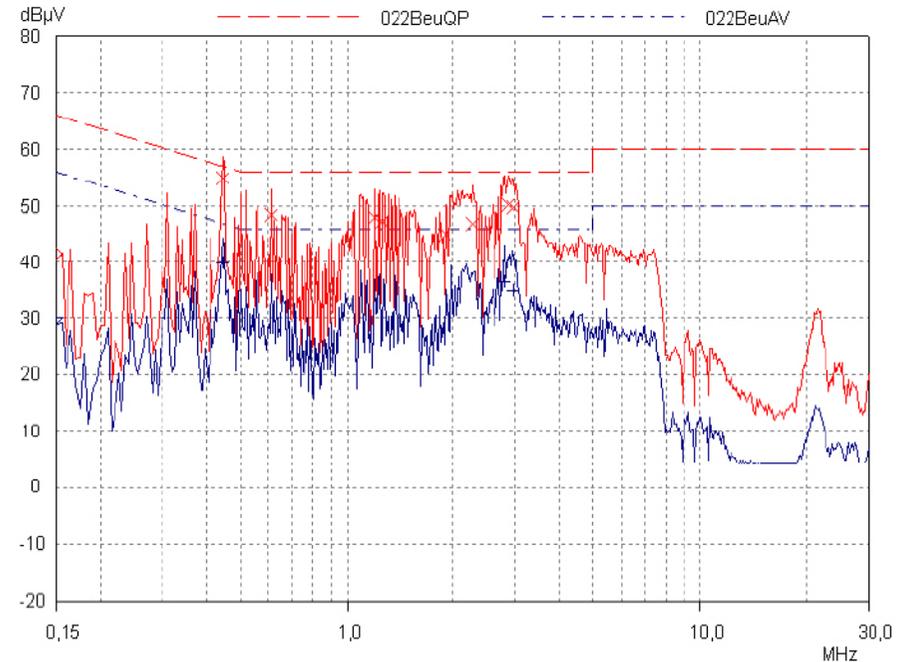
Zwei „gleiche“ Trafos, aber mit unterschiedlichen Leistungsdaten



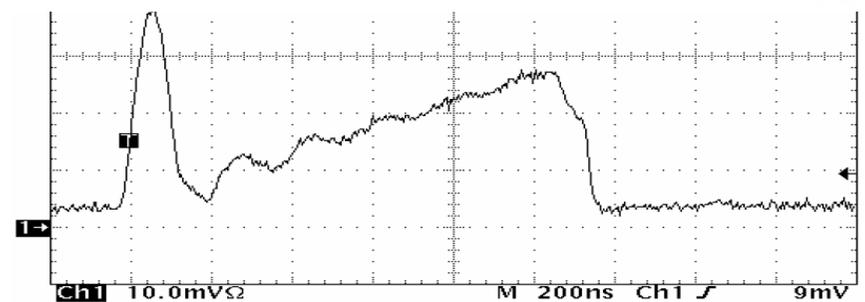
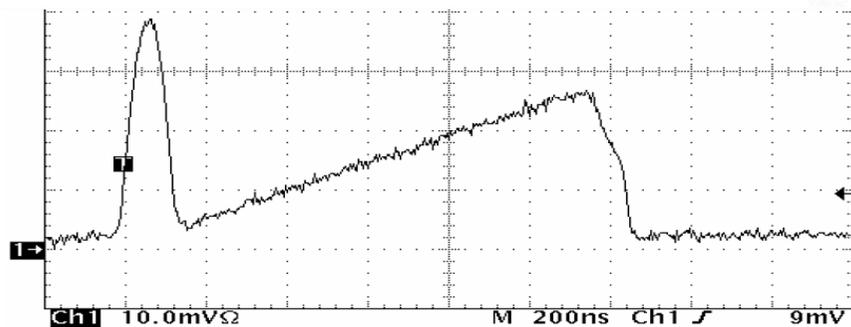
Muster 1	Leerlauf	Mit 4 Relais	Mit Ext. Last	Last und 4 Relais		Muster 1 Nennsp.	Leerlauf	Mit 4 Relais	Mit Ext. Last	Last und 4 Relais
+ 5V	5,27V	5,22	5,02	4,60		+5V	5,32	5,27	4,82	3,82
+15V	16,68V	16,20	15,99	14,70		+15V	16,86	16,46	15,41	12,44
U _{Relais}	13,69V	10,59	13,04	9,11		U _{Relais}	13,93	10,87	12,53	6,90



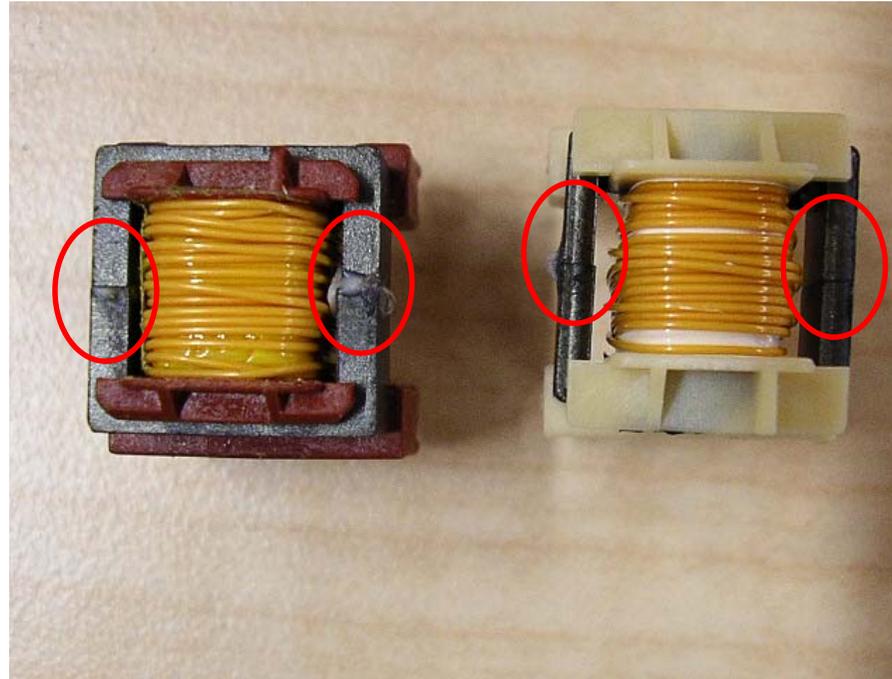
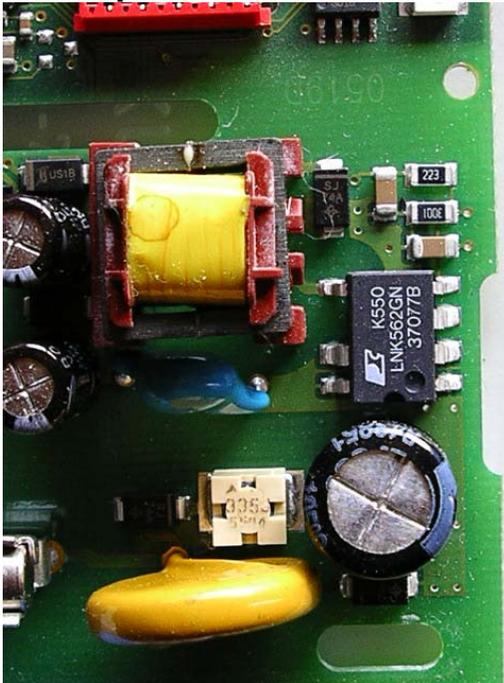
EMV
< 30 MHz



Stromanstieg
am Schalter
1,24 µs
⇔ 1,12 µs
f₀ = 100 kHz



Das Corpus Delicti



Der Querschnitt ist an den Schenkeln kleiner bei gleichem Material, dadurch kommt es zu folgenden Auswirkungen:

- weniger magnetisch wirksame Fläche und Volumen -

Der Magnetisch Fluss wird kleiner

Die Feldstärke im Kern wird höher

Die magnetische Flussdichte wird kleiner

Der magnetische Widerstand wird größer

$$\Phi = B \cdot A_e \quad [\text{Vs}]$$

$$H = \Phi / (\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_e) \quad [\text{A/m}]$$

$$R_{\text{mag}} := \frac{l_{\text{Fe}}}{\mu_0 \mu_r \cdot A_{\text{Fe}}} + \frac{l_{\text{Luftspalt}}}{\mu_0 \cdot A_{\text{Luftspalt}}}$$

$$B := \frac{\int_0^t U \, dt}{N \cdot A_e} \quad [\text{Vs/m}^2]$$

Weniger Energie übertragbar!

Messung der Induktivitäten aus Leiterbahnen und in Kabeln

Reflexionsdämpfung

In einem elektrischen Netzwerk, z.B. einer Leiterbahn oder einem Kabel, kommt es zu Signalreflexionen am Kabelanfang und Kabelende, wenn Einspeisewiderstand R_i , Wellenwiderstand des Kabels Z und Abschlusswiderstand R_a **nicht übereinstimmen**. Zusätzlich haben kapazitive, induktive und ohmsche Anteile enormen Einfluß innerhalb dieser Verbindung. Hier sind zwei Messverfahren verfügbar: Reflexionsmessung im Zeit- und Frequenzbereich.

Diese Signalreflexionen führen zu Veränderung der Spannung b.z.w. Leistung im ganzen System und –falls Impulse übertragen werden sollen- zu einer Änderung der Impulsform. Das kann soweit gehen, dass die ursprüngliche Signalform nicht wiederzuerkennen ist. In der Datenübertragung kommt es dann zu Fehlinterpretationen von Signalbits, zu sog. Bitfehlern. Der Grad der Reflexion kann von „**Totalreflexion**“, wie sie bei **offener** (leerlaufender), oder bei **kurzgeschlossener** Leitung auftritt, bis zu tolerierbaren Teilreflexionen reichen. Eine ideale Anpassung der vorgenannten Widerstände ist theoretisch denkbar, aber praktisch nicht realisierbar, wegen unvermeidlicher Bauelementetoleranzen, sowie wegen parasitärer Kapazitäten und /oder Induktivitäten. Einen objektiven Massstab zur Beurteilung der Anpassung liefert **der Reflexionsfaktor p, der angibt, welcher relative Anteil der eingespeisten Leistung auf der Leitung zurückfließt.**

$$P = \frac{\text{Rückfluss}}{\text{Hauptfluss}}$$

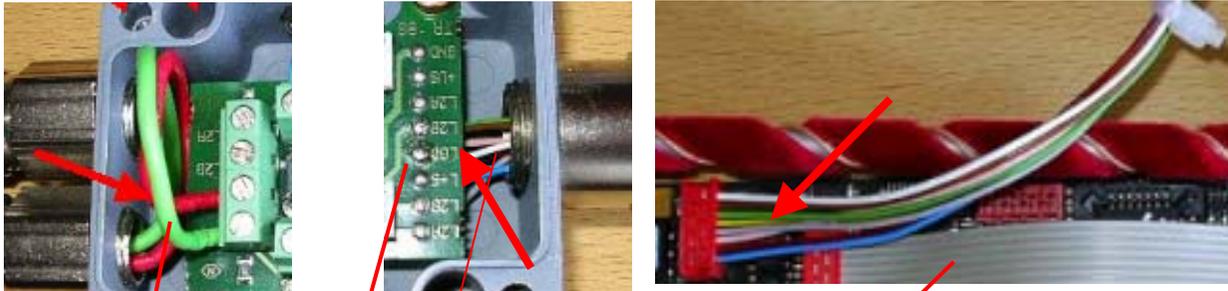
Er kann maximal gleich 1 werden, wenn die volle Leistung (100%) zurückfließt. Handelt es sich beim ausgesandten Signal im einfachsten Fall um eine Sinusspannung, so pflanzt diese sich in Form einer Welle längs der Leitung fort. Man kann sich fortlaufend „Berge“ und „Täler“ vorstellen, die auf der Leitung wandern. Würde man eine Bergkuppe „markieren“ am Leitungsanfang, so wäre sie zu einem **späteren Zeitpunkt** an einem - vom Leitungsanfang in Fortpflanzungsrichtung gesehen- **weiter entfernten Ort** der Leitung **wiederzufinden**. Diese .Eigenschaft führt aber auch dazu, dass zurücklaufende „Berge und Täler“ die vorwärts laufenden überlagern können, je nachdem, wo und wie sie reflektiert wurden. Dabei kann es zu Auslöschungen und Verstärkungen kommen. Es kommt zu „stehenden Wellen“. Der oben genannte Reflexionsfaktor ist mit einem Vorzeichen zu versehen. Er kann max. +1 oder –1 betragen. Gäbe es eine verlustlose Leitung, würde ein einmalig eingegebener Impuls, bei Totalreflexion am Leitungsausgang vollständig zurückgesandt und am Leitungseingang bei Totalreflexion wieder ausgesandt, **ständig hin- und herpendeln**, ohne je aufzuhören. Selbstverständlich verhindern die Leitungsverluste ein derartiges Perpetuum Mobile. Der Effekt der Anfachung einer Pendel-Schwingung mit der Periode der Hin- und Rücklaufzeit ist aber bei kleinen Verlusten ohne weiteres nachzuweisen.

Beispiel Time Domain Reflexion (Zeitbereich)

Das Abschirmsystem wird aufgelöst, deshalb induktive Belastung in der Anschlussbox und im Gerät.

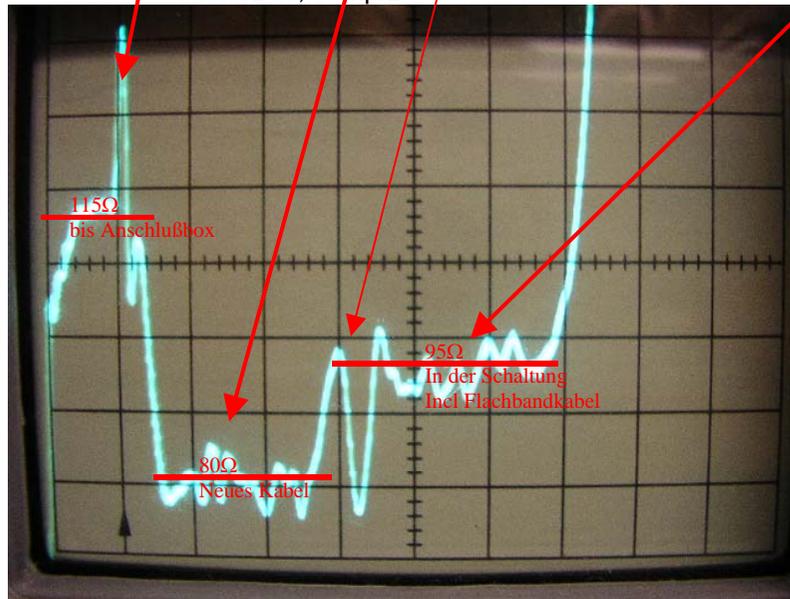
Die Reflexionen sind ersichtlich, unterschiedliche Z-Werte!

Die harten Ausschläge nach oben (induktiv) oder nach unten (kapazitiv) sind Reflexionsstellen die auch beim Datenverkehr ersichtlich sind!



1. Nadel (0,9 Dev. von links) 2. Nadel (1,3 Dev. von Links) 3./4. Schwingung ab 3,7 Dev. von links

50cm/Dev; 50mp/Dev



Magnetostriktion

Magnetostriktion bezeichnet den Effekt der spontanen Längen- bzw. Volumenänderung magnetischer Substanzen bei einer Änderung der Magnetisierung.

Die lineare Magnetostriktion ist die relative Längenänderung durch ein magnetisches Feld. Die größte relative Längenänderung tritt bei der Sättigungsmagnetisierung auf. Es kommt zu negativen und positive Längenänderungen.

Relative Längenänderung $\lambda = \Delta l / l_0 = 10^{-6}$ bis 10^{-3}

Magnetostruktive Effekte kommen zumeist in Applikationen mit Leistung (Drosseln, Übertrager) vor. Das ist ähnlich, wie bei Dynamoblechen, dieses Rauschen oder Pfeifen ist bekannt.

Gründe bei Ferriten:

- luftspaltlos zusammengeklebt – die mittleren Schenkel lösen sich und klatschen gegeneinander
- instabile Dreipunkt Lagerung
- Der Kern schwingt mit den Spulenkörper
- Der Kern schwingt mit der Wicklung
- Resonanzen mit dem gesamten Design
- Lose Kerne
- Die Wicklung

Die hörbare Schwingfrequenz ist nicht unbedingt identisch mit der tatsächlichen Schwingung!

Das Ohr demoduliert Schwingungen oberhalb des Hörbereichs und kann zu einer subjektiven falschen Frequenzzuordnung führen! Auch ist die hörbare Geräuschfrequenz u. U. nicht mit der Ursache (Feld-, Strom-, Spannungsimpuls) identisch.

Das Brummen billiger Transformatoren geht fast ausschließlich auf Magnetostriktion zurück.

Nicht nur Induktivitäten machen Geräusche => auch Keramikkondensatoren

Wird angewendet zum Bau von Ultraschallanlagen mit reinem Nickel, Eisen-Aluminium- oder Terbium-Eisen-Legierungen

Die Umkehrung der Magnetostriktion ist der Villari-Effekt.

Vormagnetisierte Substanzen können durch mechanische Verformung entmagnetisiert werden.

Spezifischer Widerstand ρ

Ferrite haben im Vergleich zu Blechkernen (ca. $10^{-5} \Omega\text{cm}$) einen wesentlich höheren spezifische Widerstand (ab $10^1 \Omega\text{cm}$).
Dadurch sind die Wirbelstromverluste im Kern um Faktoren kleiner.

Der Spezifische Widerstand, der Verlustfaktor oder ein Diagramm der Wirbelstromverluste ist aus den Kern-Datenblättern der Kern-Hersteller ersichtlich. In der Simulation sollte dieser variable Widerstand R_{Fe} berücksichtigt werden - schwierig.

Mit sinkendem spez. Widerstand steigen im Kernmaterial die Wirbelstromverlust.

Kleiner spez. Widerstand \Leftrightarrow hohe Wirbelstromverluste \Leftrightarrow für niedere Frequenzen einsetzbar

Hoher spez. Widerstand \Leftrightarrow kleine Wirbelstromverluste \Leftrightarrow für hohe Frequenzen einsetzbar

Bei Raumtemperatur haben Ferrite einen spez. Widerstand von ca. $10^1 \Omega\text{cm}$ bis $10^7 \Omega\text{cm}$.

Mit steigender Temperatur fällt der Widerstandswert, die Wirbelstromverluste werden größer.

Niedere Temperatur \Leftrightarrow größerer spez. Widerstand \Leftrightarrow kleinere Wirbelstromverluste

Höhere Temperatur \Leftrightarrow kleinerer spez. Widerstand \Leftrightarrow höhere Wirbelstromverluste

Die Temperaturabhängigkeit eines Ferrits ist vergleichbar mit Halbleitern.

$$\rho \sim e^{\frac{E_a}{k \cdot T}}$$

E_a Aktivierungsenergie
(0,1 – 0,5 eV)

k Boltzmannkonstante

T absolute Temperatur [K]

Weiterhin ist die Abhängigkeit der Frequenz mit steigender Permeabilität stärker

Niedere Frequenz \Leftrightarrow größerer spez. Widerstand \Leftrightarrow kleinere Wirbelstromverluste

Höhere Frequenz \Leftrightarrow kleinerer spez. Widerstand \Leftrightarrow höhere Wirbelstromverluste

Die Wirbelstromverluste wirken sich unter Umständen bei Leistungsanwendungen wie Schaltnetzteilen oder IGBT-Ansteuerungen usw. negativ aus.

Zumeist wird bei „cut and past“ kein Toleranzbereich berücksichtigt.

Das sind dann solche Phänomene, die den Ausfall der Schaltung zumindest mit verursachen – **aber später.**

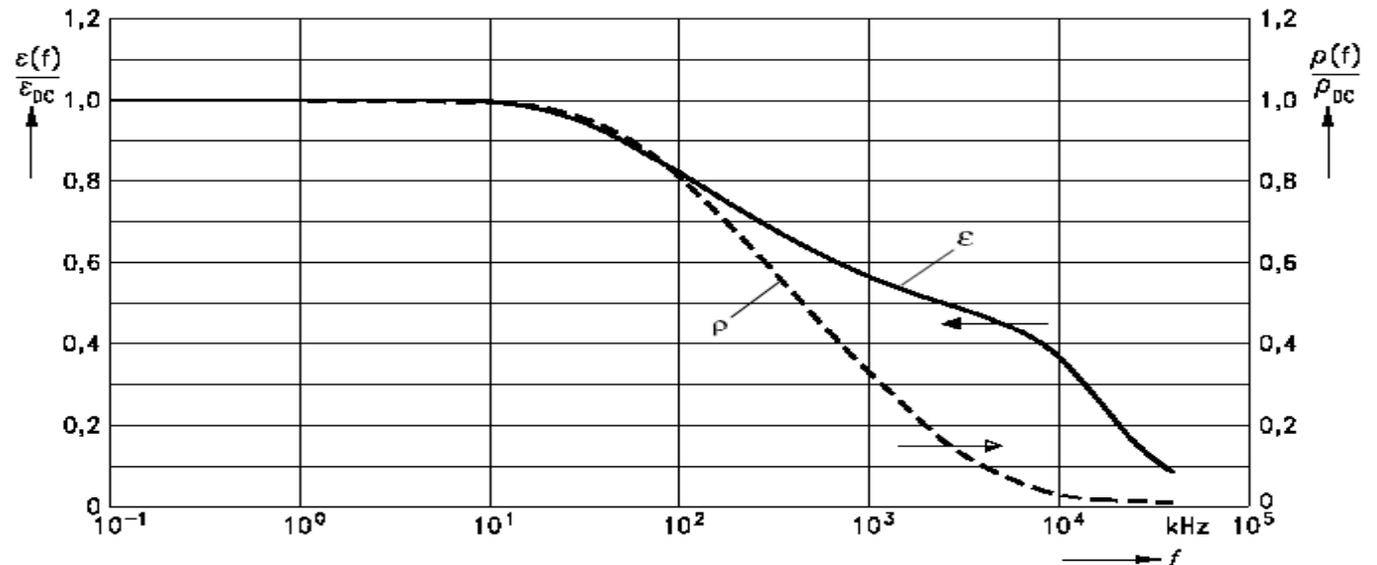
Dielektrizitätskonstante ε

Ferrite mit großer Leitfähigkeit zeigen bei tiefen Frequenzen eine hohe (Schein-) Dielektrizitätskonstante. Dies beruht auf dem Schichteffekt der kleinen Korngrenzen. Bei sehr hohen Frequenzen allerdings zeigen alle Ferrite die wirkliche Dielektrizitätskonstante ε von ca. 20 –30. NiZn-Ferrite oder Ferrite mit geringer Leitfähigkeit zeigen diese Werte schon im unteren Nutzfrequenzbereich ab 100 MHz.

Daten EPCOS

Material	spez. Widerstand Ωcm	Dielektrizitätskonstante ε				
		10 kHz	100 kHz	1 MHz	100 MHz	300 MHz
K1 NiZn	10^5	30	15	12	11	11
N48 MnZn	1	$140 \cdot 10^3$	$115 \cdot 10^3$	$80 \cdot 10^3$		
N22 MnZn	1	$140 \cdot 10^3$	$50 \cdot 10^3$	$30 \cdot 10^3$		

Spezifischer Widerstand ρ und Dielektrizitätskonstante ε in Abhängigkeit von der Frequenz



Magnetische Bauteile von G.Schindler

Die Temperaturproblematik

attempo

Kernverluste unterschiedlicher Ferritmaterialien bei 100 °C

Applikationen für Schaltregler ab 100 kHz

Frequenz	Material	f _o kHz	μ _e , μ _i 25 °C	B _{sat} mT bei 1200 A/m	T _c °C	Kernverluste in mW/cm ³ , Bs in mT								
						200	100	80	60	40	20	10	5	
100 kHz	Ferroxcube 3C90	< 200	2300	≈470	≥ 220									
	Ferroxcube 3C30	< 200	2100	≈500	≥ 240									
	Ferroxcube 3C92	< 200	1500	≈520	≥ 280									
	Ferroxcube 3C91	< 300	3000	≈470	≥ 220									
	Ferroxcube 3C93	< 300	1800	≈500	≥ 240									
	Ferroxcube 3C94	< 300	2300	≈470	≥ 220									
	Ferroxcube 3C34	< 300	2100	≈500	≥ 240									
	Ferroxcube 3C96	< 400	2000	≈500	≥ 240	370	45	22						
	Ferroxcube 3F3	< 700	2000	≈440	≥ 200	500	72	40	20					
	Ferroxcube 3F35	< 1000	1400	≈500	≥ 240									
	Ferroxcube 3F4	< 2000	900	≈410	≥ 220		200	100	40					
	Ferroxcube 3F45	< 2000	900	≈420	≥ 300									
	Ferroxcube 3F5	< 4000	650	≈380	≥ 300									
	Ferroxcube 4F1	<10000	80	≈320	≥ 260									
	EPCOS N67	< 200	2100											
	EPCOS N87	< 300	2200			370	50		10		1			
	EPCOS N92					400	55		9					
	EPCOS N97					300	41		8					
	EPCOS N49					720	82		15		1			
	Magnetics K					700	95	42	20	5				
	Magnetics F					700	110	65	30	9				
	TDK PC40					400	70	42	20					

Frequenz	Material	f _o kHz	μ _e , μ _i 25°C	B _{sat} mT bei 1200 A/m	T _c °C	Kernverluste in mW/cm ³ , Bs in mT								
						200	100	80	60	40	20			
200 kHz	Ferroxcube 3C90	< 200	2300	≈470	≥ 220									
	Ferroxcube 3C30	< 200	2100	≈500	≥ 240									
	Ferroxcube 3C92	< 200	1500	≈520	≥ 280									
	Ferroxcube 3C91	< 300	3000	≈470	≥ 220									
	Ferroxcube 3C93	< 300	1800	≈500	≥ 240									
	Ferroxcube 3C94	< 300	2300	≈470	≥ 220									
	Ferroxcube 3C34	< 300	2100	≈500	≥ 240									
	Ferroxcube 3C96	< 400	2000	≈500	≥ 240		170	95	42					
	Ferroxcube 3F3	< 700	2000	≈440	≥ 200		210	120	60	22				
	Ferroxcube 3F35	< 1000	1400	≈500	≥ 240									
	Ferroxcube 3F4	< 2000	900	≈410	≥ 220		430	230	100	30				
	Ferroxcube 3F45	< 2000	900	≈420	≥ 300									
	Ferroxcube 3F5	< 4000	650	≈380	≥ 300									
	Ferroxcube 4F1	<10000	80	≈320	≥ 260									
	EPCOS N67	< 200	2100											
	EPCOS N87	< 300	2200			1200	180		35		4			
	EPCOS N92					1100	200		35		3			
	EPCOS N97					900	140		40		4			
	EPCOS N49					2000	200		30		3			
	Magnetics K													
	Magnetics F					2000	380	200	95	30				
	TDK PC40					1100	200	100	40					
	TDK PC50					3000	340	160	80	22				

Frequenz	Material	f _o kHz	μ _e , μ _i 25°C	B _{sat} mT bei 1200 A/m	T _c °C	Kernverluste in mW/cm ³ , B _s in mT								
						200	100	80	60	40	20	10	8	6
500 kHz	Ferroxcube 3C96	< 400	2000	≈500	≥ 240		1400	800	380	135				
	Ferroxcube 3F3	< 700	2000	≈440	≥ 200		800	480	220	90	18			400 kHz
	Ferroxcube 3F35	< 1000	1400	≈500	≥ 240									
	Ferroxcube 3F4	< 2000	900	≈410	≥ 220		1000	520	250	70				
	Ferroxcube 3F45	< 2000	900	≈420	≥ 300		900	450	200	62				
	Ferroxcube 3F5	< 4000	650	≈380	≥ 300									
	Ferroxcube 4F1	<10000	80	≈320	≥ 260									
	EPCOS N87	< 300	2200				1100		280		35			
	EPCOS N92						1100		300		35	10		
	EPCOS N97						950		300		35	8		
	EPCOS N49						740		100		12	2		
	Magnetics K						900	410	180	42	5			
	Magnetics F						1500	900	500	180	35	8		
	TDK PC40						1100	670	320					
	TDK PC50						1500	620	230	55	5			
700 kHz	Ferroxcube 3F35	< 1000	1400	≈500	≥ 240									
	Ferroxcube 3F4	< 2000	900	≈410	≥ 220		2000	1000	350	53				
	Ferroxcube 3F45	< 2000	900	≈420	≥ 300		1050	500	180	30				
	Ferroxcube 3F5	< 4000	650	≈380	≥ 300		1050	500	180	28				
	Ferroxcube 4F1	<10000	80	≈320	≥ 260									
	EPCOS N92						5500		1500		200	50		
	EPCOS N97								1000		200	45		
	EPCOS N49						2500		500		60	14		
	Magnetics K							2050	950	250	30			
	Magnetics F								1850	750	180	40	22	12

Frequenz	Material	f _o kHz	μ _e , μ _i 25°C	B _{sat} mT bei 1200 A/m	T _c °C	Kernverluste in mW/cm ³ , Bs in mT								
						200	100	80	60	40	20			
	TDK PC50						7500	3500	1800	500	60	8		
1 MHz	Ferroxcube 3F4	< 2000	900	≈410	≥ 220					2000	400	85	52	27
	Ferroxcube 3F45	< 2000	900	≈420	≥ 300					1100	250	55	32	18
	Ferroxcube 3F5	< 4000	650	≈380	≥ 300					710	150	32	20	
	Ferroxcube 4F1	<10000	80	≈320	≥ 260					4200	500	70	30	12
	Magnetics K													
3 MHz	Ferroxcube 3F4	< 2000	900	≈410	≥ 220						1200	290	180	100
	Ferroxcube 3F45	< 2000	900	≈420	≥ 300									
	Ferroxcube 3F5	< 4000	650	≈380	≥ 300					1750	400	100	60	35
	Ferroxcube 4F1	<10000	80	≈320	≥ 260						650	150	100	55
	Magnetics K										3200	450	210	90
5 MHz	Ferroxcube 4F1	<10000	80	≈320	≥ 260						1200	300	180	100
10 MHz	Ferroxcube 4F1	<10000	80	≈320	≥ 260									
												850	450	220

Abkürzungen

Siehe www.attempo.com/dokumentation - Tabellenpdf

A	magnetische Fläche bzw. Spulenquerschnitt	[mm ² ; cm ² , m ² , inch ²]
A _e	effektiver magnetischer Querschnitt	[mm ² , cm ² , m ² , inch ²]
A _L	Induktivitätsfaktor, AL = L/N ²	[nH, Vs/A x 10 ⁻⁹]
A _{L1}	Mindestinduktivitätswert bei vorgegebener Aussteuerung B = Applikationsabhängig, aber Standard ist Sinus	[nH, Vs/A x 10 ⁻⁹]
A _{min}	Minimaler Kernquerschnitt	[mm ² ; cm ² , m ² , inch ²]
A _N	Wickelquerschnitt	[mm ² ; cm ² , m ² , inch ²]
A _R	Widerstandsfaktor, AR = Rcu/N ²	[μΩ, 10 ⁻⁶ Ω]
a	Dämpfung	[Verhältnis; dB]
a	Beschleunigung	[m/ s ²]
α	Temperaturbeiwert TK	[1/K]
α _F	bezogener Temperaturbeiwert des Werkstoffs	[1/K]
α _E	Temperaturbeiwert der effektiven Permeabilität	[1/K]
B	Stromverstärkung	[Verhältnis; dB]
B	Bandbreite	[Hz]
B	magnetische Flussdichte / magnetische Induktion 1 T (Tesla) = 1 Vs/m ² = 10 ⁻⁴ Vs/cm ² = 10 ⁴ G 1 G (Gauss) = 100 μT = 10 ⁻⁸ Vs/cm ²	[T, Vs/m ² ; Vs/cm ²] [T (Tesla), mT, Vs/m ² , G(Gauss)]
ΔB	Hub der Flussdichte	[T (Tesla), mT, Vs/m ² , G(Gauss)]
B [^]	Scheitelwert der magn. Flussdichte, Induktion	[T (Tesla), mT, Vs/m ² , G(Gauss)]
ΔB [^]	Scheitelwert der Hubs der Flussdichte, Induktion	[T (Tesla), mT, Vs/m ² , G(Gauss)]
B ₋	Gleichfeldflussdichte, Gleichstrommagnetisierung	[T (Tesla), mT, Vs/m ² , G(Gauss)]
B _R	Remanente Flussdichte, Induktion	[T (Tesla), mT, Vs/m ² , G(Gauss)]
B _S	Sättigungsmagnetisierung, Sättigungsinduktion	[T (Tesla), mT, Vs/m ² , G(Gauss)]

Magnetische Bauteile von G.Schindler

B	Blindleitwert	[S; A/V; 1/Ω]
B _C	kapazitiver Blindleitwert	[S; A/V; 1/Ω]
B _L	induktiver Blindleitwert	[S, A/V; 1/Ω]
C ₀	Wicklungskapazität	[F, As/V]
c ₀	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum c ₀ = 2,99792458 * 10 ⁸ [m/s]	[m/s]
CDF	Klirrfaktor	
D	elektrische Flussdichte, Verschiebungsdichte	[C/m ² (Coulomb)]
DF	Desakkommodationsbeiwert DF=d/μ _i	
e	Elektrische Elementarladung; e = 1,6021892 * 10 ⁻¹⁹	[As]
E	Elektrische Feldstärke	[V/m]
E _a	Aktivierungsenergie	[J, Ws, VAs]
ET	Feldstärke in Oe, Angabe in amerikanischen Unterlagen	[Oe, 79,58 A/m]
ET100	Feldstärke in Oe bei einer Induktion von 100 Gauss bzw. 10mT	[Oe, 79,58 A/m]
ε ₀	absolute Dielektrizitätszahl im Vakuum 8,85418782 * 10 ⁻¹² F/m	[F/m; As/Vm]
$\overline{\varepsilon} \quad \varepsilon' \quad \varepsilon''$	komplexe Dielektrizitätskonstante, Real- und Imaginärteil	
ε _r	relative Dielektrizitätskonstante	
\vec{F}	Kraft zwischen zwei parallelen Leitern	[N; kg*m/s ²]
F	Kraft auf einen Leiter im homogenen Magnetfeld	[N; kg*m/s ²]
F	Faraday-Konstante, F = 9,648456 * 10 ⁴	[C/mol]
F _{Cu}	Kupferfüllfaktor	
f	Frequenz	[Hz, 1/s]
f ₀ , f _R	Resonanzfrequenz	[Hz, 1/s]
f _{grenz}	Grenzfrequenz	
f _{max} , f _{gro} , f _{go} , f _o	obere Grenzfrequenz	[Hz, 1/s]
f _{min} , f _{gru} , f _{gu} , f _u	untere Grenzfrequenz	[Hz, 1/s]
G	Magnetische Flussdichte, Induktion 1 Gauss = 10 ⁻⁴ T = 10 ⁻⁴ · Vs/m ²	[Gauss, 10 ⁻⁴ · Vs/m ² , T · 10 ⁻⁴]

Magnetische Bauteile von G.Schindler

G		Ohm'scher Leitwert, elektrischer Leitwert, Wirkleitwert	[S; A/V; 1/Ω]
g		Luftspalt	[mm, inch]
η	eta	Wirkungsgrad eines Trafos	
η _B	eta	Hysteresematerialkonstante	[1/mT, 1/10G]
η _i	eta	Hysterekernkonstante	[A ⁻¹ H ^{-1/2}]
H		magnetische Feldstärke	[A/m, A/cm, Oe]
		1 A/m = 10 ² A/cm, 1 Oe = (1/0,4· π)·10 ² = 79,554 A/m	
		1 A/m = 0,4· π ·10 ⁻² = 0,01257 Oe	
H [^]		Scheitelwert der magn. Feldstärke	[A/m, A/cm, Oe]
H ₋		Gleichfeldstärke Gleichstrommagnetisierung	[A/m, A/cm, Oe]
H _C		Koerzitivfeldstärke	[A/m, A/cm, Oe]
h		Hysteresebewert des Materials	[10 ⁻⁶ cm/A]
h/μ _i ²		bezogener Hysteresebewert	[10 ⁻⁶ cm/A]
⊖	theta	Durchflutung	[A]
I		Stromstärke	[A]
I ₋		Gleichstromanteil	[A]
I [^]		Scheitelwert des Stromes	[A]
J		Polarisation	[Vs/m ² , T (Tesla)]
J, S		elektrische Stromdichte	[A/m ² , A/mm ² ·10 ⁻⁶]
K	Kelvin	thermodynamische Temperatur	[K]
		Absoluter Nullpunkt 0 K = -273,16 °C	
k		Bolzmannkonstante, k = 1,380662 * 10 ⁻²³	[J/K; Ws/K]
k		Gesamtklirrfaktor	
k ₁		Grundschiwingung, Grundwelle	
k ₂ ; k ₃ ... k _n		Teilkirrfaktoren, x. Harmonische	
		k bzw. k ₁ = Grundwelle, k ₂ , k ₃ ... = Oberwellen	
L		Induktivität (frequenzabhängig)	[H, Vs/A, Ωs, Wb/A]
ΔL/L		relative Änderung der Induktivität	
L ₀		Induktivität der Spule ohne Kern	[H, Vs/A, Ωs]

Magnetische Bauteile von G.Schindler

L_H		Hauptinduktivität	[H, Vs/A, Ω s]
L_p		Primärinduktivität, Hauptinduktivität	[H, Vs/A, Ω s]
L_p		Parallelinduktivität	[H, Vs/A, Ω s]
L_{rev}		reversible Induktivität	[H, Vs/A, Ω s]
L_s		Streuinduktivität	[H, Vs/A, Ω s]
L_s		Serieninduktivität	[H, Vs/A, Ω s]
l_e		effektive magn. Weglänge, wirksame Feldlinienlänge	[m, cm, mm, inch]
l_N		mittlere Windungslänge	[m, cm, mm, inch]
Lw/DC		Induktivität mit Gleichstrombelastung	[H, Vs/A, Ω s]
Lw/oDC		Induktivität ohne Gleichstrombelastung	[H, Vs/A, Ω s]
Λ	lamda	magnetischer Leitwert	[1/H, A/V, 1/ Ω s]
λ, λ_0	lamda	Wellenlänge, Vakuumwellenlänge Bezogen auf Lichtgeschwindigkeit c/f	[m]
λ_S	lamda	Magnetostriktion bei Sättigungsmagnetisierung	
μ	my	relative komplexe Permeabilität	
μ_0	my	Magnetische Feldkonstante, Induktionskonstante $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} = 1,25663706 \cdot 10^{-6}$	[Vs/Am; T·m/A; Vs/Am] [Vs/Acm·10 ² , H/m]
μ_{app}		relative wirksame Permeabilität	
μ_a		relative Anfangspermeabilität	
μ_i		relative Anfangspermeabilität	
μ_e		relative effektive Permeabilität	
μ'_p		relativer Real-(Induktivitäts-)Anteil von $\bar{\mu}$	
μ''_p		relativer Imaginär-(Verlust-)Anteil von $\bar{\mu}$	
μ_r		relative Permeabilität – Faktor	
μ_{rev}		relative reversible Permeabilität	
μ'_s		relativer Real-(Induktivitäts-)Anteil von $\bar{\mu}$	
μ''_s		relativer Imaginär-(Verlust-)Anteil von $\bar{\mu}$	
μ_p, μ_n		Beweglichkeit von Ladungsträgern	[cm ² /Vs]

μ_{tot}		relative totale Permeabilität abgeleitet aus der statischen B/H.Magnetisierungskurve	
N		Windungszahl	
η	eta	Wirkungsgrad $\eta = P_a / P_i$	
η_B	eta	Hysteresematerialkonstante	[$10^{-6}/\text{mT}$]
P		Leistung	[W, VA, J/s, Nm/s]
P_{Cu}		Kupferverlustleistung	[W, VA, J/s, Nm/s]
P_{trans}		übertragbare Leistung	[W, VA, J/s, Nm/s]
PF		Leistungsfaktor	
P_V		Kernverlustleistung	[W/g, mW/g]
ρ		spezifischer Gleichstromwiderstand	
Oe	Oersted	Feldstärke in Oersted $1 \text{ Oe} = 79,58 \text{ A/m} = (1/0,4 \cdot \pi) \cdot 10^2$	[Oe, A/m]
Q		Güte, Gütefaktor ($Q = \omega L / R_s = 1 / \tan \delta_L$)	
Q		Ladung im elektrischen Feld	[As, C Coulomb]
Q		Wärmemenge	[J, Nm, Ws]
Φ	phi	magnetischer Fluss	[Vs, Wb (Weber)]
σ	sigma	Dichte, Richtwerte zumeist für Kernmaterial	[g/cm^3 ; kg/m^3]
R		Widerstand	[Ω , V/A]
R_a		Abschlußwiderstand, Last	[Ω]
R_{Cu}		Kupferwiderstand (DC; $f = 0$) $R_{\text{Cu}} \text{ mm}^2/\text{m} = 0,01724 \Omega$ bei 20°C	[Ω]
R_{fe}		Magn. Widerstand des Kerns/Eisens	[$1/\Omega\text{s}$, A/Vs]
R_h		Hysteresese-Verlustwiderstand eines Kerns	[Ω]
ΔR_h		Änderung von R_h Hysrerese-Verlustwiderstand eines Kerns	[Ω]
R_i		Innenwiderstand	[Ω]
R_{Ls}		Magnetischer Widerstand des Luftspaltes	[$1/\Omega\text{s}$, A/Vs]
R_{mag}		Magnetischer Widerstand des magn. Kreises	[$1/\Omega\text{s}$, A/Vs]

Magnetische Bauteile von G.Schindler

R_P		Parallel-Verlustwiderstand eines Kerns	[1/Ωs, A/Vs]
R_P		Parallelwiderstand allgemein	[Ω]
R_S		Serien-Verlustwiderstand eines Kerns	[1/Ωs, A/Vs]
R_S		Serienwiderstand allgemein (Stromquelle, Spannungsquelle, Generator)	[Ω]
R_{th}		thermischer Widerstand	[K/W, K/VA]
R_V		effektiver Verlustwiderstand einer Spule	[Ω]
S		Stromdichte	[A/m ²]
s		Luftspalt	[mm]
$\Sigma I/A$		magnetischer Formfaktor	[1/mm]
T	Tesla	Magnetische Flussdichte, Induktion 1 T = 10 ⁴ Gauss, 1 Gauss = 10 ⁻⁴ ·Vs/m ² = 10 ⁻⁴ T	[T, Vs/m ² , Gauss ·10 ⁴]
ΔT		Temperaturdifferenz, °C ist proportional zu °K	[K]
T_C		Curietemperatur	[°C , K , R]
T_N		Néel-Temperatur	[°C , K , R]
t		Zeit	[s]
t_V		Tastverhältnis	
$\tan \delta$	delta	Verlustfaktor	
$\tan \delta_e$		bezogener Verlustfaktor	
$\tan \delta_h$		Hysteresse-Verlustfaktor	
$\tan \delta_L$		Verlustfaktor der Spule	
$\tan \delta_r$		(Rest-)Verlustfaktor bei H -> 0	
$\tan \delta/\mu_i$		bezogener Verlustfaktor des Materials bei H -> 0	
τ		Zeitkonstante	[s]
τ_{Cu}		Gleichstrom Zeitkonstante $\tau_{Cu} = L/R_{Cu} = A_L/A_R$	[s]
U		Effektivwert der elektrischen Spannung	[V, RI, W/A]
U^{\wedge}		Scheitelwert der Spannung	[V]
v		Geschwindigkeit 1 m/s = 3,6 km/h, 100 km/h ≈ 28 m/s	[m/s, km/h]

Magnetische Bauteile von G.Schindler

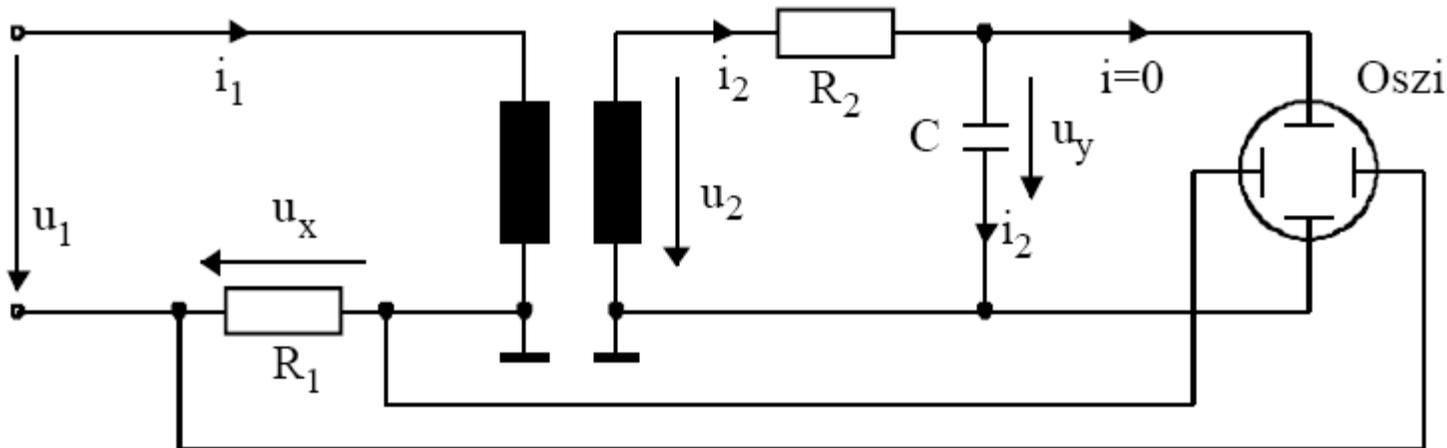
V_e	effektives magnetisches Volumen	[mm ³ , cm ³ , m ³]
W	Energie, Arbeit	[J, Nm, Ws]
X	Blindwiderstand	[Ω]
Z	komplexer Scheinwiderstand, komplexe Impedanz	[Ω]
$ Z $	Betrag des Scheinwiderstandes	[Ω]
Z_0	Innenwiderstand einer Messspannungsquelle	[Ω]
Z_E	Abschlusswiderstand Messempfängers	[Ω]
Z_n	spezifischer Widerstand $ Z _n = Z /N^2 \times \varepsilon(l_e/A_e)$	[Ω/mm]
ω	omega Kreisfrequenz; $2 \times \pi \times f$	[s ⁻¹]

Magnetische Bauteile von G.Schindler

Aufnahme der Hysteresekurve

Die Darstellung der Hysteresekurve erfolgt mit dem Oszilloskop, welches lediglich Spannungen im X/Y-Betrieb als Eingangsgrößen verarbeiten kann. Daher ist es notwendig, spannungsproportionale Zusammenhänge der Größen B und H herzustellen:

- zwischen der magnetischen Erregung H und einer Spannung U_x , welche an den horizontalen Signaleingang des Oszilloskops angeschlossen wird,
- sowie zwischen der magnetischen Flussdichte B und einer Spannung U_y , die an den vertikalen Signaleingang des Oszilloskops angeschlossen wird.
- RC = Phasenkorrektur



Geht nur bei einer Frequenz – sonst neue Phasenkorrektur erforderlich