

# Entwicklung und Konstruktion eines Hochspannungs-Hochfrequenz-Generators

Hochfrequenztransformator

Diplomarbeit



Institut für Hochspannungstechnik und Systemmanagement  
Technische Universität Graz

Betreuer

O.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Dr.h.c. Michael Muhr, Vizerektor  
Univ.-Ass. Dipl.-Ing. Jürgen Fabian

Co-Betreuer

Ass.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Klaus Krischan  
Ass.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Gunter Winkler

Vorgelegt von René Plasser

Institutsleiter: O.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Dr.h.c. Michael Muhr, Vizerektor

A - 8010 Graz, Inffeldgasse 18-I  
Telefon: (+43 316) 873 – 7401  
Telefax: (+43 316) 873 – 7408  
<http://www.ihs.tugraz.at>  
<http://www.tugraz.at>

Graz / November – 2010



## **Danksagung**

*Als erstes möchte ich Herrn O.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Dr.h.c. Michael Muhr meinen Dank aussprechen, da er es ermöglichte dieses Thema zu behandeln, mich mit seinen Ideen und Umsetzungsvorschlägen inspirierte und mir somit sein Vertrauen entgegenbrachte, dieses Projekt umzusetzen.*

*Mein besonderer Dank gilt auch Herrn Ass.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Klaus Krischan, der zu jeder Zeit mit seiner fachlichen Kompetenz und seiner tatkräftigen Unterstützung im Messlabor dafür Sorge trug, dass es zu keinem Zeitpunkt zu einem Stillstand des Projektes kam und somit ein rasches Vorankommen gesichert war.*

*Herrn Ass.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Gunter Winkler möchte ich für seine umfangreiche technische Unterstützung danken. Seine Anregungen waren stets eine willkommene Hilfe für dieses Projekt.*

*Weiters möchte ich mich bei Herrn Ao.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Kurt Preis bedanken, der mir bei der Anwendung des von ihm mitentwickelten Programmes ELEFANT 2D mit seinen Ratschlägen produktiv zur Seite stand und somit erfolgreiche Simulationen ermöglicht wurden.*

*Bedanken möchte ich mich noch bei Herrn Univ.-Ass. Dipl.-Ing. Jürgen Fabian. Durch seine organisatorischen Fähigkeiten und sein fortwährendes Engagement, ist es gelungen, dieses Projekt zu einem erfolgreichen Abschluss zu bringen.*

*An dieser Stelle bedanke ich mich auch bei meinem langjährigen Studien- und auch Projektkollegen, aber vor allem Freund, Helmut Heinle, der in jeder Hinsicht ein für mich nicht wegzudenkender Bestandteil in meinem Leben ist.*

*Zu guter Letzt möchte ich mich bei meiner Familie und meinen engsten Freunden bedanken, die mir stets den nötigen Rückhalt geboten haben, mich in all meinen Unternehmungen bestärkt und unterstützt haben sowie moralischer und kraftspendender Wegbegleiter waren und hoffentlich noch lange bleiben. Ihnen möchte ich diese Arbeit widmen.*

## **Kurzfassung**

Diese Diplomarbeit beinhaltet die Vorgehensweise zur Dimensionierung und Konstruktion eines Hochspannungs-Hochfrequenz-Transformators, der bei variabler Frequenz von 500 Hz bis 20 kHz, eine variable Prüfspannung von 0 bis 10 kV und eine maximale Ausgangsscheinleistung von 5 kVA bereit stellen soll. Der Transformator wurde zuerst analytisch berechnet, wobei auch die parasitären Komponenten, die bei höheren Frequenzen auftreten berücksichtigt worden sind. Anschließend wurde der Transformator händisch gefertigt. Da in dem oben genannten Frequenzbereich der Skin-Effekt nicht mehr zu vernachlässigen ist, wurde auch eine numerische Simulation der Stromdichteverteilung abgehandelt. Nach der Fertigstellung des Transformators wurden zusätzlich noch Messungen durchgeführt, um das Transformatorverhalten zu untersuchen.

Schlüsselwörter:

Hochfrequenztransformator, Hochspannung, Hochfrequenz

## **Abstract**

This diploma thesis deals with the calculation and construction of a high voltage, high frequency transformer. It is designed to operate at a variable frequency range from 500 Hz up to 20 kHz and an adjustable voltage up to 10 kV at a maximum power rating of 5 kVA. First, it was necessary to calculate analytically the transformers equivalent circuit, also including its parasitic capacitances at higher frequencies. Then the transformer was constructed manually. Due to these high frequencies, it is important to consider the significant so called skin-effect. Therefore a numerical simulation of the current density distribution was done. Finally, measurements were carried out to investigate the transformers behavior.

Keywords:

High frequency transformer, high voltages, high frequency

## Inhaltsverzeichnis

<b>1 Zeichenerklärung</b>	<b>8</b>
<b>2 Kurzfassung</b>	<b>15</b>
2.1 Ziel	15
2.2 Methode	15
2.3 Ergebnisse	15
2.4 Schlussfolgerungen	15
<b>3 Einleitung</b>	<b>16</b>
<b>4 Transformator</b>	<b>17</b>
4.1 Prinzipielle Überlegung	17
4.2 Transformator Theorie und Grundlagen	19
4.2.1 Geschichtlicher Hintergrund des Transformators	19
4.2.2 Aufbau	20
4.2.3 Ableitung der Ersatzschaltbilder	22
4.3 Berechnungen mittels Excel-Programm	25
4.3.1 Berechnung der Primärwindungszahl	26
4.3.2 Berechnung der Sekundärwindungszahl	26
4.3.3 Berechnung des Drahtquerschnittes der Primärwicklung	27
4.3.3.1 Ermittlung des Platzbedarfes der Primärwicklung	27
4.3.4 Abschätzung des Drahtquerschnittes für die Sekundärwicklung	28
4.3.4.1 Die Gesamtausnutzung des Wickelfensters	30
4.3.5 Primärdrahtmenge	30
4.3.6 Sekundärdrahtmenge	31
4.3.7 Ausgabe der berechneten Werte	33
4.4 Abschätzung der Verluste des Transformators	34
4.4.1 Leerlaufverluste und Erregungsstrom	34

4.4.2	Verluste bei Belastung des Transformators .....	35
4.4.3	Materialauswahl.....	36
4.4.4	Kernverluste .....	37
4.4.5	Berechnung der Verluste bei Belastung.....	39
4.4.5.1	Gleichstrom bzw. Kupferverluste der Primärwicklung.....	39
4.4.5.2	Gleichstrom bzw. Kupferverluste der Sekundärwicklung .....	40
4.5	Annähern der Primärinduktivität.....	41
4.5.1	Approximation des magnetischen Kreises .....	42
4.5.1.1	Approximierte Primärinduktivität.....	44
4.5.1.2	Approximierte Streuinduktivität .....	45
4.5.1.3	Strom durch die Hauptinduktivität.....	45
4.5.1.4	Strom durch den Eisenwiderstand.....	45
4.6	Leerlaufversuch bei einer Frequenz von $f = 50$ Hz.....	46
4.6.1	Verlustleistung im Leerlauf bei 50 Hz.....	49
4.6.2	Approximation der Transformatoreigenschaften im LL bei 50 Hz.....	50
4.6.3	Rückrechnung .....	52
4.7	Messung der Leerlaufleistung bei 50 Hz mittels Wattmeter.....	53
4.8	Ermittlung der Magnetisierungskennlinie bei 50 Hz.....	53
4.8.1	Strom-Spannungs-Kennlinie bei 50 Hz .....	54
4.8.2	Berechnung aus den aufgenommenen Messdaten .....	55
4.9	Messung mittels RLC-Meter .....	56
4.10	Berechnung der Streuglieder .....	56
4.10.1	Berechnung der Streuinduktivität .....	57
4.10.1.1	Berechnung der Volumina .....	58
4.10.1.2	Berechnung der auf die Primärseite bezogenen Streuinduktivität .....	60
4.10.1.3	Berechnung der auf die Sekundärseite bezogenen Streuinduktivität .....	60
4.10.2	Berechnung der Streukapazitäten [8].....	61
4.10.2.1	Berechnung der primären Streukapazität .....	63
4.10.2.2	Berechnung der Kapazität zwischen den Wicklungen und Schirm.....	64

4.10.2.3	Berechnung der sekundären Streukapazität .....	66
4.10.3	Alternative Berechnung der Streuinduktivitäten .....	68
4.10.3.1	Streuinduktivität auf die Primärseite bezogen .....	70
4.10.3.2	Streuinduktivität auf die Sekundärseite bezogen .....	70
4.11	Behandlung des Skin-Effektes im Leiter .....	71
4.12	Betrachtung der Stromverdrängung mit ELEFANT 2D .....	72
4.12.1	Verhalten der Streuflussdichte .....	73
4.12.2	Betrachtung der Stromdichte .....	74
4.13	Ermittlung der Transformatoreigenschaften durch Messung .....	75
4.13.1	Leerlaufversuch .....	75
4.13.2	Leerlaufmessung bei 500 Hz .....	76
4.13.2.1	Berechnungen im Leerlauf bei 500 Hz .....	77
4.13.2.2	Magnetisierungskennlinie bei 500 Hz.....	78
4.13.2.3	Zeigerdiagramm im Leerlauf bei 500 Hz.....	79
4.13.3	Leerlaufmessung bei 19,5314 kHz.....	79
4.13.3.1	Berechnungen im Leerlauf bei 19,5314 kHz .....	80
4.13.3.2	Strom-Spannungskennlinie bei 19,5314 kHz.....	81
4.13.3.3	Zeigerdiagramme im Leerlauf bei 19,5314 kHz .....	82
4.13.4	Kurzschlussversuch.....	83
4.13.5	Kurzschlussmessung bei 19,5314 kHz .....	84
4.13.5.1	Berechnungen im Kurzschluss bei 19,5314 kHz .....	85
4.13.5.2	Darstellung der Strom-Spannungskennlinie im Kurzschluss bei 19,5314 kHz.....	87
4.13.5.3	Zeigerdiagramm im Kurzschluss bei 19,5413 kHz.....	88
4.13.6	Kurzschlussmessung bei 500 Hz .....	89
4.13.6.1	Berechnung bei 500 Hz.....	89
4.13.6.2	Darstellung der Strom-Spannungskennlinie im Kurzschluss bei 500 Hz .....	91
4.13.6.3	Zeigerdiagramm im Kurzschluss bei 500 Hz.....	91
4.13.7	Resonanzverhalten des Transformators im Leerlauf.....	92

<b>5</b>	<b>Zusammenfassung und Ergebnisse.....</b>	<b>93</b>
5.1	Gegenüberstellung von Berechnung und Messung.....	95
5.1.1	Primärinduktivität und Hauptinduktivität .....	95
5.1.2	Leistungen im Leerlauf .....	95
5.1.3	Primär- und Sekundärstreuintuktivität .....	96
<b>6</b>	<b>Ausblick.....</b>	<b>97</b>
<b>7</b>	<b>Literatur .....</b>	<b>98</b>
<b>8</b>	<b>Anhang .....</b>	<b>100</b>
8.1	Messdaten des Leerlaufversuches bei einer Frequenz von $f = 500$ Hz .....	100
8.2	Messdaten des Leerlaufversuches bei einer Frequenz von $f = 19,5314$ kHz.....	104
8.3	Messdaten des Kurzschlussversuches bei einer Frequenz von .....	108
	$f = 19,5314$ kHz.....	108
8.4	Messdaten des Kurzschlussversuches bei einer Frequenz von $f = 500$ Hz .....	109
8.5	Messdaten zum Übertragungsverhalten des Transformators im Leerlauf .....	111
8.6	Bilder .....	112
8.7	Datenblätter .....	113
8.7.1	Transformatorkern .....	113
8.7.2	Kernmaterial .....	119
8.7.3	Kupferlackdraht .....	121
8.7.4	HF-Litze.....	123



# 1 Zeichenerklärung

## Hochgestellte Indizes

$\wedge$	Scheitelwert
$-$	Mittelwert
$'$	auf Primärseite bezogene Sekundärgröße

## Tiefgestellte Indizes

eff	Effektivwert
$_01$	Grundschwingungswert
1; p	auf die Transformatorprimärseite bezogener Wert
2; s	auf die Transformatorsekundärseite bezogener Wert
(t)	in Abhängigkeit der Zeit
h	Hauptgröße
$\sigma$	Streugröße
Fe	auf den Eisenkern bezogene Größen
0	Leerlaufgrößen
k	Kurzschlussgrößen

## Allgemein

S	Scheinleistung
P	Wirkleistung
Q	Blindleistung
W	Energie
U	Spannung
I	Strom
J	Stromdichte
R	Widerstand
L	Induktivität





C	Kapazität
X	Reaktanz
Z	Impedanz
f	Frequenz
N	Windungszahl
$\omega$	Kreisfrequenz
$\Phi$	magnetischer Fluss
$\Theta$	magnetische Durchflutung
$\Theta_L$	magnetische Durchflutung bei Last
$\Lambda; \lambda; A_L$	magnetischer Leitwert
$\mu$	Permeabilität
$\mu_0$	Permeabilität von Vakuum
$\mu_r$	relative Permeabilität
$\epsilon_0$	Dielektrizitätskonstante von Vakuum
$\epsilon_r$	relative Dielektrizitätskonstante
$\sigma$	Streuung
$\eta$	Wirkungsgrad
$\gamma_{Cu}$	spezifische Leitfähigkeit von Kupfer
$\gamma$	spezifische Leitfähigkeit
$\varphi$	Phasenwinkel
$\varphi_{U_2Fe}$	Phasenwinkel zwischen Sekundärspannung und Strom durch $R_{Fe}$
$\delta$	Eindringtiefe
$A_{Fe}$	Eisenquerschnitt
$A_P$	primärerer Drahtquerschnitt
$A_S$	sekundärer Drahtquerschnitt
$A_{LS}$	Luftspaltquerschnitt



$B$	magnetische Flussdichte
$b_s$	mittlere Kernstegbreite
$b_F$	Wickelfensterbreite
$b_{ml}$	mittlere Breite der Isolierschicht
$b_L$	Breite der HF-Litze (rechteckförmig)
$b_{SK}$	Stegbreite des Spulenkörpers
$b_{BP}$	gesamte Breite der Primärwicklung
$C_1$	primäre Streukapazität
$C_2$	sekundäre Streukapazität
$C_{12}$	Streukapazität zwischen den Wicklungen
$C_S$	Serienkapazität zwischen den einzelnen Windungen
$C_P$	Parallelkapazität zwischen den Lagen
$C_{geo}$	Kapazität gegen Erde
$C_{geoGlimmer}$	Kapazität der Isolierung der HF-Litze zur Berechnung von $C_{geo}$
$C_{geoPP}$	Kapazität Isolierfolie zur Berechnung von $C_{geo}$
$C_{inter}$	Kapazität gegen Schirmfolie
$d$	Durchmesser Sekundärdraht
$d_o$	Außendurchmesser einer Windung
$d_i$	Innendurchmesser einer Windung
$D$	Dicke der Isolierschicht
$E$	elektrisches Feld
$f_r$	Resonanzfrequenz
$F_{DP}$	Umrechnungsfaktor Länge zu Kilogramm für Primärleiter
$F_{DS}$	Umrechnungsfaktor Länge zu Kilogramm für Sekundärleiter



H	magnetische Feldstärke
$h_s$	Wickelfensterhöhe des Spulenkörpers
$h_c$	Windungshöhe
h	Höhe (allgemein)
$h_F$	Wickelfensterhöhe der Sekundärwicklung
$h_L$	Höhe der HF-Litze
$I_\mu$	Magnetisierungsstrom
$I_{Fe}$	Strom durch den Eisenwiderstand
$I_0$	Leerlaufstrom
$I_W$	Wirbelstrom
K	Kopplungsfaktor der Induktivitäten
k	Faktor zur Berechnung der Eisenverluste
$L_{12}$	Koppelinduktivität
$L_\sigma$	Streuinduktivität
$L_h$	Hauptinduktivität
$L_P$	gesamte Primärinduktivität
$l_m$	mittlere Feldlinienlänge im Eisenkern
$l_{mag}$	mittlere Eisenlänge
$l_{minP}$	minimale, primäre Windungslänge
$l_{maxP}$	maximale, primäre Windungslänge
$l_{mP}$	mittlere, primäre Windungslänge
$l_{DP}$	gesamte, primäre Drahtlänge
$l_{minS}$	minimale, sekundäre Windungslänge
$l_{maxS}$	maximale, sekundäre Windungslänge
$l_{mS}$	mittlere, sekundäre Windungslänge
$l_{DS}$	gesamte, sekundäre Drahtlänge



$l_{LS}$	Luftspaltlänge
$m_{DP}$	gesamte, primäre Drahtmasse
$m_{DS}$	gesamte, sekundäre Drahtmasse
$m_k$	Kernmasse
O	Oberfläche
$P_V$	Gesamtverluste
$P_{CU}$	Kupferverluste
$P_{FE}$	Eisenverluste; Kernverluste
$R_{Fe}$	Eisenwiderstand
$R_m$	magnetischer Widerstand
$R_{mFe}$	magnetischer Widerstand des Transformatorkernelns
$R_{m\delta}$	magnetischer Widerstand des Luftspaltes
$R_{mess}$	Messwiderstand
r	Radius
s	Abstand zwischen den Windungen
T	Periodendauer
t	Zeit
$t_{ml}$	mittlere Tiefe der Isolierschicht
$t_F$	Wickelfenstertiefe
$t_i$	Tiefe der Zwischenisolierung
$t_{BP}$	Tiefe der Primärwicklung
$t_{BS}$	Tiefe der Sekundärwicklung
$t_{SK}$	Spulenkörpertiefe



$U_{1N}$	primäre Nennspannung
$U_{Wdgn}$	Spannung einer Windung
$U_0$	Leerlaufspannung
$U_{01}$	Leerlaufspannung abzüglich $U_{R1}$
$U_{R1}$	Spannungsabfall am ohm'schen Anteil der Primärwicklung
$U_{L1\sigma}$	Spannungsabfall an der primären Streureaktanz
$U_{Fe}$	Spannungsabfall am Eisenwiderstand
$U_X$	Spannungsabfall an der Kurzschlussreaktanz
$U_R$	Spannungsabfall am Kurzschlusswiderstand
$U_{shunt}$	Spannungsabfall am Messwiderstand
$u_k$	relative Kurzschlussspannung
$u$	mittlerer Umfang der Isolierschicht
$\ddot{u}$	Übersetzungsverhältnis
$V$	Volumen
$V_1$	Volumen der Primärwicklung
$V_2$	Volumen der Sekundärwicklung
$V_{12}$	Volumen zwischen Primär- und Sekundärwicklung
$V_K$	Volumen Spulenkörper
$W_{BP}$	Platzbedarf Primärwicklung
$W_{BS}$	Platzbedarf Sekundärwicklung
$W_I$	Platzbedarf Isolation
$W_S$	Platzbedarf Schirmung
$W_F$	Platzbedarf im Wickelfenster
$W_{12}$	gespeicherte Energie zwischen den Wicklungen
$X_{Lh}$	Reaktanz der Hauptinduktivität
$X_{L1\sigma}$	primäre Streureaktanz
$X_{L2\sigma}$	sekundäre Streureaktanz



## Abkürzungen

LL	Leerlauf
HF	Hochfrequenz
KS	Kurzschluss
AC	Alternating Current
DC	Direct Current
Trafo	Transformator
PWM	Puls-Weiten-Modulation
Wdgn	Windung / Windungen
Iso	Isolierung
RMS	Route Mean Square
DMM	Digital-Multi-Meter
Ch	Channel
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
EhK	Einheitenkontrolle
ESB	Ersatzschaltbild



## 2 Kurzfassung

### 2.1 Ziel

Das Ziel dieser Arbeit war die Dimensionierung und Konstruktion eines hochspannungsfesten sowie hochfrequenztauglichen Transformators, damit am Ausgang eines Hochspannungs-Hochfrequenz-Generators die gewünschte Spannung von 0 bis 10 kV bei variabler Frequenz von 500 Hz bis 20 kHz bei einer maximalen Scheinleistung von 5 kVA zur Verfügung steht. Eine geeignete Auslegung des Filters nach der Vollbrücke, um dem Transformator eine sinusförmige Spannung zur Verfügung zu stellen, war dabei ebenfalls notwendig.

### 2.2 Methode

Die Eingangsgröße des Transformators liefert ein PWM-Verstärker [14]. Um den Transformator analytisch berechnen zu können, wurde die Spannung nach dem PWM-Verstärker unter Berücksichtigung von Verlusten durch das Filter von  $\hat{U}_1 = 520 \text{ V}$  angenommen. Nach der Berechnung, welche auch die Streugrößen berücksichtigt, wurde der Transformator gefertigt und anschließend durch Messungen das Verhalten bei hohen Spannungen und hohen Frequenzen untersucht.

### 2.3 Ergebnisse

Der Transformator ist betriebsfähig, hat allerdings aufgrund seiner parasitären Kapazitäten und der Streuinduktivitäten eine Resonanzstelle die im Nutzfrequenzbereich liegt.

Das Filter wird nicht benötigt, da der Transformator selbst als Filter wirkt. Dies wird dadurch ermöglicht, da das verwendete Material des Kernes nicht für die hohe Schaltfrequenz des PWM-Verstärkers tauglich ist und diese somit nicht übertragen wird. Weiters ist davon auszugehen, dass auch die parasitären Eigenschaften zur Filterung beitragen.

### 2.4 Schlussfolgerungen

Es ist sinnvoll über eine Feedbackschleife von Ausgangsspannung zur eingestellten Spannung des PWM-Verstärkers nachzudenken, da durch die Resonanzstelle überhöhte Spannungen am Transformator und somit auch am Prüfling anliegen können.

Der Transformator könnte primärseitig mit einer Anzapfung versehen werden um einen Betrieb bei geringerer Zwischenkreisspannung zu ermöglichen

Aufgrund des Wegfalls des Filters bekommt das gesamte Gerät einen besseren Wirkungsgrad.

### 3 Einleitung

In der Hochspannungstechnik gibt es viele verschiedene Prüfverfahren. Oftmals stehen hierbei eine bestimmte Frequenz (meist Netzfrequenz) oder eine fixe Spannung zur Verfügung. Es ist aber durchaus von Vorteil das Verhalten eines Prüflings bei variabler Frequenz sowie variabler Spannung zu untersuchen.

Eine Variante dies zu realisieren ist mittels eines Signalgenerators, bei dem man die Frequenz und die Art des Signals vorgeben kann, der einen Class D-Verstärker speist. Anschließend wird die durch PWM generierte Spannung über ein Sinusfilter einem Transformator zugeführt, der die gewünschte Hochspannung ausgibt.

Ziel ist es, einen Hochspannungs-Hochfrequenz-Generator zu entwickeln. Das Gerät soll eine Ausgangs-Scheinleistung von  $S = 5 \text{ kVA}$ , eine einstellbare Prüfspannung von  $U_2 = 0 \text{ V}$  bis  $10 \text{ kV}$  und eine variable Frequenz von  $f = 500 \text{ Hz}$  bis  $20 \text{ kHz}$  ermöglichen. Als Prüfling wird eine kapazitive Last angenommen.

Mit einer Eingabeeinheit werden die gewünschte Ausgangsspannung sowie die gewünschte Frequenz vorgegeben. Das vom Signalgenerator ausgegebene Signal dient als Speisung der Steuerlogik welche über geeignete Treiber die Basis der Steuersignale für die MOSFET-Transistoren des Class D-Verstärkers bildet. Die Brückenschaltung des Class D-Verstärkers erzeugt aus der gleichgerichteten Netzspannung (3 phasig) durch Puls-Weiten-Modulation ein Pulsmuster, welches nach Filterung als Sinusspannung dem Ausgangstransformator zugeführt wird.

Diese Projektarbeit wurde auf zwei Diplomarbeiten aufgespalten: Zum Einen auf die Entwicklung und Konstruktion des Class D-Verstärkers [14] und zum Anderen auf die Dimensionierung und Konstruktion des Filters sowie des Transformators.

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Auslegung des Transformators und des Filters.

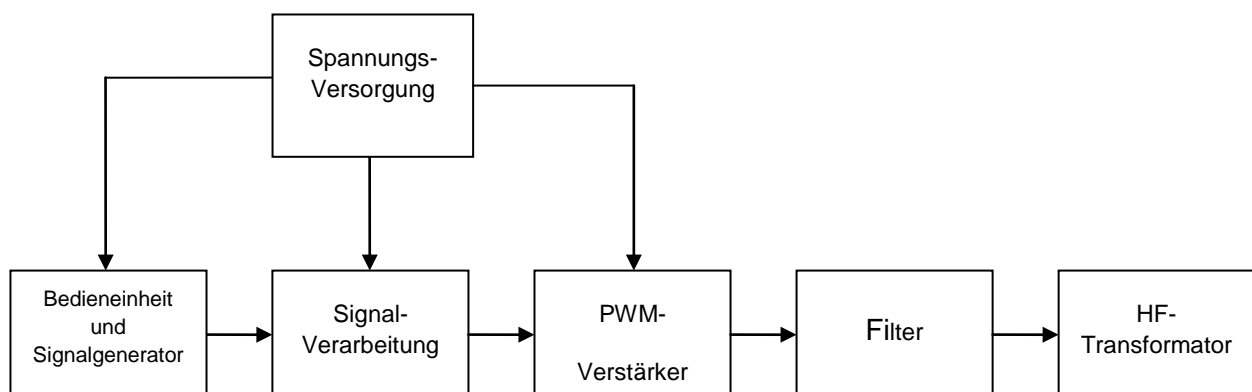


Abbildung 1: Blockdiagramm des Geräteaufbaues ohne Feedbackschleife





## 4 Transformator

### 4.1 Prinzipielle Überlegung

Die Schwierigkeit der Modellierung des Transformators liegt darin, dass üblicherweise ein Übertrager dieser Art mit einem definierten Betriebspunkt zum Einsatz kommt. Somit ergibt sich aufgrund der Transformator-Hauptgleichung,

$$\hat{U} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot N \cdot \hat{B} \cdot A_{Fe} \quad (4.1)$$

dass man für den Betrieb bei einer Frequenz von 500 Hz einen anderen Kernquerschnitt, als bei 20 kHz erhält. Es ist ersichtlich, dass man für höhere Frequenzen einen wesentlich kleineren Kern benötigt. Würde man den Transformator nun für die höhere Frequenz auslegen, kann man die gewünschten Ausgangskonditionen, für die niedrigere Frequenz nicht erreichen, da die maximale Flussdichte überschritten wird und es somit zur Sättigung des Materiales kommt. Daher ist es erforderlich, den Transformator auf die niedrigere Frequenz auszulegen, wobei das Material natürlich auch für den hohen Frequenzbereich geeignet sein muss. Da der Transformator aufgrund des vorgeschalteten Filters mit einer sinusförmigen Spannung versorgt wird, kann man zur Berechnung die allgemein bekannten Transformatorgleichungen verwenden [1], [7], [12].

Für einen Frequenzbereich von 500 Hz bis 20 kHz, ist es erforderlich ein geeignetes Kernmaterial zu wählen. Bei herkömmlichen Eisenblechpaketen würden sich aufgrund der hohen Frequenzen zu hohe Wirbelströme in den einzelnen Blechen ausbilden, die zu erhöhten Kernverlusten führen würden. In erster Instanz wurden Ferritkerne und sogenannte Pulverkerne, welche üblicherweise in Anwendungen dieser Art Einsatz finden, betrachtet. Ferritmaterial wird bis in den MHz-Bereich und darüber hinaus verwendet. Bei genauerer Studie, erkennt man schnell, dass auch Ferritmaterial eher ungeeignet für diese Anwendung ist, da die in diesem Material bei Leistungsanwendungen auftretenden Verluste unattraktiv werden und eine entsprechende Kerngröße, die, für eine eher untypische Frequenz für Ferritmaterial von 500 Hz, nötig wäre, nicht verfügbar ist. Ein weiterer Nachteil dieses Materials ist die geringe Sättigungsflussdichte, die im Bereich von wenigen hundert mT variiert. Es wurde in Betracht gezogen, mehrere gleiche Transformatoren mit mehreren parallelen Kernen zu bauen und anschließend in Serie zu schalten. Auch eine Parallelschaltung wurde in Erwägung gezogen. Allerdings wurden diese Ausführungsformen nicht angewendet, einerseits da man nie mehrere exakt gleiche Modelle bauen kann und es daher zu ungleichen Strom- bzw. Spannungsaufteilungen kommen kann und es somit sehr schwierig wird dieses System effizient zu betreiben und andererseits der Materialaufwand enorm gewesen wäre [5].



Als Kern-Typ wurde ein Doppel-E-Profil gewählt, da es aufgrund seiner Geometrie etwas bessere Eigenschaften in Bezug auf Streuverluste besitzt. Bei dieser Bauform werden sowohl die Primär- als auch die Sekundärwicklung vom Transformator Kern umgeben.

Umfassende Recherchen führten zu einer Produktreihe der Firma METGLAS<sup>®1</sup>. Sie bietet Kerne einer auf Eisen basierenden nicht kristallinen Metalllegierung (iron based amorphous metal alloy) an. Die sogenannten POWERLITE<sup>®</sup> C-Cores sind eine Art von Schnittbandkernen mit sehr guten Materialeigenschaften. Die wichtigsten Merkmale, die für diese Kern-Art sprechen sind die hohe Sättigungsflussdichte von ca. 1,5 T und die sehr niedrigen Kernverluste sowie die Verfügbarkeit großer Kernquerschnitte. Nach einem Telefonat mit einem Techniker der Firma MANZ.-ELECTRONIC<sup>2</sup>, eine Vertretung der Firma METGLAS<sup>®</sup> in Deutschland, konnte in Erfahrung gebracht werden, dass die maximale Frequenz bei der diese Kerne Einsatz finden bei ca. 40 kHz liegt. Der einzige negative Aspekt war, dass es dieses Produkt nur in C-Form und nicht wie gewünscht in einem E-Profil gibt. So war es erforderlich, aus 4 C-Stücken ein Doppel-E-Profil zusammen zu setzen. Dies ist nicht weiter nachteilig, da dies automatisch zur Vergrößerung des Eisenquerschnittes beiträgt. Da man dieses Material nun mit einer höheren Flussdichte beaufschlagen kann als Ferrit, ist es möglich auch auf etwas kleinere Kernabmessungen zurückzugreifen. Dies bietet sich an, da somit das Wicklungsfenster besser ausgenutzt wird und der Kern sich näher an der Wicklung schließt [5], [7].

Aus dem Schluss, dass die parasitäre Kapazität zwischen den Wicklungen möglichst gering sein soll werden die Wicklungen als Zylinderwicklungen ausgeführt. Für den Mittelsteg des E-Kernes wird ein Spulenkörper angefertigt, auf dem innen die Unterspannungswicklung und darüber die Oberspannungswicklung angebracht werden. Um die Primärwicklung von hochfrequenten Einstreuungen zu schirmen wird zwischen den Wicklungen eine Schirmfolie eingebracht, die gemeinsam mit dem Kern und dem Anfang der Sekundärwicklung auf Erdpotenzial liegt. Damit genügend Isolation zwischen den Lagen der Sekundärwicklung gewährleistet werden kann, um einen Überschlag zu vermeiden, wird zwischen jeder Wicklungslage noch zusätzlich eine Isolierfolie eingebracht.

---

<sup>1</sup> [www.metglas.com](http://www.metglas.com)

<sup>2</sup> [www.manz-electronic.de](http://www.manz-electronic.de)



## 4.2 Transformator Theorie und Grundlagen

### 4.2.1 Geschichtlicher Hintergrund des Transformators

Durch das Gleichstromsystem war eine Überbrückung weiter Strecken aufgrund von zu hohen Stromwärmeverlusten unwirtschaftlich. Es war daher notwendig, dass Energieerzeuger und Verbraucher räumlich eng verbunden waren. Um nun eine Übertragung elektrischer Energie über weite Entfernungen wirtschaftlich zu machen, suchte man nach einer Lösung, die Energie, die vom Erzeuger geliefert wird, auf hohe Spannungen und entsprechend kleine Ströme zu transformieren. Dies lässt sich bei Wechselstrom sehr einfach durch das Induktionsgesetz lösen. Es wurde bereits zur Entdeckung dieser Erscheinung das Prinzip eines Transformators durch zwei miteinander gekoppelte Spulen von Faraday verwendet.

Der Engländer S. Varley baute 1856 den ersten Transformator mit eisengeschlossenem Kreis. Fundamentale Theorien über den Transformator wurden 1888 von Gisbert Kapp veröffentlicht. Die noch heute verwendete Dreischenkelbauform des Drehstromtransformators erfand 1889 bis 1891 Michael v. Dolivo-Dobrowolsky.

Eine historische Energieübertragung von ca. 100 kW, die auf eine Strecke von ca. 175 km von Lauffen am Neckar nach Frankfurt am Main mit einer Spannung von 15 kV erfolgte, brachte 1891 den Durchbruch der Energieversorgung mit Wechselstrom mit sich und legte den Grundstein für eine weiträumige Verbundwirtschaft. Somit kann man behaupten, dass der Transformator seine Wurzeln in der Energieübertragung hat. Der Transformator gehört zu den wesentlichen elektrischen Betriebsmitteln und ist in der heutigen Zeit nicht mehr weg zu denken. Mittlerweile ist der Trafo ein fixer Bestandteil in fast allen elektrischen Anwendungen, von Mikroelektronik bis hin zur Hochspannungstechnik [1], [9].

#### 4.2.2 Aufbau

Prinzipiell ist der Aufbau eines Transformators sehr einfach. Ein geschlossener Eisenkern wird von zwei Wicklungen umschlossen, die so mit etwa demselben Wechselfluss verkettet sind. Nun verhalten sich aufgrund des Induktionsgesetzes die Klemmenspannungen wie die Windungszahlen der Wicklungen. Ein durch die Primärwicklung fließender Strom erzeugt einen zeitlich veränderlichen, magnetischen Fluss, der wiederum in der Sekundärwicklung eine Spannungsinduktion zur Folge hat. Dadurch wird die über die Primärwicklung aufgenommene Leistung abzüglich der Eigenverluste über die Sekundärwicklung mit niedriger oder höherer Spannung wieder abgegeben [1], [9].

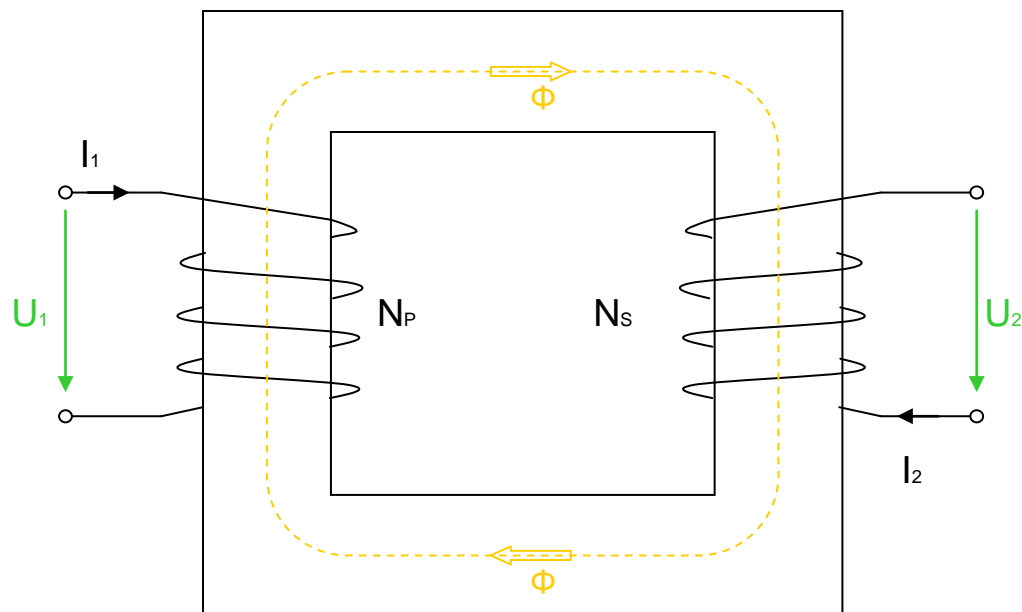


Abbildung 2: Schematischer Aufbau eines Transformators [1]

Theoretisch ist ein Transformator ein Wechselspannungsgerät, das in der Lage ist, Spannungen, Ströme und Impedanzen zu transformieren. Grundlage hierzu ist die elektromagnetische Induktion nach dem Gesetz von Faraday.

Für einen geschlossenen magnetischen Weg, wie im obigen Bild durch den magnetischen Fluss  $\Phi$  dargestellt, kann der magnetische Kreis wie folgt beschrieben werden.

$$N_P \cdot I_1 - N_S \cdot I_2 = R_m \cdot \Phi \quad (4.2)$$

Hinsichtlich der Lenz'schen-Regel wirkt die induzierte Durchflutung in der Sekundärwicklung entgegengesetzt dem magnetischen Fluss, der sich aufgrund der in der Primärwicklung erzeugten Durchflutung einstellt [1], [2], [3], [9].



Der magnetische Widerstand ist definiert als:

$$R_m = \frac{l_m}{A_{Fe} \cdot \mu} \quad (4.3)$$

Somit ergibt sich der magnetische Leitwert zu:

$$\lambda = \Lambda = \frac{1}{R_m} = \frac{A_{Fe} \cdot \mu}{l_m} \quad (4.4)$$

Der magnetische Leitwert wird auch oft als  $\Lambda_L$ -Wert dokumentiert.

Gleichung (4.2) kann somit weiter geschrieben werden als:

$$N_P \cdot i_1 - N_S \cdot i_2 = \Phi \cdot \frac{l_m}{A_{Fe} \cdot \mu} \quad (4.5)$$

Für die Annahme, es handle sich um einen idealen Transformator, gilt  $\mu \rightarrow \infty$  und daher

$$N_P \cdot i_1 = N_S \cdot i_2 \quad (4.6)$$

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{N_S}{N_P}$$

Entsprechend dem Faraday'schen Gesetz,

$$u_1 = N_P \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad u_2 = N_S \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (4.7)$$

ist bei einem idealen Transformator das Verhältnis der Spannung über die Primärwicklung zur Spannung über die Sekundärwicklung äquivalent dem Verhältnis der Windungszahlen.

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{N_P}{N_S} \quad (4.8)$$

Der Kopplungsfaktor der Wicklungen ist definiert als:

$$K = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (4.9)$$

Dieser Faktor hat den Wert  $K = 1$  wenn keine Streuinduktivitäten angenommen werden.

$$L_{12} = \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (4.10)$$

### 4.2.3 Ableitung der Ersatzschaltbilder

Die nachstehende Abbildung zeigt das Ersatzschaltbild eines idealen Transformators.

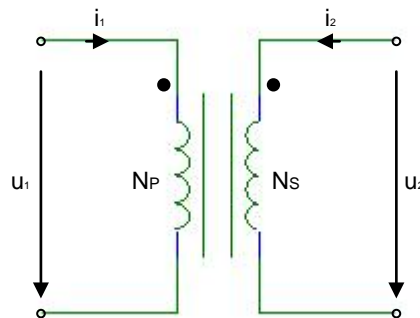


Abbildung 3: Ersatzschaltbild eines idealen Transformators [9]

Die Primär- und die Sekundärwicklung bilden auf dem Eisenweg mit dem hohen magnetischen Leitwert  $\Lambda_h$  den Hauptfluss  $\Phi_h$ . Zusätzlich bildet sich aufgrund des Streuleitwertes  $\Lambda_\sigma \ll \Lambda_h$  je Wicklung ein sogenannter Streufluss aus. Es wird, da die Feldlinien der Streuflüsse nur die eigene Wicklung umschließen, eine Spannung nach dem Gesetz der Selbstinduktion induziert [1].

$$u_\sigma = N \cdot \frac{d\Phi_\sigma}{dt} = L_\sigma \cdot \frac{di}{dt} \quad (4.11)$$

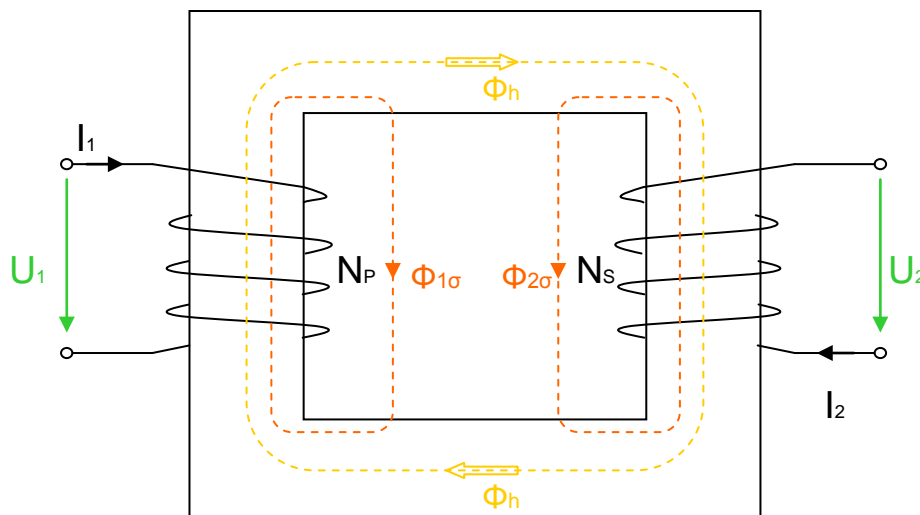


Abbildung 4: Schematischer Aufbau eines Transformators mit Streufluss der Wicklungen [1]

Grundsätzlich werden in Wechselstromkreisen die durch Selbstinduktion entstandenen Spannungen als Spannungsabfall an einem Blindwiderstand erfasst. Somit ist jeder Wicklung neben dem ohmschen Widerstand  $R$  auch ein Streublindwiderstand  $X_\sigma = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_\sigma$  zuzuordnen. Hieraus ergibt sich das ESB eines idealen Transformators, dessen widerstandslose Wicklungen, streuungsfrei miteinander gekoppelt sind. Die realen

Eigenschaften werden dann durch die vorgeschalteten Scheinwiderstände, die sich aus  $R$  und  $X_\sigma$  ergeben, gebildet.

Durch die Umrechnung der Daten der Sekundärwicklung auf die Primärwindungszahl, kann man annehmen, dass durch das Hauptfeld auf beiden Seiten die gleiche Quellenspannung  $U_1 = U_2$  induziert wird. Somit kann man von einer galvanischen Kopplung beider Wicklungen ausgehen.

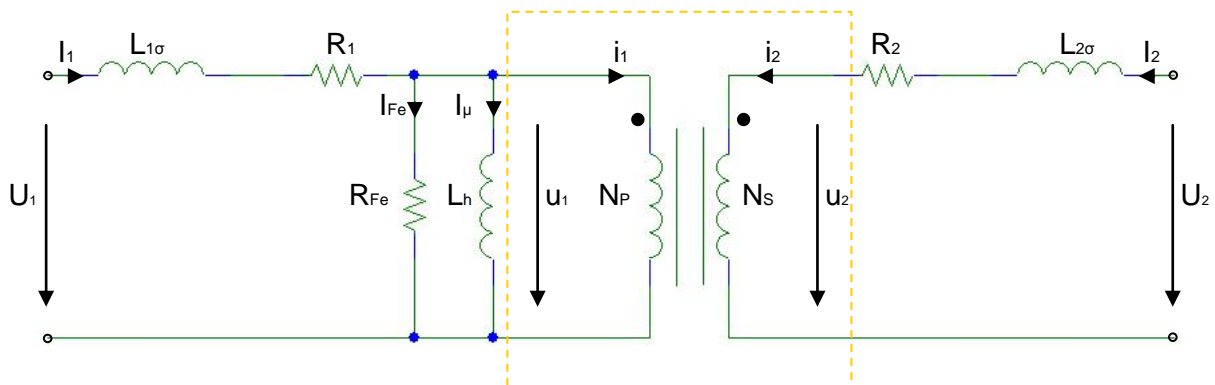


Abbildung 5: Ersatzschaltbild des verlustbehafteten Transformators [9]

Aufgrund des gemeinsamen Magnetisierungsstromes  $I_\mu$  stellt sich  $u_1$  als Spannungsabfall an der Hauptinduktivität  $L_h$  ein. Mit dem sogenannten Eisenverlustwiderstand  $R_{Fe}$  parallel zur Hauptinduktivität werden die Eisenverluste, die durch den Hauptfluss hervorgerufen werden, dargestellt. Diese Annahme ist aufgrund folgender Beziehungen zulässig.

$$P_{Fe} = \frac{u_1^2}{R_{Fe}} \quad u_1 \sim f \cdot \Phi \sim f \cdot B \quad P_{Fe} \sim f^2 \cdot B^2 \quad (4.12)$$

Die Spannungen dieses Transformatormodells können durch,

$$U_1 = L_{1\sigma} \cdot \frac{dI_1}{dt} - L_{12} \cdot \frac{dI_2}{dt} \quad U_2 = L_{12} \cdot \frac{dI_1}{dt} - L_{2\sigma} \cdot \frac{dI_2}{dt} \quad (4.13)$$

dargestellt werden. Der Kopplungsfaktor  $K$  ist aufgrund des Streuflusses in den Wicklungen kleiner 1, somit gilt aus Gleichung (4.10):  $L_{12} < \sqrt{L_{1\sigma} \cdot L_{2\sigma}}$ .

Für allgemeine Transformatoranwendungen sollen die Streuinduktivitäten so gering wie möglich ausfallen. Durch eine geeignete geometrische Anordnung der Wicklungen können die Streuinduktivitäten reduziert werden. Eine einfache Methode um  $L_\sigma$  abzuschätzen kann auf der Energie, die in dem Streumagnetfeld zwischen den Wicklungen gespeichert ist, basieren [1], [2], [6], [7], [8].

$$W_{\sigma} = \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \cdot \int_V H_{\sigma}^2 dV = \frac{1}{2} \cdot L_{\sigma} \cdot I^2 \quad (4.14)$$

Dies führt zu einer Streuinduktivität die proportional zum Quadrat der Windungszahl angenommen werden kann [8].

$$L_{\sigma} = \mu_0 \cdot \frac{N^2}{h^2} \cdot \left( V_{12} + \frac{V_1 + V_2}{3} \right) \quad (4.15)$$

Für höherfrequente Anwendungen wird das Ersatzschaltbild noch etwas komplizierter. Aufgrund der hohen Frequenzen sind nun die Kapazitäten der Wicklungen zueinander und zwischen den Windungen der Wicklungen nicht mehr vernachlässigbar. Diese zusätzlichen parasitären Kapazitäten sollen so gering wie möglich gehalten werden, was zum Beispiel durch geeignete Anordnung der Wicklungen erfolgen kann. Nun ist es möglich das Modell eines realen Breitbandtransformators wie folgt darzustellen [6], [9].

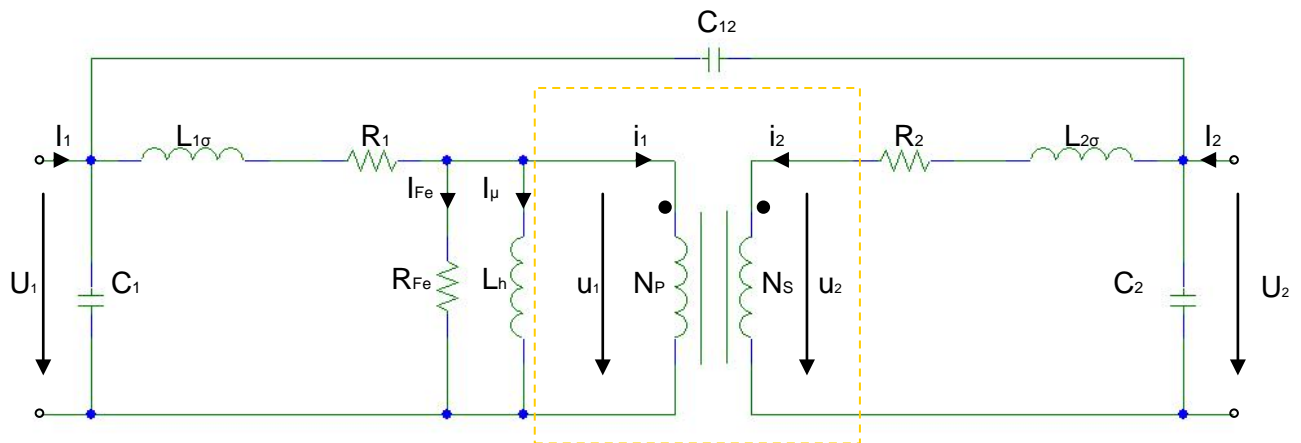


Abbildung 6: Ersatzschaltbild des verlustbehafteten Transformators bei höheren Frequenzen [9]

Genau betrachtet stellt ein Transformator ein komplexes Feldproblem dar. Zum Beispiel hängt die dielektrische Leitfähigkeit von der dielektrischen Struktur der Windungsisolations ab. Im Allgemeinen wird eine Kapazität mittels der in dieser gespeicherten Energie berechnet.

$$C = \frac{2 \cdot W}{U^2} \quad (4.16)$$

Die gesamte Energie W die in der Kapazität gespeichert ist kann nun durch das Integral über die Oberfläche zwischen aneinander liegenden Lagen aufgrund ihrer Spannungsverteilung erfolgen [6], [7], [8].

$$W = \int_0 \frac{\Delta U^2 \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r}{2 \cdot D} dO \quad (4.17)$$





### 4.3 Berechnungen mittels Excel-Programm

Um einen schnellen Vergleich unterschiedlicher Kerne zu ermöglichen wurde in Excel eine Kalkulationshilfe zur Auswertung grundlegender Ergebnisse erstellt. Eingabeparameter sind hierzu die Abmessungen des Kernes, wie Wickelfensterhöhe, Fensterbreite, Fenstertiefe, Eisenquerschnitt und wie viele parallele Kerne benötigt werden. Weiters definiert man die Primär- sowie Sekundärspannung, die Frequenz, den Sekundärstrom, die Stromdichte und die maximale Flussdichte die erreicht werden darf. Adaptiv können noch die Abmessungen der verwendeten Drähte eingegeben werden. Wie eingangs schon erwähnt ist es notwendig, den Kern auf die niedrigste Betriebsfrequenz auszulegen, da hier ein größerer Querschnitt aufgrund höherer Flussdichte benötigt wird

Folgende Berechnungen beziehen sich auf den ausgewählten Kern der Firma METGLAS®.

POWERLITE® AMCC 500<sup>3</sup>

Eingabewerte:

Mittelstegbreite	$b_S = 50 \text{ mm}$
Fensterhöhe bezugnehmend für die Sekundärwicklung:	$h_F = 75 \text{ mm}$
Höhe des Spulenkörpers oder Fensterhöhe:	$h_S = 83 \text{ mm}$
Fensterbreite:	$b_F = 40 \text{ mm}$
Fenstertiefe:	$t_F = 110 \text{ mm}$
Eisenquerschnitt:	$A_{FE} = 0,00452 \text{ m}^2$

die hierfür benötigte Kernanzahl beträgt 4 Stück (insgesamt 8 C-Profile)

Primärspannung:	$\hat{U}_1 = 520 \text{ V}$	Primärstrom:	$I_1 = 16 \text{ A}$
Sekundärspannung:	$U_2 = 10000 \text{ V}$	Sekundärstrom:	$I_2 = 0,5 \text{ A}$
Frequenz:	$f = 500 \text{ Hz}$	Stromdichte:	$J = 2 \text{ A/mm}^2$
Flussdichte:	$\hat{B} = 0,7 \text{ T}$		

Abmessungen der HF- Litze<sup>4</sup>:

Breite:  $b_L = 6 \text{ mm}$                       Höhe:  $h_L = 3,5 \text{ mm}$

Isolierfoliendicke:    0,0198 mm

---

<sup>3</sup> [www.metglas.com](http://www.metglas.com)

<sup>4</sup> [www.vonroll.ch](http://www.vonroll.ch)

### 4.3.1 Berechnung der Primärwindungszahl

Die Primärspannung wurde mit einem Scheitelwert von 520 V angenommen da diese Spannung abzüglich von Verlusten in der Vollbrücke und des Filter in etwa der geringste Wert sein soll, mit dem der Transformator gespeist wird.

Aus Gleichung (4.1) ergibt sich:

$$N_P = \frac{\hat{U}_1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \hat{B} \cdot A_{Fe}} = \frac{520}{2 \cdot \pi \cdot 500 \cdot 0,7 \cdot 0,00452} = 52,31 \text{ Wdgn} \quad (4.18)$$

$$\text{EhK.: } \frac{V}{\frac{1}{s} \frac{Vs}{m^2} \cdot m^2} = 1$$

Die Windungszahl wurde auf 52 Wdgn abgerundet. Die Anzahl von 52 Wdgn entspricht auf dem Spulenkörper exakt 4 Lagen zu je 13 Wdgn.

### 4.3.2 Berechnung der Sekundärwindungszahl

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_P}{N_S}$$

(4.19)

$$N_S = \frac{N_P \cdot U_2}{U_1} = \frac{52 \cdot 10000}{\frac{520}{\sqrt{2}}} = 1415 \text{ Wdgn}$$

$$\text{EhK.: } \frac{\text{Wdgn} \cdot V}{V} = \text{Wdgn}$$

Um etwaige Verluste auszugleichen wurde vorläufig eine Annahme von einem Windungsmehraufwand von 20 Wdgn kalkuliert. Somit ergibt sich eine Windungszahl von 1435 Wdgn.

Die Spannung einer Windung ergibt sich zu:

$$U_{\text{Wdgn}} = \frac{U_2}{N_S} = \frac{10000}{1415} = 7,067 \frac{V}{\text{Wdgn}} \quad (4.20)$$

$$\text{EhK.: } \frac{V}{\text{Wdgn}}$$

Somit ergeben sich für 20 Windungen:

$$U_{20\text{Wdgn}} = 20 \cdot U_{\text{Wdgn}} = 20 \cdot 7,067 = 141,34 \text{ V} \quad (4.21)$$

$$\text{EhK.: } \text{Wdgn} \cdot \frac{V}{\text{Wdgn}} = V$$



### 4.3.3 Berechnung des Drahtquerschnittes der Primärwicklung

Aufgrund Gleichung (4.6) erhält man:

$$I_1 = \frac{N_S \cdot I_2}{N_P} = \frac{1435 \cdot 0,5}{52} = 13,798 \text{ A} \quad (4.22)$$

$$\text{EhK.: } \frac{Wdgn \cdot A}{A} = A$$

Um für die Belastung des Drahtes auf der sicheren Seite zu liegen, wird hier nun ein Strom von 16 A angenommen.

Aufgrund der großzügig ausgewählten Stromdichte von  $J = 2 \text{ A/mm}^2$  ergibt sich:

$$J = \frac{I_1}{A_P} \quad (4.23)$$

$$A_P = \frac{I_1}{J} = \frac{16}{2} = 8 \text{ mm}^2$$

$$\text{EhK.: } \frac{\frac{A}{\text{mm}^2}}{\frac{\text{mm}^2}{A}} = \text{mm}^2$$

Es wurde eine flachgewalzte Hochfrequenz-Litze ausgewählt. Die Abmessungen inklusive der Außenisolierung betragen: Breite  $b_L = 6 \text{ mm}$  und Höhe  $h_L = 3,5 \text{ mm}$

#### 4.3.3.1 Ermittlung des Platzbedarfes der Primärwicklung

Die Fensterhöhe des angefertigten Spulenkörpers beträgt  $h_S = 83 \text{ mm}$ .

$$\frac{Wdgn}{Lage} = \frac{h_S}{b_L} = \frac{83}{6} = 13,833 \text{ Wdgn} \quad (4.24)$$

$$\text{EhK.: } \frac{\text{mm}}{\text{mm}} = 1$$

Dieser Wert wurde auf 13 Wdgn/Lage abgerundet. Bei der praktischen Bewickelung des Spulenkörpers passten exakt 13 Windungen in eine Lage.



Anzahl der Lagen:

$$Lagen = \frac{N_p}{\frac{Wdgn}{Lage}} = \frac{52}{13} = 4 \quad (4.25)$$

$$\text{EhK.: } \frac{Wdgn}{Wdgn} = 1$$

Es ergibt sich ein theoretischer Platzbedarf von:

$$W_{BP} = Lagen \cdot h_L = 4 \cdot 3,5 = 14 \text{ mm} \quad (4.26)$$

$$\text{EhK.: } 1 \cdot \text{mm} = \text{mm}$$

#### 4.3.4 Abschätzung des Drahtquerschnittes für die Sekundärwicklung

$$A_S = \frac{I_2}{J} = \frac{0,5}{2} = 0,25 \text{ mm}^2 \quad (4.27)$$

$$\text{EhK.: } \frac{\frac{A}{\text{mm}^2}}{\frac{A}{\text{mm}^2}} = \frac{A \cdot \text{mm}^2}{A} = \text{mm}^2$$

Als Draht für die Sekundärwicklung wurde ein Kupferlackdraht mit Isolierklasse Grad 2 gewählt.

$$A_S = \frac{d^2 \pi}{4}$$

$$d = \sqrt{\frac{4 \cdot A_S}{\pi}} = 0,564 \text{ mm} \quad (4.28)$$

$$\text{EhK.: } \sqrt{\frac{1 \cdot \text{mm}^2}{1}} = \text{mm}$$

Der laut Herstellertabelle der Firma WIRETECH<sup>5</sup> gewählte Kupferlackdraht hat einen Nenndurchmesser von 0,56 mm. Der in dieser Tabelle angegebene maximale Durchmesser des Drahtes mit einer Grad 2 Isolierung beträgt 0,63 mm.

Es wird nun zur weiteren Berechnung ein „Worst-Case“ von 0,65 mm Drahtdurchmesser angenommen.

---

<sup>5</sup> [www.wiretech.at](http://www.wiretech.at)



Bestimmung der Windungen pro Lage:

Aufgrund der zu erwartenden Spannungen je Lage wird die Wickelhöhe auf maximal  $h_F = 75$  mm für die Sekundärwicklung festgelegt, um so genügend Abstand zum Transformator Kern zu gewährleisten, der auf Erdpotential liegt.

$$\frac{Wdgn}{Lage} = \frac{h_F}{d} = \frac{75}{0,65} = 115,385 \quad (4.29)$$

$$\text{EhK.: } \frac{mm}{mm} = 1$$

Die Anzahl wurde auf 115 Wdgn abgerundet.

Anzahl der Lagen:

$$Lagen = \frac{N_S}{\frac{Wdgn}{Lage}} = \frac{1435}{115} = 12,478 \quad (4.30)$$

$$\text{EhK.: } \frac{Wdgn}{Wdgn} = 1$$

Die Anzahl der Lagen wurde auf 13 aufgerundet.

Für die Bestimmung des Platzbedarfes der Sekundärwicklung wurde je Wicklungslage eine Lage Isolierfolie berücksichtigt.

$$W_{BS} = Lagen \cdot d = 13 \cdot 0,65 = 8,45 \text{ mm} \quad (4.31)$$

$$\text{EhK.: } 1 \cdot mm = mm$$

Der Platzbedarf für die Sekundärwicklung  $W_{BS}$  wurde auf 9 mm aufgerundet.

Die Folie benötigt bei einer Annahme von 14 Zwischenisolierungen und einer Dicke von 0,0198 mm einen Platzbedarf von 0,277 mm.

Der gesamte Platzaufwand der Sekundärwicklung ergibt sich somit zu

$$W_{BS} = 9,277 \text{ mm}$$

Die Isolierschicht zwischen Primär- und Sekundärwicklung wurde mit der gleichen Folie mit 15 Lagen angenommen  $W_I = 0,297$  mm. Weiters wird eine Schirmfolie aus Kupfer in die Zwischenisolierung eingebracht die Dicke dieser Folie beträgt  $W_S = 0,1$  mm.



#### 4.3.4.1 Die Gesamtausnutzung des Wickelfensters

$$W_F = W_{BP} + W_{BS} + W_I + W_S = 14 + 9,277 + 0,297 + 0,1 = 23,674 \text{ mm} \quad (4.32)$$

$$\text{EhK.: } mm + mm + mm + mm = mm$$

Dies ist jedoch nur eine grobe Abschätzung des Platzbedarfes, denn es werden ideale Bedingungen angenommen. Schon bei der Fertigung der Primärwicklung wird fast die Hälfte der Fensterbreite benötigt.

In diese mit Excel erstellte Kalkulation wurde zusätzlich noch die Abschätzung der benötigten Drahtmenge eingegliedert. Hierzu wurde eine mittlere Länge je Windung ermittelt, die sich aus den eingegebenen Kernparametern und den ausgerechneten Wicklungsdimensionen ergibt und mit der Windungszahl hochgerechnet. Der Einfachheit halber wurden rechteckförmige Abmessungen angenommen und keine Kreisbögen berücksichtigt.

#### 4.3.5 Primärdrahtmenge

Minimale Länge pro Windung:

$$\frac{l_{\min P}}{Wdgn} = \frac{2 \cdot b_S + 2 \cdot t_F}{1 \cdot Wdgn} = \frac{2 \cdot 50 + 2 \cdot 110}{1} = 320 \frac{\text{mm}}{Wdgn} \quad (4.33)$$

$$\text{EhK.: } \frac{mm+mm}{Wdgn} = \frac{mm}{Wdgn}$$

Maximale Länge pro Windung:

$$\frac{l_{\max P}}{Wdgn} = \frac{2 \cdot (b_S + 2 \cdot W_{BP}) + 2 \cdot (t_F + 2 \cdot W_{BP})}{1 \cdot Wdgn} \quad (4.34)$$

$$\frac{l_{\max P}}{Wdgn} = \frac{2 \cdot (50 + 2 \cdot 14) + 2 \cdot (110 + 2 \cdot 14)}{1} = 432 \frac{\text{mm}}{Wdgn}$$

$$\text{EhK.: } \frac{(mm+mm)+(mm+mm)}{Wdgn} = \frac{mm}{Wdgn}$$



Mittlere Länge pro Windung:

$$\frac{l_{mP}}{Wdgn} = \frac{l_{maxP} + l_{minP}}{2} = \frac{320 + 432}{2} = 376 \frac{mm}{Wdgn} \quad (4.35)$$

$$\text{EhK.: } \frac{\frac{mm+mm}{Wdgn}}{1} = \frac{mm}{Wdgn}$$

Gesamte Litzendrahtlänge:

$$l_{DP} = \frac{l_{mP}}{Wdgn} \cdot N_P = 376 \cdot 52 = 19552 \text{ mm} \quad (4.36)$$

$$\text{EhK.: } \frac{mm}{Wdgn} \cdot Wdgn = mm$$

Litzenlänge  $l_{DP} = 19,552 \text{ m}$

Da diese Drähte in kg bestellt werden, wird mit einem vom Hersteller angegebenen Faktor auf das Gewicht umgerechnet.

Herstellerangabe zur Hochfrequenzlitze:  $F_{DP} = 12 \frac{m}{kg}$

$$m_{DP} = \frac{l_{DP}}{F_{DP}} = \frac{19,552}{12} = 1,629 \text{ kg} \quad (4.37)$$

$$\text{EhK.: } \frac{\frac{m}{m}}{\frac{kg}{kg}} = \frac{m \cdot kg}{m} = kg$$

Es werden somit ungefähr 1,63 kg an HF-Litzendraht benötigt.

### 4.3.6 Sekundärdrabtmenge

Minimale Länge pro Windung:

$$\frac{l_{minS}}{Wdgn} = \frac{l_{maxP} + 4 \cdot W_S + 4 \cdot W_I}{1 \cdot Wdgn} = \frac{432 + 4 \cdot 0,1 + 4 \cdot 0,297}{1} = 433,588 \frac{mm}{Wdgn} \quad (4.38)$$

$$\text{EhK.: } \frac{\frac{mm+mm+mm}{Wdgn}}{Wdgn} = \frac{mm}{Wdgn}$$



Maximale Länge pro Windung:

$$\frac{l_{maxS}}{Wdgn} = \frac{l_{minS} + 4 \cdot W_{BS}}{1 \cdot Wdgn} = \frac{433,588 + 4 \cdot 9,277}{1} = 470,696 \frac{mm}{Wdgn} \quad (4.39)$$

$$\text{EhK.: } \frac{mm+mm}{Wdgn} = \frac{mm}{Wdgn}$$

Mittlere Länge pro Windung:

$$\frac{l_{ms}}{Wdgn} = \frac{l_{maxS} + l_{minS}}{2 \cdot Wdgn} = \frac{470,696 + 433,588}{2} = 452,142 \frac{mm}{Wdgn} \quad (4.40)$$

$$\text{EhK.: } \frac{\frac{mm+mm}{Wdgn}}{1} = \frac{mm}{Wdgn}$$

Gesamte Kupferlackdrahtlänge:

$$l_{DS} = \frac{l_{ms}}{Wdgn} \cdot N_S = 452,142 \cdot 1435 = 648824,77 \text{ mm} \quad (4.41)$$

$$\text{EhK.: } \frac{mm}{Wdgn} \cdot Wdgn = mm$$

Kupferlackdrahtlänge  $l_{DS} = 648,825 \text{ m}$

Der Umrechnungsfaktor laut Hersteller beträgt  $F_{DS} = 446 \frac{m}{kg}$

$$m_{DS} = \frac{l_{DS}}{F_{DS}} = \frac{648,825}{446} = 1,455 \text{ kg} \quad (4.42)$$

$$\text{EhK.: } \frac{\frac{m}{m}}{\frac{kg}{kg}} = \frac{m \cdot kg}{m} = kg$$

Die abgeschätzte Menge an Kupferlackdraht für die Sekundärseite beträgt demnach ca. 1,5 kg.



### 4.3.7 Ausgabe der berechneten Werte

Eingabe			
Parameter			
Kerntyp	AMCC 500		
Stegbreite	50	mm	
Fenster/Wickelhöhe	75	mm	
Fensterbreite	40	mm	
Tiefe	110	mm	
Querschnitt	0,00452	m <sup>2</sup>	
Anzahl Kerne	4	Stk	
U <sub>1max</sub>	520	V	
U <sub>2eff</sub>	10000	V	
f	500	Hz	
B <sub>max</sub>	0,7	T	
I <sub>peff</sub>	16	A	
I <sub>seff</sub>	0,5	A	
J	2	A/mm <sup>2</sup>	
Isolierfolie	0,0198	mm	
Schirmfolie	0,1	mm	
berechnet			
Gerundete Werte!			
Primärwindungszahl	52	Wdgn	
Sekundärwindungszahl	1415	Wdgn	1435 tatsächlich
Querschnitt der Litze	8	mm <sup>2</sup>	
Querschnitt des Drahtes	0,25	mm <sup>2</sup>	
Breite der Litze	3,5	mm	
Durchmesser des Drahtes	0,65	mm	
Platzbedarf Wickelfenster	23,67	mm	
Länge der HF-Litze	19,55	m	
Gewicht der Litze	1,63	kg	für Von Roll <50kHz
Gewicht der Litze	1,67	kg	für Von Roll <20kHz
Länge des Cu-Lackdrahtes	648,82	m	
Gewicht des Lackdrahtes	1,46	kg	Wiretech Cu- Lack

**Tabelle 1: Ausgabeansicht der Excelkalkulation**

## 4.4 Abschätzung der Verluste des Transformators

Die Verluste eines Transformators setzen sich aus mehreren Teilverlusten zusammen. Die am meisten zur Geltung kommen Verluste sind die Eisenverluste des Kernes, welche die Verluste des leerlaufenden Transformators darstellen und die Kupferverluste der Wicklungen, die verstärkt bei Belastung des Transformators zu tragen kommen [2], [3], [13].

### 4.4.1 Leerlaufverluste und Erregungsstrom

Wird an einen Transformator Wechselspannung an die Wicklung angelegt, so wird ein Wechselfluss induziert. Dieser hat eine Hysterese und Wirbelströme im Kernmaterial zur Folge. Die Hystereseverluste kommen aufgrund der zyklischen Änderung des Feldes und somit durch die wiederholende Ummagnetisierung des Eisenkernes zustande. Sie sind durch das magnetische Verhalten des Kernmaterials bestimmt und können so durch geeignete Behandlung kontrolliert werden.

Die Wirbelstromverluste treten durch zirkulierende Wirbelströme im Eisen, welche durch einen magnetischen Fluss der normal zur Kernbreite fließt, auf. Sie können durch Verringerung der Dicke der Lamellen und einfügen einer dünnen Isolierschicht zwischen den Blechen verringert werden [2], [3], [7].

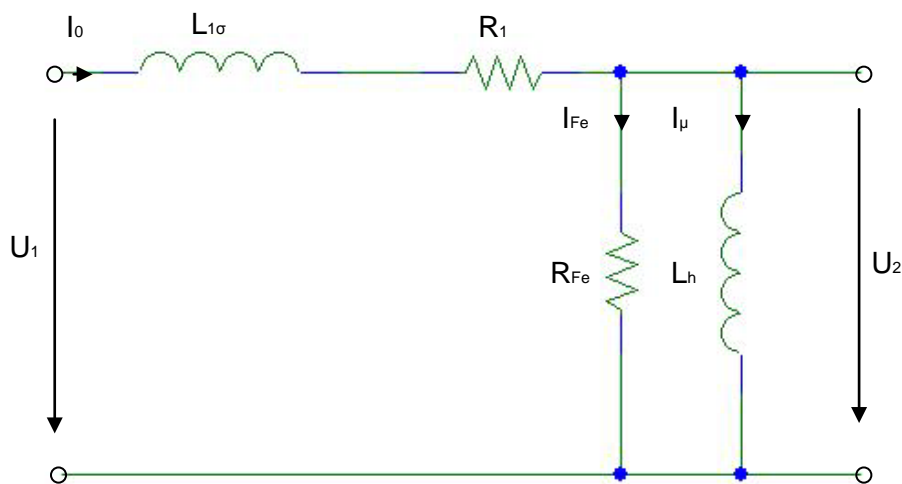


Abbildung 7: Ersatzschaltbild eines Transformators im Leerlauf



Diese beiden Verluste verursachen eine Erwärmung des Kernes unabhängig von der Belastung des Transformators und sind primär von der Spannung und der Frequenz abhängig. Bei Veränderung der Spannung verhalten sich die Leerlaufverluste annähernd proportional zum Quadrat der Spannung, solange sich der Kern nicht in Sättigung befindet.

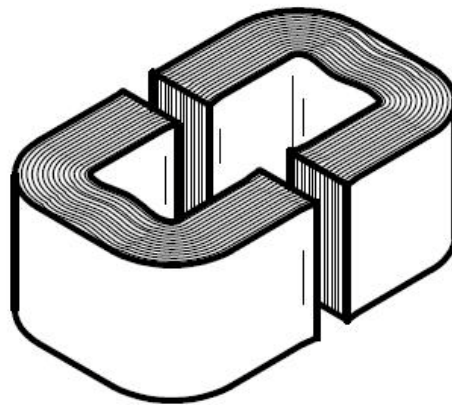
Den sich einstellenden Strom, wenn eine Wicklung gespeist wird, nennt man Erregung oder Magnetisierungsstrom. Dieser besteht aus einem Real- und einem Reaktivteil, wobei der Realteil für die Verluste im Leerlauf zu tragen kommt. Der Reaktive Anteil des Stromes hat zwar keine Verluste zur Folge ist jedoch ein Maß der in der Wicklung gespeicherten Energie [2], [3], [12], [13].

#### **4.4.2 Verluste bei Belastung des Transformators**

Diese Verluste werden durch den bei Belastung des Transformators auftretenden Strom hervorgerufen. Die zwei Komponenten dieser Verluste sind zum einen die Kupferverluste oder  $I^2 \cdot R$  Verluste und die Streuverluste. Da bei Wechselstrom die Induktivität der Wicklungen zu tragen kommt, sind Verluste bei Wechselstrom immer höher als die Gleichstromverluste und es kann die Beziehung angenommen werden, dass die bei Wechselstrom gemessenen Verluste abzüglich der Gleichstromverluste die Wechselstrom-Zusatz-Verluste ergeben. Die Kupferverluste hängen von dem bei Gleichstrom gemessenen Widerstand der Wicklungen und dem auftretenden Laststrom ab. Die Wechselstrom-Zusatz-Verluste des Transformators, werden aufgrund von Wirbelstromverlusten im Kupferleiter sowie im Eisenkern verursacht. Beide Verluste sind auf Wirbelströme zurückzuführen. Das Auftreten der Streuverluste wird auch oft als „Skin-Effekt“ bezeichnet, da Wirbelströme in einem Leiter dazu neigen den Strom an den Rand des Leiters zu verdrängen. Diese Verluste sind sehr stark von der Frequenz abhängig und steigen bei höheren Frequenzen und großen Leiterquerschnitten. Es kann hier Abhilfe geschaffen werden indem man kleinere parallele gegeneinander Isolierte Leiterquerschnitte verwendet, somit kommt der „Skin-Effekt“ nicht mehr so stark zu tragen. Allerdings hat man hier den Einfluss, dass die Einzelleiter eine unterschiedliche Länge aufweisen, was zu Kreisströmen führen kann, die weitere Verluste zur darstellen. Gegen diese Erscheinung schafft eine kontinuierliche Verdrillung der Leiter Abhilfe [2], [3], [12], [13].

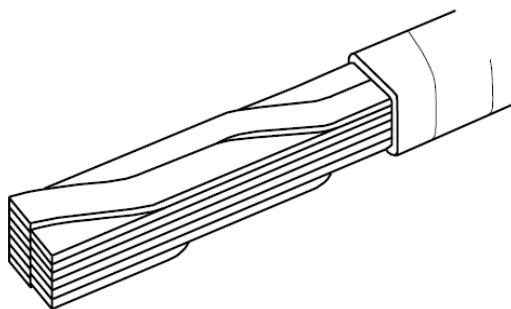
#### 4.4.3 Materialauswahl

Bei der Materialauswahl für den Transformator wurde besonderes Augenmerk darauf gelegt, die Verluste im Kern und auch in der Primärwicklung, die einen hohen Strom führen muss, möglichst gering zu halten. Es ist daher ein sehr verlustarmer Schnittbandkern ausgewählt worden um die Wirbelströme im magnetischen Kreis so gering wie möglich zu halten. Das ist möglich, da sich diese Art von Kern aus sehr vielen dünnen gegeneinander isolierten Bändern zusammen setzt. Die Dicke des Schnittbandes des ausgewählten Kernes beträgt hier laut Datenblatt 23  $\mu\text{m}$  [5].



**Abbildung 8: Isometrische Ansicht des Schnittbandkernes METGLAS® [POWERLITE® C AMCC500]**

Bei dem Draht für die Primärwicklung handelt es sich um einen hochfrequenztauglichen Litzendraht, der aus 252 gegeneinander isolierte Einzelleitern mit einem Durchmesser von je 0,2 mm besteht. Außerdem sind die Einzelleiter verdreht. Dieser Draht soll laut Hersteller bis 20 kHz sehr verlustarm bezüglich Wirbelströmen sein.



**Abbildung 9: Abbildung: Schematische Darstellung einer verdrehten HF-Litze [13]**

Aufgrund der Tatsache, dass die Spannungsform noch nicht genau bekannt ist, mit der der Transformator versorgt wird, werden zur Abschätzung der Verluste die Wirbelstrom- und Streuverluste vernachlässigt. Da jedoch bei der Auswahl der Materialien darauf geachtet wurde diese Verluste so gering wie möglich zu halten ist diese Vorgehensweise vertretbar.

#### 4.4.4 Kernverluste

Die Eisen bzw. Kernverluste lassen sich aufgrund der Steinmetz-Gleichung berechnen. Die Faktoren für diese Gleichung werden vom Hersteller<sup>6</sup> angegeben.

$$P_{Fe} = k \cdot f^\alpha \cdot \hat{B}^\beta \quad (4.43)$$

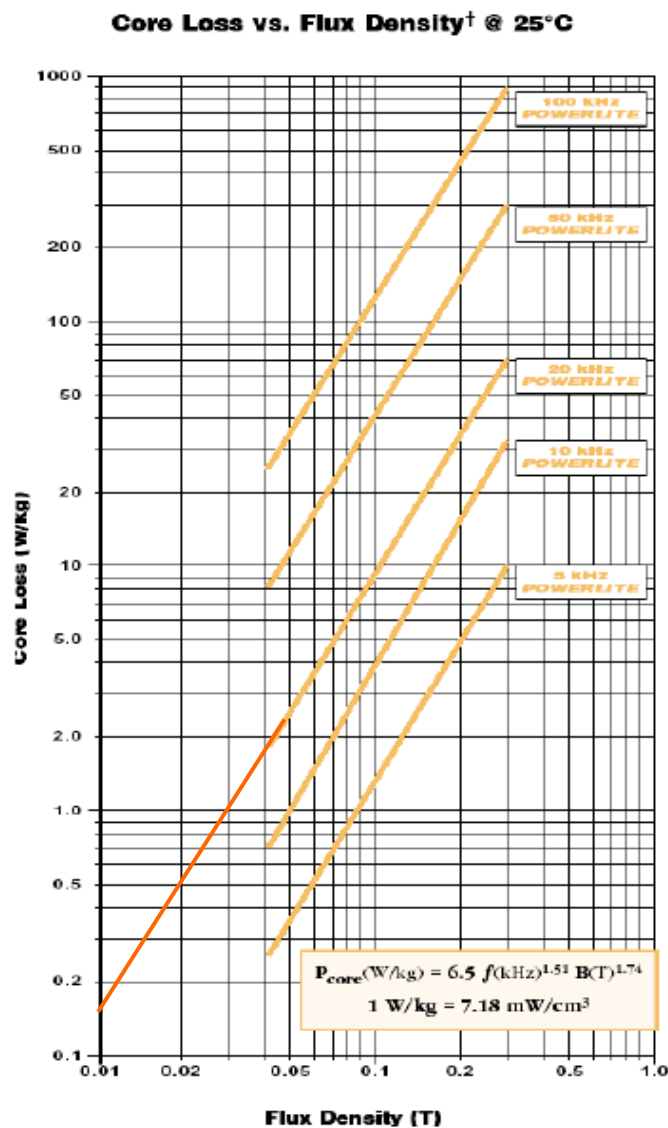


Abbildung 10: Herstellerangabe der Kernverluste in Abhängigkeit der Flussdichte bei unterschiedlichen Frequenzen [Powerlite<sup>®</sup>, www.metglas.com]

Vom Hersteller angegebene Werte für die Faktoren der Gleichung (4.43)

$$P_{Fe} \frac{W}{kg} = 6,5 \cdot f^{1,51} kHz \cdot \hat{B}^{1,74} T \quad (4.44)$$

<sup>6</sup> www.metglas.com



Eisenverluste bei einer Frequenz von 500 Hz und einer maximalen Flussdichte von

$$\hat{B} = 0,7 T:$$

$$P_{Fe} \frac{W}{kg} = 6,5 \cdot 0,5^{1,51} kHz \cdot 0,7^{1,74} T = 1,227 \frac{W}{kg} \quad (4.45)$$

Der Kern hat bei einer Anzahl von 4 Kernen eine Masse von  $m_k = 11,56$  kg.

Somit ergeben sich die Eisenverluste zu:

$$P_{Fe} = P_{Fe} \frac{W}{kg} \cdot m_k = 1,227 \cdot 11,56 = 14,18 W \quad (4.46)$$

$$\text{EhK.: } \frac{W}{kg} \cdot kg = W$$

Zum Vergleich die auftretenden Verluste im Eisenkern bei 20 kHz:

Ermittlung von  $\hat{B}$  bei 20 kHz:

$$\hat{B} = \frac{1}{N_p \cdot A_{Fe}} \cdot \hat{U} \cdot \frac{1}{\omega} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) \quad (4.47)$$
$$\hat{B} = \frac{1}{52 \cdot 0,00452} \cdot 520 \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20000} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) = 0,0176 T$$

$$\text{EhK.: } \frac{V}{Wdgn \cdot m^2 \cdot s^{-1}} = \frac{Vs}{m^2} = T$$

Somit ergibt sich die Formel für die Verluste zu:

$$P_{Fe} \frac{W}{kg} = 6,5 \cdot 20^{1,51} kHz \cdot 0,0176^{1,74} T = 0,53 \frac{W}{kg} \quad (4.48)$$
$$P_{Fe} = P_{Fe} \frac{W}{kg} \cdot m_k = 0,53 \cdot 11,56 = 6,13 W$$

$$\text{EhK.: } \frac{W}{kg} \cdot kg = W$$

Aus folgenden Beziehungen ist ersichtlich, dass die oben berechneten Verluste bei steigender Frequenz abnehmen, da die Gewichtung der Frequenz geringer ist als die der Flussdichte.  $u \sim B \cdot f = \text{konstant}$  (unabhängig von der Frequenz)  $\rightarrow B \sim \frac{1}{f}$ . Somit gilt für  $P_{VFe} \sim B^\beta \cdot f^\alpha \sim \frac{1}{f^\beta} \cdot f^\alpha = f^{\alpha-\beta}$  bei  $\alpha - \beta < 0$ , dass die Verluste mit steigender Frequenz sinken. Wie aus Abbildung 10 ersichtlich, stimmt der aus der angegebenen Formel errechnete Wert gut mit der Verlängerung der Kennlinie bei 20 kHz überein.



## 4.4.5 Berechnung der Verluste bei Belastung

### 4.4.5.1 Gleichstrom bzw. Kupferverluste der Primärwicklung

$$P_{Cu1} = I_1^2 \cdot R_1 \quad (4.49)$$

Um eine etwas realere Abschätzung für den Primärstrom zu erhalten wurde der Wirkungsgrad des Transformators vorläufig mit  $\eta = 0,9$  angenommen.

Es gilt die Beziehung:

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{I_2}{I_1} \quad (4.50)$$

$$I_1 = \frac{N_S I_2}{N_P} = \frac{1435 \cdot 0,5}{52} = 13,8 \text{ A}$$

EhK.:  $\frac{Wdgn \cdot A}{Wdgn} = A$

Berücksichtigt man nun den Wirkungsgrad so ergibt sich der Primärstrom zu:

$$I_1 = \frac{I_1}{\eta} = \frac{13,8}{0,9} = 15,33 \text{ A} \quad (4.51)$$

EhK.:  $\frac{A}{1} = A$

Berechnung des Gleichstromwiderstandes  $R_1$  der Primärwicklung:

Die spezifische Leitfähigkeit von Kupfer wurde mit einem Wert von  $\gamma_{Cu} = 56 \frac{m}{\Omega \cdot mm^2}$  bei  $20^\circ \text{ C}$  angenommen.

$$R_1 = \frac{l_{DP}}{\gamma_{Cu} \cdot A_P} \quad (4.52)$$

$$R_1 = \frac{19,552}{56 \cdot 8} = 0,0436 \Omega$$

EhK.:  $\frac{\frac{m}{\Omega \cdot mm^2} \cdot mm^2}{m \cdot mm^2} = \frac{m \cdot mm^2 \cdot \Omega}{m \cdot mm^2} = \Omega$



Primäre Kupferverluste:

$$P_{Cu1} = I_p^2 \cdot R_1 = 15,33^2 \cdot 0,0436 = 10,25 \text{ W} \quad (4.53)$$

$$\text{EhK.: } A^2 \cdot \Omega = A^2 \cdot \frac{V}{A} = A \cdot V = A \cdot \frac{W}{A} = W$$

#### 4.4.5.2 Gleichstrom bzw. Kupferverluste der Sekundärwicklung

$$P_{Cu2} = I_2^2 \cdot R_2 \quad (4.54)$$

Berechnung des Gleichstromwiderstandes  $R_2$  der Sekundärwicklung:

$$R_2 = \frac{l_{DS}}{\gamma_{Cu} \cdot A_S} \quad (4.55)$$

$$R_2 = \frac{648,824}{56 \cdot 0,25} = 46,345 \Omega$$

$$\text{EhK.: } \frac{m}{\frac{m}{\Omega \cdot \text{mm}^2} \cdot \text{mm}^2} = \frac{m \cdot \text{mm}^2 \cdot \Omega}{m \cdot \text{mm}^2} = \Omega$$

Sekundäre Kupferverluste:

$$P_{Cu2} = I_2^2 \cdot R_2 = 0,5^2 \cdot 46,345 = 11,586 \text{ W} \quad (4.56)$$

$$\text{EhK.: } A^2 \cdot \Omega = A^2 \cdot \frac{V}{A} = A \cdot V = A \cdot \frac{W}{A} = W$$

Dies ergibt eine angenäherten Wert für die Gesamtverluste des Transformators von:

$$P_V = P_{Fe} + P_{Cu1} + P_{Cu2} \quad (4.57)$$

$$P_V = 14,18 + 10,25 + 11,586 = 36,02 \text{ W}$$

$$\text{EhK.: } W + W + W = W$$

Aus der Beziehung  $P = \frac{U^2}{R}$  kann der Eisenwiderstand des Kernes abgeschätzt werden.

$$P_{Fe} = \frac{U_1^2}{R_{Fe}} \quad (4.58)$$

$$R_{Fe} = \frac{U_1^2}{P_{Fe}} = \frac{\left(\frac{520}{\sqrt{2}}\right)^2}{14,18} = 9534,56 \Omega$$

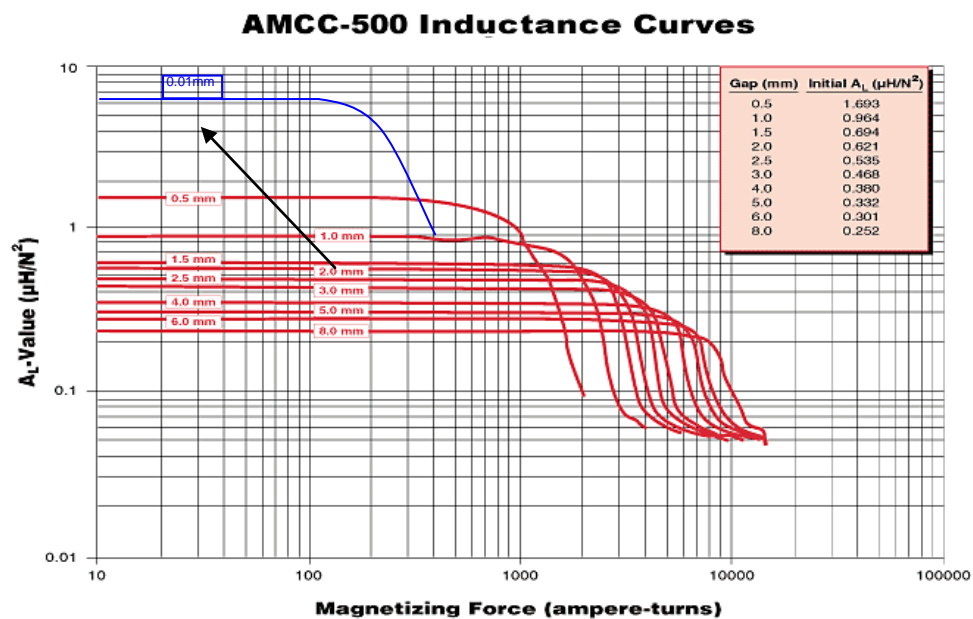
$$\text{EhK.: } \frac{V^2}{W} = \frac{V \cdot V}{A \cdot V} = \frac{V}{A} = \Omega$$



#### 4.5 Annähern der Primärinduktivität

Da in den Datenblättern des Kernherstellers teilweise sehr unterschiedliche bzw. mangelhafte Angaben zur Permeabilität oder des magnetischen Leitwertes ( $A_L$ -Wertes) vorliegen, werden verschiedene Methoden ausprobiert um einen plausiblen Wert für die Primärinduktivität zu erhalten.

Als erstes wurde der Versuch einer Annäherung der vom Hersteller angegebenen Kennlinienschar des  $A_L$ -Wertes für unterschiedliche Luftspaltabmessungen durchgeführt, um einen Näherungswert für einen Luftspalt der gegen Null geht zu erhalten.



Note: Gap Sizes indicate total air gap

Abbildung 11: Verhalten von magnetischem Leitwert zur Durchflutung [Powerlite<sup>®</sup>, [www.metglas.com](http://www.metglas.com)]

Hierzu wird der magnetische Kreis approximiert indem man davon ausgeht, dass der magnetische Widerstand  $R_{mFe}$  des Eisens konstant bleibt und sich der Gesamtwert nur durch Variation des Luftspaltes und somit durch Veränderung des magnetischen Widerstandes des Luftspaltes  $R_{m\delta}$  ändert.

### 4.5.1 Approximation des magnetischen Kreises

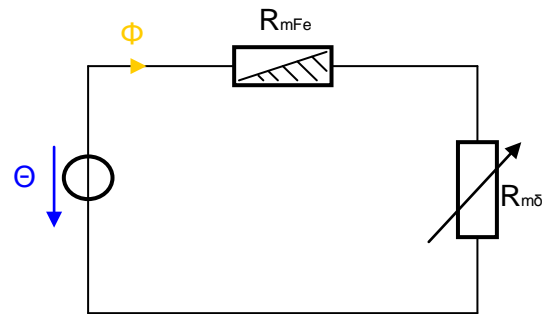


Abbildung 12: Ersatzschaltung eines Näherungsmodelles des magnetischen Kreises

Folgende Beziehungen sind aufgrund dieser Ersatzschaltung gültig:

$$A_L = \lambda$$

$$\Theta = R_m \cdot \Phi \quad (4.59)$$

$$R_m = R_{mFe} + R_{m\delta} = \frac{1}{A_L} = \frac{1}{\lambda} = \frac{l_{mag}}{A_{Fe} \cdot \mu_{rFe} \cdot \mu_0} + \frac{l_{LS}}{A_{LS} \cdot \mu_0}$$

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

Ausgehend von den ersten laut Hersteller angegebenen Kennlinien ergibt sich:

$$\frac{1}{A_{L0,5}} = R_{mFe} + R_{m\delta} \quad (4.60)$$

$$\frac{1}{A_{L1}} = R_{mFe} + 2R_{m\delta} \quad (4.61)$$

Aus Gleichung (4.61):

$$R_{mFe} = \frac{1}{A_{L1}} - 2R_{m\delta} \quad (4.62)$$

Eingesetzt in Gleichung (4.60):

$$\begin{aligned} \frac{1}{A_{L0,5}} &= \frac{1}{A_{L1}} - 2R_{m\delta} + R_{m\delta} = \frac{1}{A_{L1}} - R_{m\delta} \\ R_{m\delta} &= \frac{1}{A_{L1}} - \frac{1}{A_{L0,5}} = \frac{1}{0,964 \cdot 10^{-6}} - \frac{1}{1,693 \cdot 10^{-6}} = 446676,94 \frac{Wdgn^2}{H} \end{aligned} \quad (4.63)$$

$$\text{EhK.: } \frac{1}{\frac{H}{Wdgn^2}} + \frac{1}{\frac{H}{Wdgn^2 H}} - \frac{1}{\frac{H}{Wdgn^2}} = \frac{Wdgn^2}{H} = \frac{A \cdot Wdgn^2}{V \cdot s}$$



Einsetzen der Gleichung (4.63) in (4.60):

$$\frac{1}{A_{L0,5}} = R_{mFe} + \frac{1}{A_{L1}} - \frac{1}{A_{L0,5}}$$

$$R_{mFe} = \frac{1}{A_{L0,5}} + \frac{1}{A_{L0,5}} - \frac{1}{A_{L1}} = \frac{1}{1,693 \cdot 10^{-6}} + \frac{1}{1,693 \cdot 10^{-6}} - \frac{1}{0,964 \cdot 10^{-6}} = \quad (4.64)$$

$$= 143990,51 \frac{Wdgn^2}{H}$$

$$\text{EhK.: } \frac{1}{\frac{H}{Wdgn^2}} + \frac{1}{\frac{H}{Wdgn^2 H}} - \frac{1}{\frac{H}{Wdgn^2}} = \frac{Wdgn^2}{H} = \frac{A \cdot Wdgn^2}{V \cdot s}$$

Es wurden nun probeweise mehrere Werte approximiert.

Halbierung des Luftspaltes:  $\frac{R_{m\delta}}{2} = 0,25 \text{ mm}$

$$\frac{1}{A_{L0,25}} = R_{mFe} + \frac{1}{2} \cdot R_{m\delta}$$

$$A_{L0,25} = \frac{1}{R_{mFe} + \frac{1}{2} \cdot R_{m\delta}} = \frac{1}{143990,51 + \frac{1}{2} \cdot 446676,94} = 2,722 \cdot 10^{-6} \frac{H}{Wdgn^2} \quad (4.65)$$

$$\text{EhK.: } \frac{1}{\frac{Wdgn^2}{H} + \frac{Wdgn^2}{H}} = \frac{H}{Wdgn^2} = \frac{V \cdot s}{A \cdot Wdgn^2}$$

Reduzierung des Luftspaltes auf  $\frac{R_{m\delta}}{50} = 0,01 \text{ mm}$

$$\frac{1}{A_{L0,01}} = R_{mFe} + \frac{1}{50} \cdot R_{m\delta}$$

$$A_{L0,01} = \frac{1}{R_{mFe} + \frac{1}{50} \cdot R_{m\delta}} = \frac{1}{143990,51 + \frac{1}{50} \cdot 446676,94} = 6,539 \cdot 10^{-6} \frac{H}{Wdgn^2} \quad (4.66)$$

$$\text{EhK.: } \frac{1}{\frac{Wdgn^2}{H} + \frac{Wdgn^2}{H}} = \frac{H}{Wdgn^2} = \frac{V \cdot s}{A \cdot Wdgn^2}$$

Um die Methode zu kontrollieren wurden auch schon bestehende Werte mit dieser Berechnung überprüft.

Der  $A_L$ -Wert bei 2mm Luftspalt beträgt laut Datenblatt  $A_{L2} = 0,621 \cdot 10^{-6} H$ .

$$A_{L2} = \frac{1}{R_{mFe} + 4 \cdot R_{m\delta}} = \frac{1}{143990,51 + 4 \cdot 446676,94} = 0,518 \cdot 10^{-6} \frac{H}{Wdgn^2} \quad (4.67)$$

$$\text{EhK.: } \frac{1}{\frac{Wdgn^2}{H} + \frac{Wdgn^2}{H}} = \frac{H}{Wdgn^2} = \frac{V \cdot s}{A \cdot Wdgn^2}$$



Der  $A_L$ -Wert bei 8mm Luftspalt beträgt laut Datenblatt  $A_{L8} = 0,252 \cdot 10^{-6} \frac{H}{Wdgn^2}$

$$A_{L2} = \frac{1}{R_{mFe} + 4 \cdot R_{m\delta}} = \frac{1}{143990,51 + 4 \cdot 446676,94} = 0,137 \cdot 10^{-6} \frac{H}{Wdgn^2} \quad (4.68)$$

$$\text{EhK.: } \frac{1}{\frac{Wdgn^2}{H} + \frac{Wdgn^2}{H}} = \frac{H}{Wdgn^2} = \frac{V \cdot s}{A \cdot Wdgn^2}$$

Es ist deutlich zu sehen, dass sich die angenäherten Werte von den angegebenen unterscheiden, da es sich lediglich um eine grobe Abschätzung handelt.

Der so erhaltene magnetische Leitwert ist der approximierte Wert für einen Kern. Für vier Kerne kann man nun ungefähr von dem vierfachen dieses Wertes ausgehen.

$A_L$ -Wert für 4 Kerne mit einem angenommenen Luftspalt von 0,01 mm:

$$A_L = 4 \cdot A_{L0,01} = 4 \cdot 6,539 \cdot 10^{-6} = 26,156 \cdot 10^{-6} \frac{H}{Wdgn^2} \quad (4.69)$$

$$\text{EhK.: } 1 \cdot \frac{H}{Wdgn^2} = \frac{H}{Wdgn^2} = \frac{V \cdot s}{A \cdot Wdgn^2}$$

#### 4.5.1.1 Approximierte Primärinduktivität

$$L_P = N_P^2 \cdot A_L \quad (4.70)$$

$$L_P = 52^2 \cdot 26,156 \cdot 10^{-6} = 0,07073 H$$

$$\text{EhK.: } Wdgn^2 \cdot \frac{H}{Wdgn^2} = H = \frac{V \cdot s}{A}$$

Berücksichtigt man die Streuung wie bei gewöhnlichen Transformatoren so kann man einen Streufaktor  $\sigma$  zwischen 0,01 und 0,05 annehmen und somit das Verhältnis von Hauptinduktivität und Streuinduktivität bestimmen [3].

So ergibt sich die Hauptinduktivität bei einem angenommenen  $\sigma$  von 0,05 zu:

$$L_h = L_P \cdot (1 - \sigma) \quad (4.71)$$

$$L_h = 0,07073 \cdot (1 - 0,05) = 0,06719 H$$

$$\text{EhK.: } 1 \cdot H = H$$



#### 4.5.1.2 Approximierte Streuinduktivität

$$L_{1\sigma} = L_P \cdot \sigma$$

(4.72)

$$L_{1\sigma} = 0,07073 \cdot 0,05 = 0,003536 \text{ H}$$

EhK.:  $1 \cdot H = H$ 

Bei Vernachlässigung des ohmschen Spannungsabfalles und des Spannungsabfalles der Streuinduktivität lässt sich der im Leerlauf aufgenommene Strom  $I_0$  des Transformators berechnen.

#### 4.5.1.3 Strom durch die Hauptinduktivität

Es wird mit Beträgen gerechnet. Es ist allgemein bekannt, dass der Strom durch die Hauptinduktivität als rein induktiv angenommen wird und somit  $90^\circ$  auf den Strom des Eisenwiderstandes, der als rein ohmsch angesehen wird, steht.

Für  $f = 500 \text{ Hz}$  ergibt sich:

$$I_\mu = \frac{U_1}{X_{Lh}} = \frac{\hat{U}}{\omega \cdot L_h} = \frac{\frac{520}{\sqrt{2}}}{2 \cdot \pi \cdot 500 \cdot 0,06719} = 1,742 \text{ A} \quad (4.73)$$

Für  $f = 20 \text{ kHz}$  ergibt sich:

$$I_\mu = \frac{U_1}{X_{Lh}} = \frac{\hat{U}}{\omega \cdot L_h} = \frac{\frac{520}{\sqrt{2}}}{2 \cdot \pi \cdot 20000 \cdot 0,06719} = 0,044 \text{ A}$$

EhK.:  $\frac{V}{\frac{1}{s} \frac{V \cdot s}{A}} = \frac{V \cdot A}{V} = A$

#### 4.5.1.4 Strom durch den Eisenwiderstand

$$I_{Fe} = \frac{U_1}{R_{Fe}} = \frac{\frac{520}{\sqrt{2}}}{9534,56} = 0,03856 \text{ A} \quad (4.74)$$

EhK.:  $\frac{V}{\frac{1}{s} \frac{V \cdot s}{A}} = \frac{V \cdot A}{V} = A$

Der Betrag des Leerlaufstroms  $I_0$  wird durch geometrische Addition ermittelt für  $f = 500 \text{ Hz}$ .

$$I_0 = \sqrt{I_\mu^2 + I_{Fe}^2} \quad (4.75)$$

$$I_0 = \sqrt{1,742^2 + 0,03856^2} = 1,74243 \text{ A}$$



#### 4.6 Leerlaufversuch bei einer Frequenz von $f = 50$ Hz

Die zweite Möglichkeit um auf die Primärinduktivität schließen zu können ist der Leerlaufversuch, bei dem der im Leerlauf fließende Strom Rückschlüsse auf die Verluste im Primärkreis zulässt und somit die einzelnen Komponenten ermittelt werden können.

Da vorerst keine andere Messeinrichtung zur Verfügung stand, wurden die Versuche bei 50 Hz und einer für die Frequenz angepassten Spannungshöhe durchgeführt.

Bei der Quelle handelt es sich um einen in der Amplitude regelbaren Trenntransformator für 50 Hz der einen Strom bis maximal 3,2 A liefern kann.

Ermittlung der Spannung um eine für 500 Hz und 520 V äquivalente Flussdichte zu erhalten.

$$\hat{U}_1 = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot N_P \cdot \hat{B} \cdot A_{Fe} \quad (4.76)$$

$$\hat{U}_1 = 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 52 \cdot 0,7 \cdot 0,00452 = 51,69 \text{ V}$$

$$\text{EhK.: } \frac{1}{s} \cdot 1 \cdot \frac{Vs}{m^2} \cdot m^2 = V$$

Der Effektivwert beträgt somit:

$$U_1 = \frac{\hat{U}_1}{\sqrt{2}} = \frac{51,69}{\sqrt{2}} = 36,55 \text{ V} \quad (4.77)$$

Es muss also eine Spannung von 36,55 V bei einer Frequenz von 50 Hz eingestellt werden um die gleiche Flussdichte zu erhalten.

Es wird nun ein Versuch zur Ermittlung der Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung mittels Oszilloskop durchgeführt. Hierzu wird ein Messshunt in den Messkreis eingebracht. Der Shunt hat einen Widerstand von  $R_{mess} = 3,1 \Omega$ . Zusätzlich werden mit Digitalmultimetern der Strom und die Spannung gemessen, wobei das Strommessgerät kein True-RMS-Messgerät war.

Messaufbau:

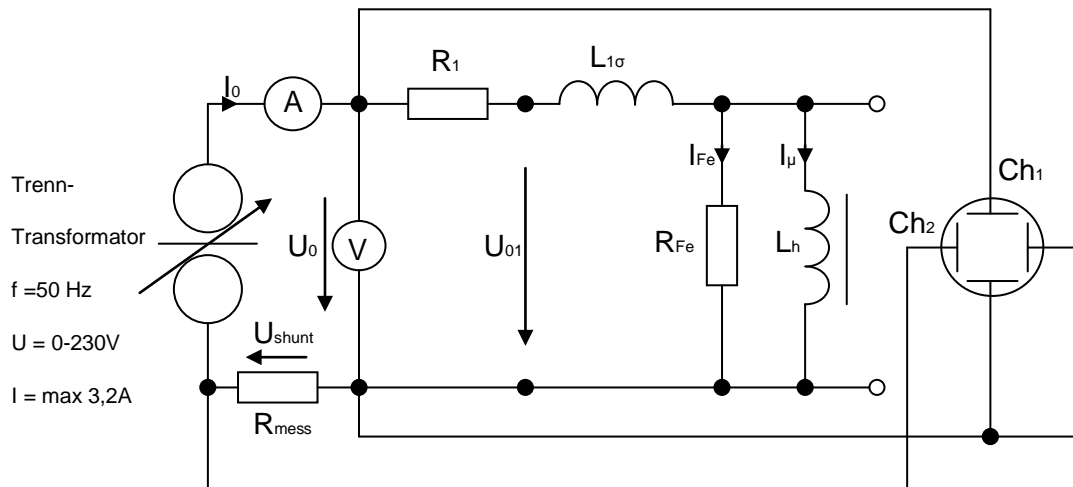


Abbildung 13: Messaufbau zur Ermittlung der Verluste im Leerlauf bei 50 Hz

Mit

Kanal 1 des Oszilloskops wird die Spannung gemessen und mit Kanal 2 die invertierte Spannung am Messwiderstand die den Strom darstellt. Zur Messung der Spannung wurde zusätzlich ein Tastkopf 1/10 verwendet.

Spannungspfad:  $Ch1 \rightarrow 2 \frac{V}{div}$

$$\hat{U}_0 = 2,6 \text{ div} \cong 5,2 \text{ V}$$

$$U_0 = \frac{\hat{U}_0}{\sqrt{2}} = \frac{5,2}{\sqrt{2}} = 3,68 \text{ V} \quad (4.78)$$

Nach Berücksichtigung des Tastkopfverhältnisses 1/10:

$$U_0 \cdot 10$$

$$U_0 = 36,8 \text{ V} \quad (4.79)$$

Strompfad:  $Ch2 \rightarrow 1 \frac{V}{div}$

$$\hat{U}_{shunt} = 3,56 \text{ div} \cong 3,56 \text{ V}$$

$$U_{shunt} = \frac{\hat{U}_{shunt}}{\sqrt{2}} = \frac{3,56}{\sqrt{2}} = 2,52 \text{ V} \quad (4.80)$$



Umrechnung auf den Stromwert:

$$I_0 = \frac{U_{shunt}}{R_{mess}} = \frac{2,52}{3,1} = 0,81 \text{ A} \quad (4.81)$$

Zeitbereich:  $t \rightarrow 1 \text{ div} \hat{=} 1 \text{ ms}$

$$t = 4,6 \text{ div} \hat{=} 4,6 \text{ ms} \quad (4.82)$$

50 Hz entspricht einer Periodendauer von:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50} = 0.02 \text{ s} \quad (4.83)$$

EhK.:  $\frac{1}{s^{-1}} = s$

Eine viertel Periode Differenz zwischen Strom- und Spannungssignal würde eine Phasenverschiebung von  $90^\circ$  bedeuten.  $\frac{T}{4} \hat{=} 90^\circ$

$$\frac{T}{4} = \frac{0,02}{4} = 0,005 \text{ s} = 5 \text{ ms} \quad (4.84)$$

Somit erhält man durch eine einfache Schlussrechnung die vorliegende Phasenverschiebung im Leerlauf bei 4,6 ms

$$5 \text{ ms} \hat{=} 90^\circ$$

$$4,6 \text{ ms} \hat{=} ?^\circ \quad (4.85)$$

$$\varphi_0 = \frac{4,6 \cdot 90}{5} = 82,8^\circ$$

EhK.:  $\frac{ms \cdot ^\circ}{ms} = ^\circ$

$$\cos \varphi_0 = \cos(82,8^\circ) = 0,125 \quad (4.86)$$





#### 4.6.1 Verlustleistung im Leerlauf bei 50 Hz

$$P_0 = U_0 \cdot I_0 \cdot \cos\varphi_0 = 36,8 \cdot 0,81 \cdot 0,125 = 3,73 \text{ W} \quad (4.78)$$

$$\text{EhK.: } V \cdot A = \frac{W}{A} \cdot A = W$$

Der Spannungsabfall des ohmschen Anteiles der Primärwicklung lässt sich nun zu:

$$U_{R1} = I_0 \cdot R_1 = 0,81 \cdot 0,0436 = 0,035 \text{ V} \quad (4.88)$$

$$\text{EhK.: } A \cdot \Omega = A \cdot \frac{V}{A} = V$$

Berechnung von  $U_{01}$ :

$$U_{01} = U_0 - U_{R1} = 36,8 - 0,035 = 36,77 \text{ V} \quad (4.89)$$

Es ist ersichtlich, dass sich die ohmschen Verluste der Primärwicklung kaum auswirken.



#### 4.6.2 Approximation der Transformatoreigenschaften im LL bei 50 Hz

Es wurden nun näherungsweise Berechnungen angestellt um die Hauptinduktivität und die Streuinduktivität zu ermitteln. Die Berechnungen sind nur angenähert, da der Spannungsabfall der Streuinduktivität nicht berücksichtigt werden konnte. Da die vom Hersteller angegebenen Verluste relativ stark von den gemessenen abweichen, wurden beide Fälle betrachtet. Links werden die aus dem vom Herstellerdatenblatt abgelesenen Verluste betrachtet, rechts die gemessenen.

$$R_{Fe} = \frac{U_{01}^2}{P_{Fe}} = \frac{36,77^2}{0,46} = 2939,2 \Omega \qquad R_{Fe} = \frac{U_{01}^2}{P_0} = \frac{36,77^2}{3,73} = 362,48 \Omega \quad (4.93)$$

$$\text{EhK.: } \frac{V^2}{W} = \frac{\left(\frac{W}{A}\right)^2}{W} = \frac{W}{A^2} = \frac{A^2 \cdot \Omega}{A^2} = \Omega$$

$$I_{Fe} = \frac{U_{01}}{R_{Fe}} = \frac{36,77}{2939,2} = 0,013 A \qquad I_{Fe} = \frac{U_{01}}{R_{Fe}} = \frac{36,77}{362,48} = 0,101 A \quad (4.94)$$

$$\text{EhK.: } \frac{V}{\Omega} = \frac{V}{\frac{V}{A}} = \frac{V \cdot A}{V} = A$$

$$I_0 = \sqrt{I_{\mu}^2 + I_{Fe}^2} \rightarrow I_{\mu} = \sqrt{I_0^2 - I_{Fe}^2} \quad (4.95)$$
$$I_{\mu} = \sqrt{0,81^2 - 0,013^2} = 0,8099 A \qquad I_{\mu} = \sqrt{0,81^2 - 0,101^2} = 0,8037 A$$

$$\text{EhK.: } \sqrt{A^2 - A^2} = \sqrt{A^2} = A$$

$$X_{Lh} = \frac{U_{01}}{I_{\mu}} = \frac{36,77}{0,8099} = 45,40 \Omega \qquad X_{Lh} = \frac{U_{01}}{I_{\mu}} = \frac{36,77}{0,8037} = 45,75 \Omega \quad (4.96)$$

$$\text{EhK.: } \frac{V}{A} = \Omega$$

$$X_{Lh} = \omega \cdot L_h \rightarrow L_h = \frac{X_{Lh}}{\omega} = \frac{X_{Lh}}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad (4.97)$$

$$L_h = \frac{45,40}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 0,145 H \qquad L_h = \frac{45,75}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 0,146 H$$

$$\text{EhK.: } \frac{\Omega}{Hz} = \frac{\frac{V}{A}}{\frac{1}{s}} = \frac{V \cdot s}{A} = \frac{Wb}{A} = H$$



Unter der Berücksichtigung einer Streuung von  $\sigma = 0,05$  lässt sich nun die Streuinduktivität approximieren.

$$L_h = (1 - \sigma) \cdot L_P \rightarrow L_P = \frac{L_h}{(1 - \sigma)} \quad (4.98)$$

$$L_P = \frac{0,145}{1-0,05} = 0,153 \text{ H}$$

$$L_P = \frac{0,146}{1-0,05} = 0,154 \text{ H}$$

$$L_{1\sigma} = \sigma \cdot L_P \quad (4.99)$$

$$L_{1\sigma} = 0,05 \cdot 0,153 = 0,00765 \text{ H}$$

$$L_{1\sigma} = 0,05 \cdot 0,154 = 0,0077 \text{ H}$$

Rundet man die erhaltenen Werte, so ergibt sich in beiden Fällen eine Streuinduktivität von  $L_{1\sigma} = 0,0077 \text{ H}$ .

$$X_{L_{1\sigma}} = \omega \cdot L_{1\sigma} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_{1\sigma} = 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0,0077 = 2,42 \Omega \quad (4.100)$$

$$\text{EhK.: } \text{Hz} \cdot \text{H} = \frac{1}{\text{s}} \cdot \frac{\text{V} \cdot \text{s}}{\text{A}} = \frac{\text{V}}{\text{A}} = \Omega$$

Der Spannungsabfall an der Streuinduktivität berechnet sich zu:

$$U_{L_{1\sigma}} = I_0 \cdot X_{L_{1\sigma}} = 0,81 \cdot 2,42 = 1,96 \text{ V} \quad (4.101)$$

$$\text{EhK.: } \text{A} \cdot \Omega = \text{A} \cdot \frac{\text{V}}{\text{A}} = \text{V}$$

### 4.6.3 Rückrechnung

Nun kann eine Rückrechnung durchgeführt werden und man kann den Spannungsabfall über die Streuinduktivität berücksichtigen. Da es für die Berechnung der Hauptinduktivität keinen wesentlichen Einfluss hat, welche Kernverluste vorliegen wird die Rückrechnung mit den gemessenen Werten durchgeführt.

$$U_{Fe} = U_{01} - U_{L1\sigma} = 36,77 - 1,96 = 34,81 \text{ V} \quad (4.102)$$

$$R_{Fe} = \frac{U_{Fe}^2}{P_0} = \frac{34,81^2}{3,73} = 324,86 \ \Omega \quad (4.103)$$

$$I_{Fe} = \frac{U_{01}}{R_{Fe}} = \frac{34,81}{324,86} = 0,107 \text{ A} \quad (4.104)$$

$$I_{\mu} = \sqrt{I_0^2 - I_{Fe}^2} = \sqrt{0,81^2 - 0,107^2} = 0,8029 \text{ A} \quad (4.105)$$

$$X_{Lh} = \frac{U_{Fe}}{I_{\mu}} = \frac{34,81}{0,8029} = 43,36 \ \Omega \quad (4.106)$$

$$L_h = \frac{X_{Lh}}{\omega} = \frac{X_{Lh}}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{43,36}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 0,138 \text{ H} \quad (4.107)$$

$$L_p = \frac{L_h}{(1 - \sigma)} = \frac{0,138}{1 - 0,05} = 0,145 \text{ H} \quad (4.108)$$

$$L_{1\sigma} = \sigma \cdot L_p = 0,05 \cdot 0,145 = 0,00725 \text{ H} \quad (4.109)$$

Um nun weitere Berechnungen vornehmen zu können, bildet man für die Hauptinduktivität einen Mittelwert aus den drei verschiedenen Berechnungen.

$$\overline{L_h} = \frac{0,145 + 0,146 + 0,138}{3} = 0,143 \text{ H} \quad (4.110)$$

#### 4.7 Messung der Leerlaufleistung bei 50 Hz mittels Wattmeter

Um die im Leerlauf aufgenommene Leistung noch einmal zu überprüfen, wurde eine Messung mittels Wattmeter durchgeführt.

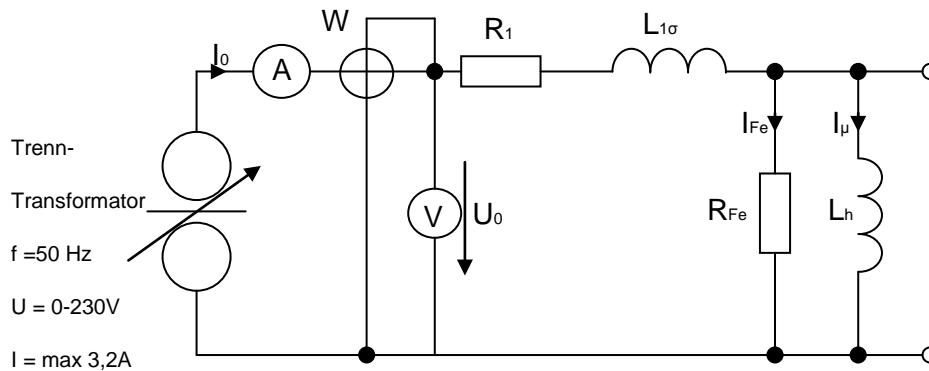


Abbildung 14: Versuchsaufbau der Leerlaufleistungsmessung mit Wattmeter

Da jedoch der Zeigerausschlag des analogen Wattmeters im unteren Skalenbereich war konnte nur sehr ungenau abgelesen werden, da die Messbereiche für derart kleine Leistungen nicht vorgesehen waren. Der Skalenendausschlag wäre bei 48 W gewesen. Es wurde für die Leerlaufverluste folgender Wert abgelesen:

$$P_0 \approx 2 \text{ W}$$

#### 4.8 Ermittlung der Magnetisierungskennlinie bei 50 Hz

Es wurde nun eine U-I Kennlinie des Kernes im Leerlauf aufgenommen. Hierzu wurde mit einer einfachen Strom- Spannungsmessung mit Digital-Multi-Metern gemessen.

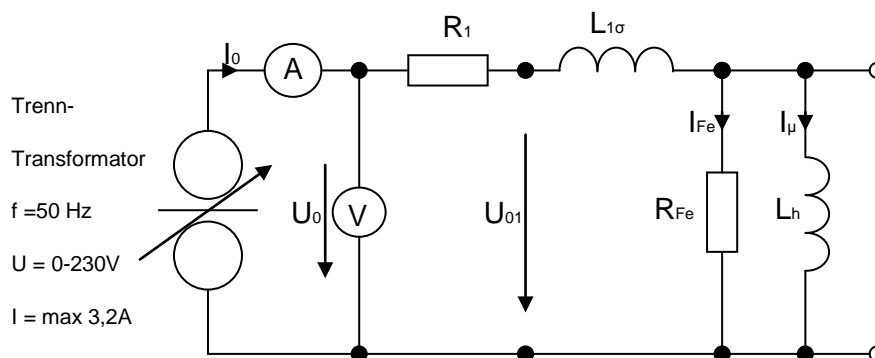


Abbildung 15: Messaufbau zur Aufnahme der Strom-Spannungskennlinie

Die in der folgenden Tabelle aufgenommenen Werte wurden bei einer Frequenz von 50 Hz gemessen.

Nr.	$U_0$	$I_0$	Nr.	$U_0$	$I_0$
	V	A		V	A
1	3,595	0,0547	10	37,07	0,626
2	5,10	0,0718	11	40,00	0,730
3	10,01	0,1270	12	45,00	0,919
4	15,11	0,1890	13	50,30	1,163
5	20,01	0,2590	14	55,20	1,439
6	25,03	0,3420	15	60,00	1,751
7	30,03	0,4410	16	65,20	2,179
8	34,98	0,5670	17	70,30	2,702
9	36,50	0,6090	18	74,00	3,219

Tabelle 2: Aufgenommene Spannungs- und Stromwerte bei  $f = 50$  Hz

#### 4.8.1 Strom-Spannungs-Kennlinie bei 50 Hz

Im nachfolgenden Diagramm wurden die Werte aus der Tabelle 2 dargestellt um das Verhalten des Kernes bei steigender Spannung und steigendem Strom zu veranschaulichen. Die Kennlinie gibt Aufschluss über das Sättigungsverhalten des Kernes.

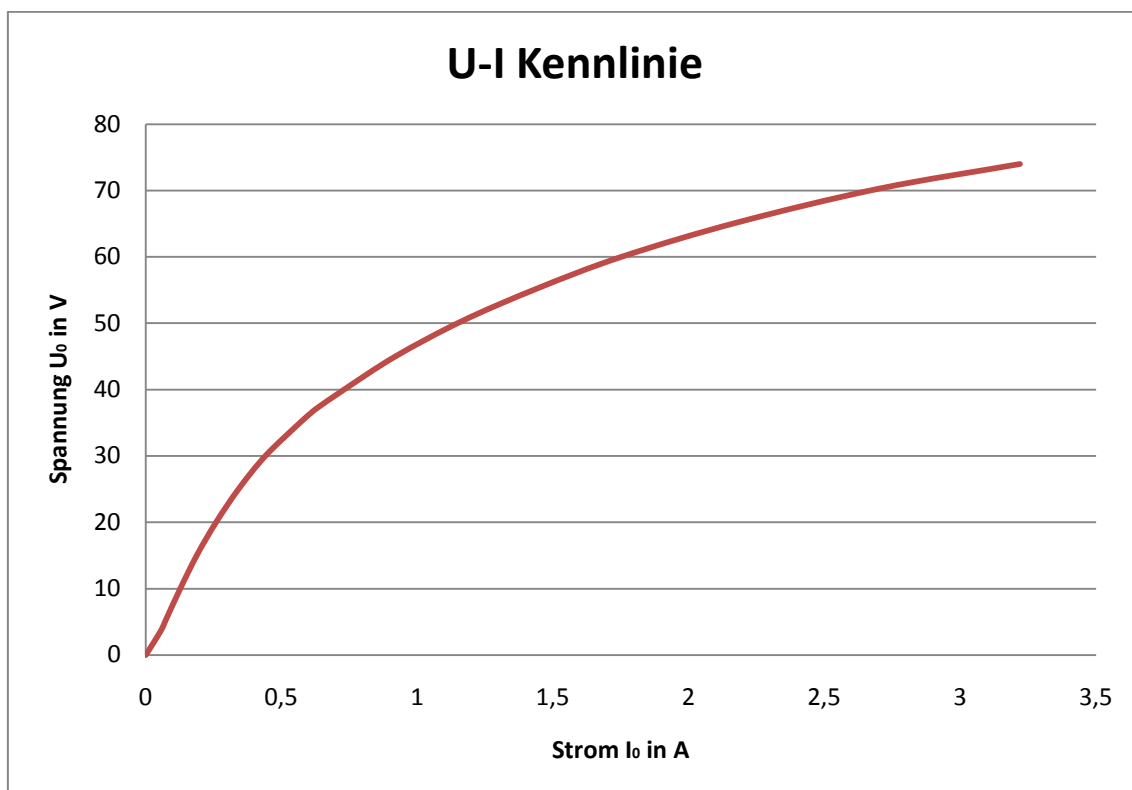


Diagramm 1: Zeigt den Strom-Spannungsverlauf im Leerlauf (proportional B-H Kennlinie)



## 4.8.2 Berechnung aus den aufgenommenen Messdaten

Es ist möglich aufgrund der Wertetabelle die Primärinduktivität bei verschiedenen Messwerten zu ermitteln. Zur Vereinfachung wird  $I_\mu \approx I_0$  angenommen. Folgend wird mit Effektivwerten gerechnet.

Es wurden die Werte von Messung Nr. 10 aus der Tabelle 2 zur Berechnung herangezogen.

$$\begin{aligned}
 U_0 &= 37,07 \text{ V} & I_0 &= 0,626 \text{ A} \\
 \Theta &= I_\mu \cdot N_p \rightarrow I_\mu \approx I_0 \rightarrow \Theta = I_0 \cdot N_p & (4.111) \\
 \Theta &= 0,626 \cdot 52 = 32,55 \text{ A}_{Wdgn}
 \end{aligned}$$

$$\text{EhK.: } A \cdot Wdgn = A_{Wdgn}$$

Der Wert für  $l_m$  stammt aus dem Kerndatenblatt (siehe Anhang)

$$H = \frac{\Theta}{l_m} = \frac{32,55}{0,356} = 91,433 \frac{\text{A}}{\text{m}} \quad (4.112)$$

$$\text{EhK.: } \frac{A_{Wdgn}}{\text{m}} = \frac{\text{A} \cdot \text{m}}{\text{m}} = \frac{\text{A}}{\text{m}}$$

$$B = \frac{1}{N_p \cdot A_{Fe}} \cdot U_0 \cdot \frac{1}{\omega} = \frac{1}{52 \cdot 0,00452} \cdot 37,07 \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 0,502 \text{ T} \quad (4.113)$$

$$\text{EhK.: } \frac{\text{V}}{\text{Wdgn} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{s}^{-1}} = \frac{\text{Vs}}{\text{m}^2} = \text{T}$$

$$\begin{aligned}
 B &= \mu \cdot H \rightarrow \mu = \frac{B}{H} \\
 \mu &= \frac{0,502}{91,433} = 0,00549 \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} & (4.114)
 \end{aligned}$$

$$\text{EhK.: } \frac{\frac{\text{Vs}}{\text{m}^2}}{\frac{\text{A}}{\text{m}}} = \frac{\text{Vs} \cdot \text{m}}{\text{A} \cdot \text{m}^2} = \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$$

$$\lambda = \frac{A_{Fe} \cdot \mu}{l_m} = \frac{0,00452 \cdot 0,00549}{0,356} = 6,97 \cdot 10^{-5} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \quad (4.115)$$

$$\text{EhK.: } \frac{\frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot \text{m}}{\text{m}} = \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$$

$$L_p = N_p^2 \cdot \lambda$$

$$L_p = 52^2 \cdot 6,97 \cdot 10^{-5} = 0,1885 \text{ H} \quad (4.116)$$

$$\text{EhK.: } \frac{\text{Vs}}{\text{A}} \text{Wdgn}^2 = \frac{\text{Vs}}{\text{A}} \text{m}^2 = \text{H}$$

## 4.9 Messung mittels RLC-Meter

Es wurde zu Testzwecken eine Sekundärwicklung mit ebenfalls 52 Windungen auf die Primärwicklung aufgebracht. Weiters wird nun durch Messung mit einer RLC-Messbrücke bei verschiedenen Betriebsfällen und Frequenzen die Primärinduktivität sowie die dazugehörigen ohmschen Verluste bestimmt.

Die Messung wird mit dem RLC- Messgerät FLUKE PM6306 durchgeführt.

Nr.	Frequenz f	Kurzschluss	Leerlauf
1	50 H	L = 75 $\mu$ H	L = 136,76 mH
		R = 0,372 $\Omega$	R = 4,744 $\Omega$
2	500 Hz	L = 110,6 $\mu$ H	L = 102,14 mH
		R = 0,369 $\Omega$	R = 19,43 $\Omega$
3	20 kHz	L = 109,35 $\mu$ H	L = 131,68 mH
		R = 0,589 $\Omega$	R = 2,516 k $\Omega$

Tabelle 3: Mit RLC-Meter gemessene Werte

## 4.10 Berechnung der Streuglieder

Im Folgenden Kapitel werden grobe Abschätzungen der Streukapazitäten und Streuinduktivitäten vorgenommen. Besonders bei der Annäherung der Kapazitäten wurde sehr vereinfacht gerechnet, da diese sehr aufwändig zu ermitteln sind.

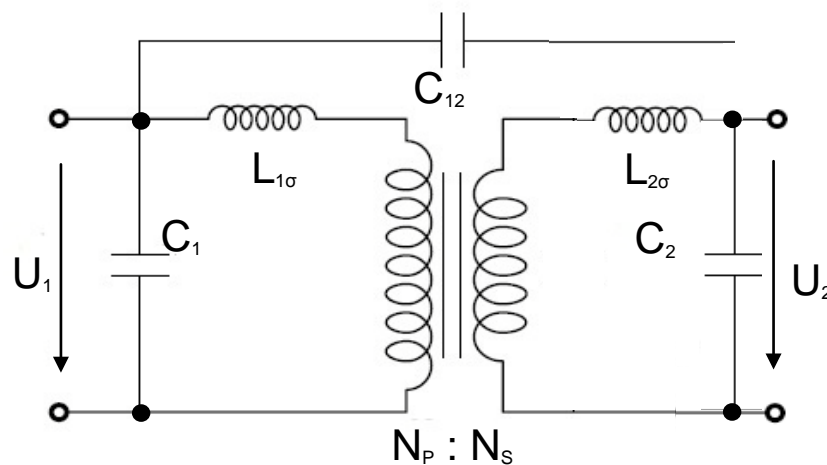


Abbildung 16: Prinzipielle Anordnung der Streuglieder bei Vernachlässigung der Wicklungswiderstände[8]



Da sowohl die Streuinduktivitäten als auch die Streukapazitäten sehr stark von der geometrischen Anordnung der Primär- und Sekundärwicklung abhängig sind, lassen sich diese mit Hilfe entsprechender Formeln über das Volumen annähern. Die Angaben wurden, da es sich ohnehin um eine Annäherung handelt, gerundet. Die Schirmwicklung zwischen Primär- und Sekundärwicklung wurde zur Berechnung der Abstände nicht berücksichtigt.

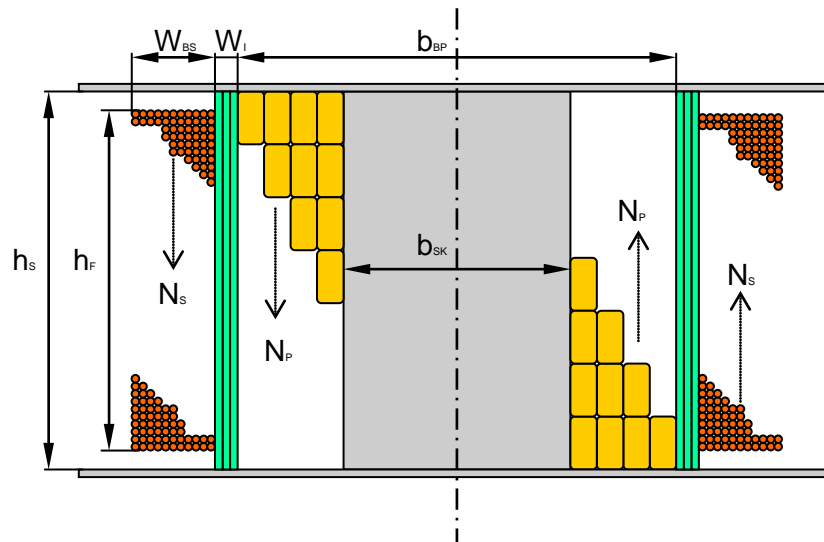


Abbildung 17: Schematische Anordnung der Wicklungen am Spulenkörper

Angabewerte:

$b_{SK} \approx 55 \text{ mm}$	$t_{SK} \approx 112,55 \text{ mm}$
$b_{BP} \approx 85 \text{ mm}$	$W_{BP} \approx 15 \text{ mm}$
$W_I \approx 0,3 \text{ mm}$	$W_{BS} \approx 10 \text{ mm}$
$h_S \approx 83 \text{ mm}$	$h_F \approx 75 \text{ mm}$

#### 4.10.1 Berechnung der Streuinduktivität

Die Berechnung erfolgt mittels Gleichung (4.15):

$$L_{\sigma} = \mu_0 \cdot \frac{N^2}{h^2} \cdot \left( V_{12} + \frac{V_1 + V_2}{3} \right)$$



#### 4.10.1.1 Berechnung der Volumina

Volumen des Spulenkörpers  $V_K$ :

$$V_K = b_{SK} \cdot t_{SK} \cdot h_s \quad (4.117)$$

$$V_K = 0,055 \cdot 0,11255 \cdot 0,083 = 0,000514 = 5,14 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3$$

EhK.:  $m \cdot m \cdot m = m^3$

Volumen der Primärwicklung  $V_1$

Die Tiefe darf bei der Berechnung nicht vernachlässigt werden. Da auf der Vorderseite, sowie auf der Rückseite jeweils ca. 15 mm Draht auf den Spulenkörper aufgebracht werden ergibt sich die Tiefe zu:

$$t_{BP} = t_{SK} + 2 \cdot W_{BP} = 112,55 + 2 \cdot 15 = 142,55 \text{ mm} \quad (4.118)$$

$$V_1 = b_{BP} \cdot t_{BP} \cdot h_s - V_K \quad (4.119)$$

$$V_1 = 0,085 \cdot 0,14255 \cdot 0,083 - 0,000514 = 0,000492 = 4,92 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3$$

EhK.:  $m \cdot m \cdot m - m^3 = m^3$

Volumen der Zwischenisolierung  $V_{12}$ :

$$t_I = t_{BP} + 2 \cdot W_I = 142,55 + 2 \cdot 0,3 = 143,15 \text{ mm}$$

$$V_{12} = (b_{BP} + 2 \cdot W_I) \cdot t_I \cdot h_s - V_1 - V_K \quad (4.120)$$

$$V_{12} = (0,085 + 2 \cdot 0,0003) \cdot 0,14315 \cdot 0,083 - 0,000514 - 0,000492 = \\ = 1,105 \cdot 10^{-5} \text{ m}^3$$

EhK.:  $m \cdot m \cdot m - m^3 - m^3 = m^3$

Volumen der Sekundärwicklung  $V_2$ :

Hierbei werden die Zwischenisolierungen der jeweiligen Lagen nicht berücksichtigt sondern der Wicklungsaufwand als Ganzes herangezogen.

$$t_{BS} = t_I + 2 \cdot W_{BS} = 143,15 + 2 \cdot 10 = 163,15 \text{ mm} \quad (4.121)$$



Da Die Höhe von den anderen Volumen abweicht wird dieses Volumen aus mehreren Teilen berechnet.

$$\begin{aligned} V_{21} &= 2 \cdot (h_F \cdot W_{BS} \cdot t_{BS}) = 2 \cdot 0,075 \cdot 0,010 \cdot 0,16315 = 0,000245 = \\ &= 2,45 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3 \end{aligned} \quad (4.122)$$

$$\text{EhK.: } m \cdot m \cdot m = m^3$$

$$\begin{aligned} V_{22} &= 2 \cdot (h_F \cdot W_{BS} \cdot (b_{BP} + 2 \cdot W_I)) = 2 \cdot 0,075 \cdot 0,010 \cdot (0,0856) = \\ &= 1,28 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3 \end{aligned} \quad (4.123)$$

$$\text{EhK.: } m \cdot m \cdot m = m^3$$

$$V_2 = V_{21} + V_{22} = 2,45 \cdot 10^{-4} + 1,28 \cdot 10^{-4} = 3,73 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3 \quad (4.124)$$

$$\text{EhK.: } m^3 + m^3 = m^3$$



#### 4.10.1.2 Berechnung der auf die Primärseite bezogenen Streuinduktivität

$$L_{\sigma} \approx \mu_0 \cdot \frac{N_P^2}{h_S^2} \cdot \left( V_{12} + \frac{V_1 + V_2}{3} \right)$$

$$L_{\sigma} \approx 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{52^2}{0,083^2} \cdot \left( 1,105 \cdot 10^{-5} + \frac{4,92 \cdot 10^{-4} + 3,73 \cdot 10^{-4}}{3} \right) \approx 0,00014767 \text{ H} \quad (4.125)$$

$$L_{\sigma} \approx 1,4767 \cdot 10^{-4} [\text{H}] \approx 147,67 \mu\text{H}$$

$$\text{EhK.: } \frac{V \cdot s}{A \cdot m} \cdot \frac{W d g n^2}{m^2} \cdot m^3 = \frac{V \cdot s}{A \cdot m} \cdot m = \frac{V \cdot s}{A} = H$$

#### 4.10.1.3 Berechnung der auf die Sekundärseite bezogenen Streuinduktivität

$$L_{\sigma} \approx \mu_0 \cdot \frac{N_S^2}{h_F^2} \cdot \left( V_{12} + \frac{V_1 + V_2}{3} \right)$$

$$L_{\sigma} \approx 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{1435^2}{0,075^2} \cdot \left( 1,105 \cdot 10^{-5} + \frac{4,92 \cdot 10^{-4} + 3,73 \cdot 10^{-4}}{3} \right) \approx 0,13773 \text{ H} \quad (4.126)$$

$$L_{\sigma} \approx 137,73 \text{ mH}$$

$$\text{EhK.: } \frac{V \cdot s}{A \cdot m} \cdot \frac{W d g n^2}{m^2} \cdot m^3 = \frac{V \cdot s}{A \cdot m} \cdot m = \frac{V \cdot s}{A} = H$$

### 4.10.2 Berechnung der Streukapazitäten [8]

Ermittlung von Serien- und Parallelkapazitäten:

Serienkapazität:

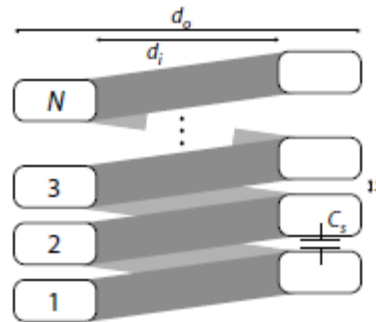


Abbildung 18: Schematische Darstellung der Kapazität zwischen den Windungen [8]

$$C_S = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \pi \cdot \frac{(d_o + s)^2 - (d_i - s)^2}{4 \cdot s} \quad (4.127)$$

Die hierfür ermittelten Abmessungen beziehen sich auf den gefertigten Spulenkörper:

$$d_o = 60,72 \text{ mm}$$

$$d_i = 55,72 \text{ mm}$$

$$s = 0,72 \text{ mm}$$

Die Werte wurden mit den vom Hersteller angegebenen Werten für die Isolierdicke des Drahtes angenähert. Da die Isolierung des Primärwicklungsdrahtes zum größten Teil aus Glimmer besteht wurde der Wert für die relative Dielektrizitätskonstante von Glimmer für die Berechnung herangezogen.

$$\varepsilon_r \approx 6$$

$$C_S = 8,8542 \cdot 10^{-12} \cdot 6 \cdot \pi \cdot \frac{(0,06072 + 0,00072)^2 - (0,05572 - 0,00072)^2}{4 \cdot 0,00072} \quad (4.128)$$

$$C_S = 4,346 \cdot 10^{-11} \text{ F} = 43,46 \text{ pF}$$

$$\text{EhK.: } \frac{A \cdot s}{V \cdot m} \cdot \frac{m^2}{m} = \frac{A \cdot s}{V} = F$$

Parallelkapazität:

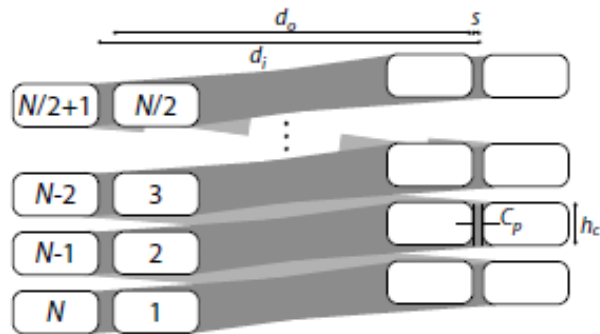


Abbildung 19: Schematische Darstellung der Kapazität zwischen den Windungslagen [8]

$$C_p = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \pi \cdot \frac{(d_o + d_i) \cdot (h_c + s)}{2 \cdot s} \quad (4.129)$$

Für die Parallelkapazität ergeben sich folgende ermittelte Abmessungen:

$$d_o = 60,72 \text{ mm}$$

$$d_i = 62,16 \text{ mm}$$

$$s = 0,72 \text{ mm}$$

$$h_c = 5 \text{ mm}$$

$$C_p = 8,8542 \cdot 10^{-12} \cdot 6 \cdot \pi \cdot \frac{(0,06072 + 0,06216) \cdot (0,005 + 0,00072)}{2 \cdot 0,00072} \quad (4.130)$$

$$C_p = 8,146 \cdot 10^{-11} \text{ F} = 81,46 \text{ pF}$$

$$\text{EhK.: } \frac{A \cdot s}{V \cdot m} \cdot \frac{m^2}{m} = \frac{A \cdot s}{V} = F$$

#### 4.10.2.1 Berechnung der primären Streukapazität

Um die primäre Streukapazität zu ermitteln, werden die berechneten Werte für ein Mehrschicht-Wicklungs-System eingesetzt.

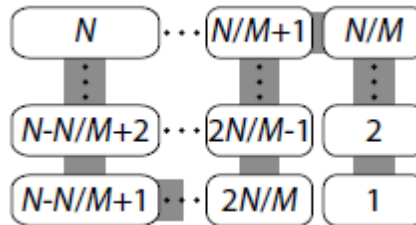


Abbildung 20: Schematische Darstellung eines Mehrschicht-Wicklungs-Systems [8]

$$C_1 \approx \frac{(4 \cdot N^2 - M^2) \cdot (M - 1)}{3 \cdot N \cdot M^3} \cdot C_P + \frac{N - M}{N^2} \cdot C_S \quad (4.131)$$

Aus Gleichung (4.18)

$$N_P = 52 \text{ Wdgn}$$

Aus Gleichung (4.25)

$$M_P = 4 \text{ Lagen}$$

Aus Gleichung (4.130)

$$C_P = 81,46 \cdot 10^{-12} \text{ F}$$

Aus Gleichung (4.128)

$$C_S = 43,46 \cdot 10^{-12} \text{ F}$$

$$C_1 \approx \frac{(4 \cdot 52^2 - 4^2) \cdot (4 - 1)}{3 \cdot 52 \cdot 4^3} \cdot 81,46 \cdot 10^{-12} + \frac{52 - 4}{52^2} \cdot 43,46 \cdot 10^{-12} \quad (4.132)$$

$$C_1 \approx 2,651 \cdot 10^{-10} \text{ F} \approx 265,1 \text{ pF}$$

#### 4.10.2.2 Berechnung der Kapazität zwischen den Wicklungen und Schirm

Aufgrund des Aufbaus bzw. der Anordnung der Wicklungen lässt sich die Kapazität zwischen diesen wie ein Zylinderkondensator behandeln.

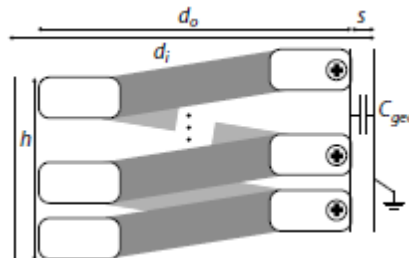


Abbildung 21: Schematische Darstellung der Kapazität gegen Erde [8]

$$C_{geo} = \frac{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot (h + s)}{\ln \frac{d_i}{d_o}} \quad (4.133)$$

Die Gleichung (4.133) ist gültig für ein Verhältnis von:  $h \gg \frac{d_i}{2}$ .

Bei Einbringung einer geerdeten Schirmfolie zwischen Primär- und Sekundärwicklung ergibt sich folgender Zusammenhang:

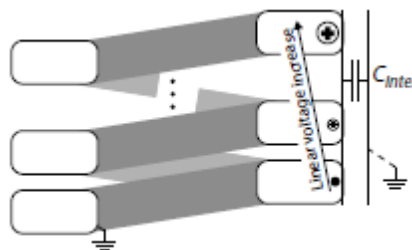


Abbildung 22: Spannungsentwicklung bei geerdetem Schirm [8]

Die in Abbildung 22 dargestellte Entwicklung ist für den speziellen Anwendungsfall dieses Transformators nur eine grobe Annahme, da die vorgeschaltete Vollbrückenschaltung nicht auf Masse bezogen ist sondern die Ausgänge floaten.

$$C_{12} \leq \frac{1}{3} \cdot C_{geo} \quad (4.134)$$





Die Kapazität gegen die Schirmung ergibt sich nun aus einer Serienschaltung der Kapazität der Glimmerisolierung und der Kapazität der Polypropylenfolie.

Bestimmung der Abmessungen für die Glimmerisolierung:

$$d_o = 85 \text{ mm}$$

$$d_i = 86,44 \text{ mm}$$

$$s = 0,72 \text{ mm}$$

$$h = h_S = 83 \text{ mm}$$

$$\varepsilon_r \approx 6$$

$$C_{geoGlimmer} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 8,8542 \cdot 10^{-12} \cdot 6 \cdot (0,083 + 0,00072)}{\ln \frac{0,08644}{0,085}} \quad (4.135)$$

$$C_{geoGlimmer} = 1,664 \cdot 10^{-9} \text{ F} = 1,664 \text{ nF}$$

Bestimmung der Abmessungen für die Polypropylenisolierung:

$$d_o = 86,44 \text{ mm}$$

$$d_i = 87,04 \text{ mm}$$

$$s = 0,3 \text{ mm}$$

$$h = h_S = 83 \text{ mm}$$

$$\varepsilon_r \approx 2,25$$

Die 0,3 mm für die Isolierschichtdicke kommen daher, da der Einfachheit halber die gesamte Isolierfolienlagenzahl von 15 Lagen zwischen der Primärwicklung und dem Schirm angenommen wurde. Für die Berechnung wurde zwischen Schirm und Sekundärwicklung keine Isolierfolie berücksichtigt, da der Anfang der Sekundärwicklung geerdet ist, ebenso wie die Schirmfolie.

$$C_{geoPP} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 8,8542 \cdot 10^{-12} \cdot 2,25 \cdot (0,083 + 0,0003)}{\ln \frac{0,08704}{0,08644}} \quad (4.136)$$

$$C_{geoPP} = 1,507 \cdot 10^{-9} \text{ F} = 1,507 \text{ nF}$$

$$\text{EhK.: } \frac{\frac{V \cdot s}{A \cdot m} \cdot m}{1} = \frac{V \cdot s}{A} = F$$



$$C_{geo} = \frac{C_{geoGlimmer} \cdot C_{geoPP}}{C_{geoGlimmer} + C_{geoPP}} = \frac{1,664 \cdot 10^{-9} \cdot 1,507 \cdot 10^{-9}}{1,664 \cdot 10^{-9} + 1,507 \cdot 10^{-9}} \quad (4.137)$$

$$C_{geo} = 7,908 \cdot 10^{-10} F = 790,8 pF$$

$$C_{12} \leq \frac{1}{3} \cdot 7,908 \cdot 10^{-10} F \quad (4.138)$$

$$C_{12} \leq 2,636 \cdot 10^{-10} F \leq 263,6 pF$$

### 4.10.2.3 Berechnung der sekundären Streukapazität

Das Isoliermedium des Kupferlackdrahtes der Sekundärwicklung besteht aus einer Zusammensetzung von Polyesterimid und Polyamidimid. Zur Vereinfachung wurde die Dielektrizitätskonstante von Polyesterimid gewählt. Die Dicke der Lackschicht beträgt ca. 0,07 mm. Die Dicke der Isolierfolie beträgt 0,1 mm.

$$\varepsilon_r \approx 3,5$$

Serienkapazität:

Abmessungen:

$$d_o = 88,34 mm$$

$$d_i = 87,21 mm$$

$$s = 0,07 mm$$

$$C_S = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \pi \cdot \frac{(d_o + s)^2 - (d_i - s)^2}{4 \cdot s}$$

$$C_S = 8,8542 \cdot 10^{-12} \cdot 3,5 \cdot \pi \cdot \frac{(0,08834 + 0,00007)^2 - (0,08721 - 0,00007)^2}{4 \cdot 0,00007} \quad (4.139)$$

$$C_S = 7,752 \cdot 10^{-11} F = 77,52 pF$$

$$\text{EhK.: } \frac{A \cdot s}{V \cdot m} \cdot \frac{m^2}{m} = \frac{A \cdot s}{V} = F$$



Parallelkapazität:

Bei den Abmessungen wurde die Zwischenisolierung zwischen den Lagen der Sekundärwicklung mit der PP-Folie berücksichtigt, es wurde jedoch der gesamte Isolierabstand mit dem  $\varepsilon_r$  von der Cu-Lackisolierung gerechnet da der Wert annähernd dem der PP-Folie gleichkommt.

Abmessungen:

$$d_o = 88,34 \text{ mm}$$

$$d_i = 88,52 \text{ mm}$$

$$s = 0,0898 \text{ mm}$$

$$h_c = 0,56 \text{ mm}$$

$$C_P = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \pi \cdot \frac{(d_o + d_i) \cdot (h_c + s)}{2 \cdot s}$$

$$C_P = 8,8542 \cdot 10^{-12} \cdot 3,5 \cdot \pi \cdot \frac{(0,08834 + 0,08852) \cdot (0,00056 + 0,0000898)}{2 \cdot 0,0000898} \quad (4.140)$$

$$C_P = 6,23 \cdot 10^{-11} \text{ F} = 62,3 \text{ pF}$$

$$\text{EhK.: } \frac{A \cdot s}{V \cdot m} \cdot \frac{m^2}{m} = \frac{A \cdot s}{V} = F$$

$$C_2 \approx \frac{(4 \cdot N^2 - M^2) \cdot (M - 1)}{3 \cdot N \cdot M^3} \cdot C_P + \frac{N - M}{N^2} \cdot C_S \quad (4.141)$$

Aus Gleichung (4.19)  $N_S = 1435 \text{ Wdg}$  (inkl. 20 Wdgn Zur Verlustabdeckung)

Aus Gleichung (4.30)  $M_S = 13 \text{ Lagen}$  (aufgerundet)

Aus Gleichung (4.139)  $C_S = 77,52 \cdot 10^{-12} \text{ F}$

Aus Gleichung (4.140)  $C_P = 62,3 \cdot 10^{-12} \text{ F}$

$$C_2 \approx \frac{(4 \cdot 1435^2 - 13^2) \cdot (13 - 1)}{3 \cdot 1435 \cdot 13^3} \cdot 62,3 \cdot 10^{-12} + \frac{1435 - 13}{1435^2} \cdot 77,52 \cdot 10^{-12} \quad (4.142)$$

$$C_2 \approx 6,5111 \cdot 10^{-10} \text{ F} \approx 651,11 \text{ pF}$$

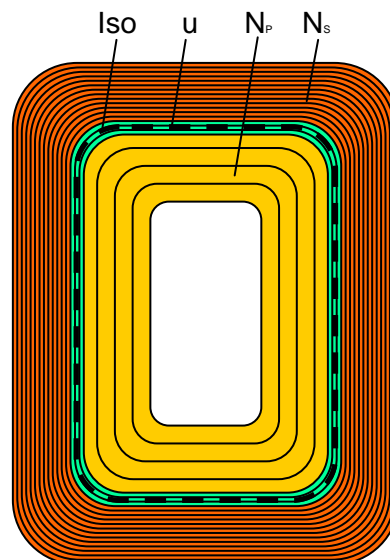
### 4.10.3 Alternative Berechnung der Streuinduktivitäten

Um die Berechnung der Streuinduktivität zu kontrollieren wurden noch zwei zusätzliche theoretische Methoden zur Bestimmung betrachtet [2], [4].

$$L_{\sigma} = \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot u}{h} \cdot \left( \frac{W_{BP} + W_{BS}}{3} + W_I \right) \quad (4.143)$$

Die Windungszahl wird je nach betrachteter Wicklung eingesetzt, die Maße werden in Meter eingesetzt. Die Variable  $h$  steht für die jeweilige Wicklungshöhe. Die Variable  $u$  bezieht sich auf den mittleren Umfang der Isolierschicht zwischen  $N_P$  und  $N_S$ . Es wird hier mit dem Querschnitt des Streufeldes gerechnet. Die Steigungen werden mit dem Faktor  $1/3$  berücksichtigt.

Wicklungsanordnung von oben betrachtet:



**Abbildung 23: Schematische Anordnung der Wickelgüter ohne Schirmfolie von Oben betrachtet**

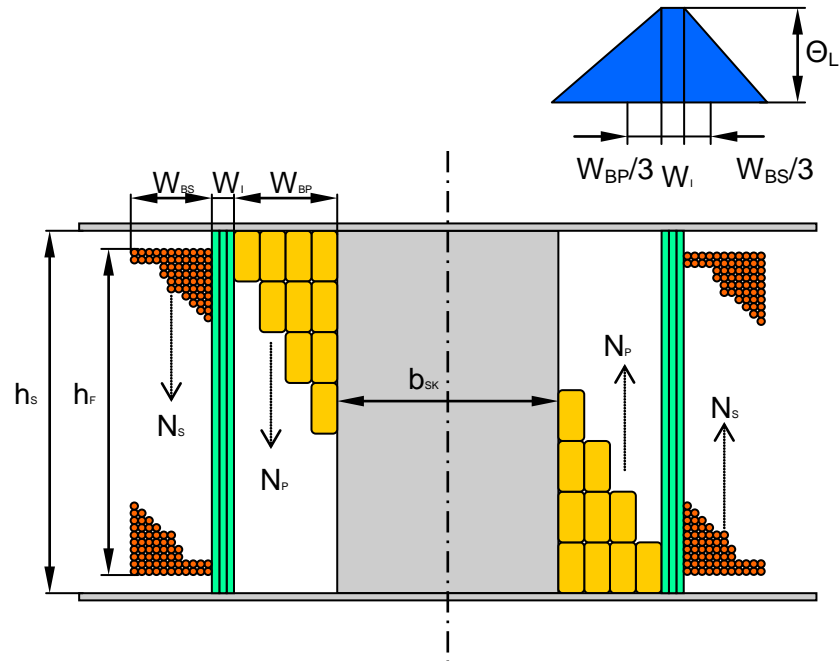


Abbildung 24: Veranschaulichung der Streudurchflutungsausbildung entlang der Wicklungen im Lastfall

Berechnung des mittleren Umfanges der Isolierschicht:

Mittlere Breite:

$$b_{mI} = b_{BP} + W_I = 85 + 0,3 = 85,3 \text{ mm} \quad (4.144)$$

Mittlere Tiefe:

$$t_{mI} = t_{BP} + W_I = 142,55 + 0,3 = 142,85 \text{ mm} \quad (4.145)$$

Umfang:

$$u = 2 \cdot b_{mI} + 2 \cdot t_{mI} = 2 \cdot 85,3 + 2 \cdot 142,85 = 456,3 \text{ mm} = 0,4563 \text{ m} \quad (4.146)$$



#### 4.10.3.1 Streuinduktivität auf die Primärseite bezogen

$$L_{\sigma} = \frac{\mu_0 \cdot N_P^2 \cdot u}{h_S} \cdot \left( \frac{W_{BP} + W_{BS}}{3} + W_I \right)$$

$$L_{\sigma} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 52^2 \cdot 0,4563}{0,083} \cdot \left( \frac{0,015 + 0,01}{3} + 0,0003 \right) = 1,6128 \cdot 10^{-4} \text{ H} \quad (4.147)$$

$$L_{\sigma} = 161,28 \mu\text{H}$$

$$\text{EhK.: } \frac{Vs}{Am} \cdot \frac{m}{m} \cdot m = \frac{Vs}{A} = H$$

#### 4.10.3.2 Streuinduktivität auf die Sekundärseite bezogen

$$L_{\sigma} = \frac{\mu_0 \cdot N_S^2 \cdot u}{h_F} \cdot \left( \frac{W_{BP} + W_{BS}}{3} + W_I \right)$$

$$L_{\sigma} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1435^2 \cdot 0,4563}{0,075} \cdot \left( \frac{0,015 + 0,01}{3} + 0,0003 \right) = 0,13592 \text{ H} \quad (4.148)$$

$$L_{\sigma} = 135,92 \text{ mH}$$

$$\text{EhK.: } \frac{Vs}{Am} \cdot \frac{m}{m} \cdot m = \frac{Vs}{A} = H$$

### 4.11 Behandlung des Skin-Effektes im Leiter

Der Skin- oder auch Stromverdrängungs-Effekt tritt bei Leitern, die mit Wechselstrom durchflossen werden auf. Die Stromverdrängung erfolgt aufgrund des durch den Wechselstrom hervorgerufenen magnetischen Wechselfeldes. Die magnetische Induktion  $B$  erzeugt Wirbelströme, die der eigentlichen Stromflussrichtung im inneren des Leiters entgegen wirken und der Strom an den Rand des Leiters verdrängt wird [10], [11], [12], [13].

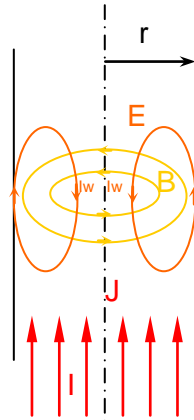


Abbildung 25: Ausbildung der Wirbelströme in massiven Rundleiter mit Radius  $r$  [11]

Bei schneller zeitlicher Stromänderung kommt die Wirbelverkopplung zu tragen und ist somit Grund für die geringe Stromdichte im Inneren des Leiters.

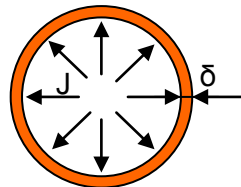


Abbildung 26: Symbolische Darstellung der Stromverdrängung an den Leiter Rand

Diese Verdrängung an den Rand des Leiters bedeutet eine Verringerung des effektiven Querschnittes und somit eine Erhöhung des Wechselstromwiderstandes.

Die Eindringtiefe  $\delta$  bei 20 kHz lässt sich für einen massiven Kupfer-Rundleiter mit folgender Formel berechnen:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \gamma \cdot \mu}}$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \gamma \cdot \mu_r \cdot \mu_0}} = \sqrt{\frac{2}{2 \cdot \pi \cdot 20000 \cdot 57 \cdot (1 - 6,4 \cdot 10^{-6}) \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}} = \quad (4.149)$$

$$= 0,47 \text{ mm}$$

EhK.:  $\sqrt{\frac{1}{\frac{1}{s} \cdot \frac{m}{\Omega \cdot mm^2} \cdot \frac{Vs}{Am}}} = \sqrt{mm^2} = mm$

Da dieser Effekt allgemein bekannt ist wurde schon im Vorfeld darauf geachtet, dass geeignete Materialien, die hochfrequenztauglich sind zur Verwendung kommen. In diesem Fall betrifft dies hauptsächlich die Primärwicklung bei der eine Hochfrequenzlitze ausgewählt wurde, die laut Herstellerangabe für eine Frequenz von 20 kHz ausgelegt ist und somit die Verluste gering gehalten werden.

#### 4.12 Betrachtung der Stromverdrängung mit ELEFANT 2D

Da zu Anfangs geplant war anstatt einer HF-Litze eine massive Kupferfolie mit 80 mm Breite und einer Stärke von 0,1 mm als Primärwicklung zu verwenden, wird um die Stromverdrängung zu betrachten eine vereinfachte Nachbildung der Wicklung in dem Programm ELEFANT 2D vorgenommen. ELEFANT steht für ELEctromagnetic Field ANALysis Tool. Folgend wird ein zeitharmonisches Wirbelstromproblem simuliert. Zuerst wird der Kern rotations-symmetrisch mit den Primärwindungen nachgebildet. Um das Stromgleichgewicht zu erhalten ist eine Sekundärwicklung hinzugefügt worden, die in diesem Fall mittels einer idealen Quelle gebildet wurde.

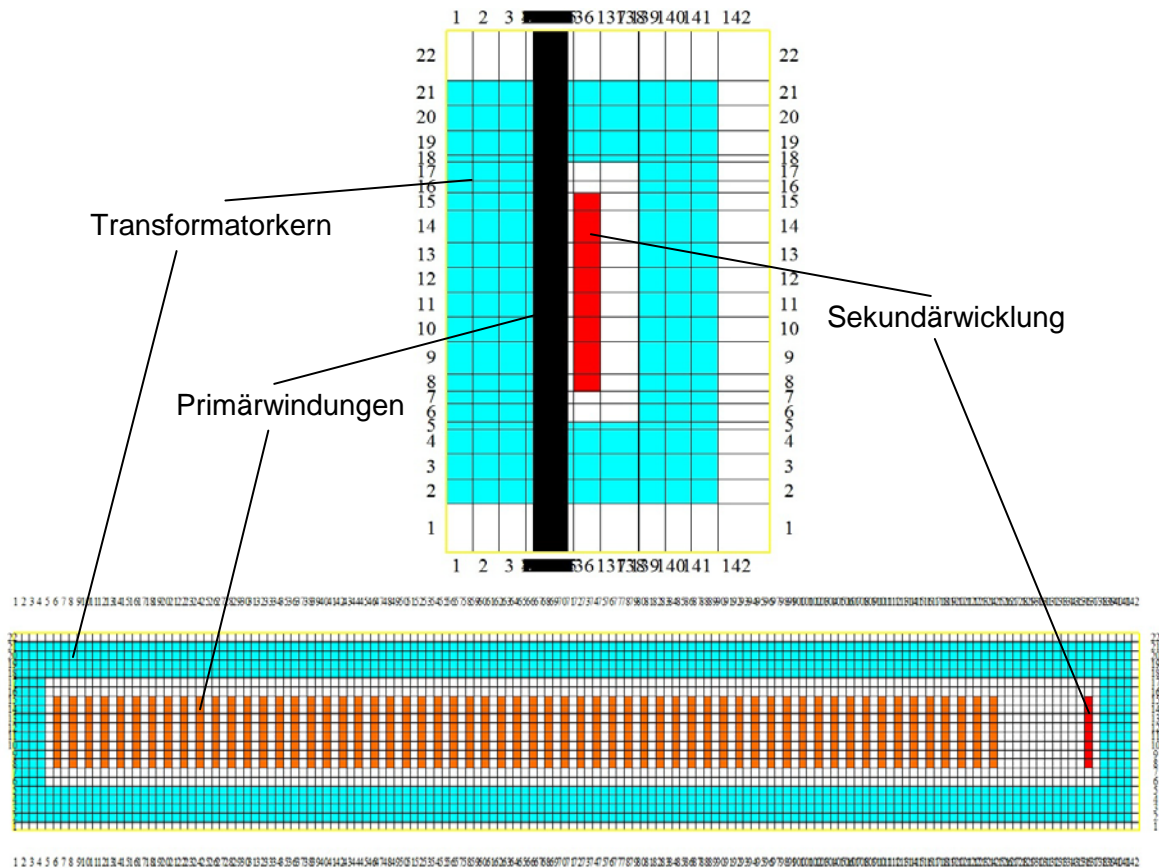


Abbildung 27: Nachbildung des Transformator-Model in ELEFANT 2D



Jede der 60 modellierten Windungen stellt für sich eine eigene Quelle dar. Alle Windungen werden vom gleichen Strom durchflossen, der mit 16 A festgelegt wird. Somit muss in der Sekundärwicklung ein Strom eingestellt werden, der das Stromgleichgewicht wieder herstellt. Dies wird damit erreicht, dass man einen Strom  $60 \text{ Wdgn} \cdot 16 \text{ A}$  also von 960 A mit einer Phasendrehung von  $180^\circ$  einprägt.

Da die Stromverdrängung mit höherer Frequenz steigt, wird mit einer Frequenz  $f = 20 \text{ kHz}$  simuliert.

An den Randbereichen wird eine feinere Struktur des Rasters modelliert, da man dort eine genauere Auflösung erzielen will.

#### 4.12.1 Verhalten der Streuflussdichte

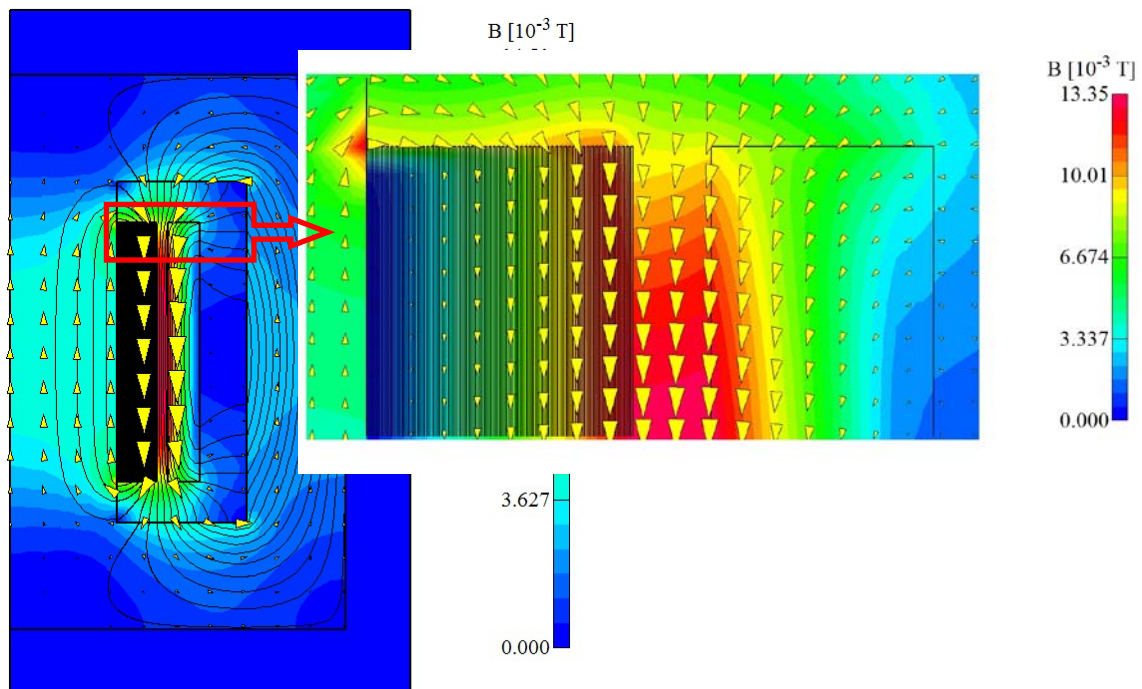


Abbildung 28: Darstellung der Streuflussdichte bei einer Frequenz von 20 kHz

In Abbildung 28 lässt sich sehr gut erkennen, dass sich die Streuflussdichte über die Wicklungen schließt. Die Feldlinien schließen sich nicht gänzlich über den Luftweg, da der Eisenkern einen geringeren magnetischen Widerstand als Luft hat und somit der Weg der Feldlinien durch den Kern verläuft.

### 4.12.2 Betrachtung der Stromdichte

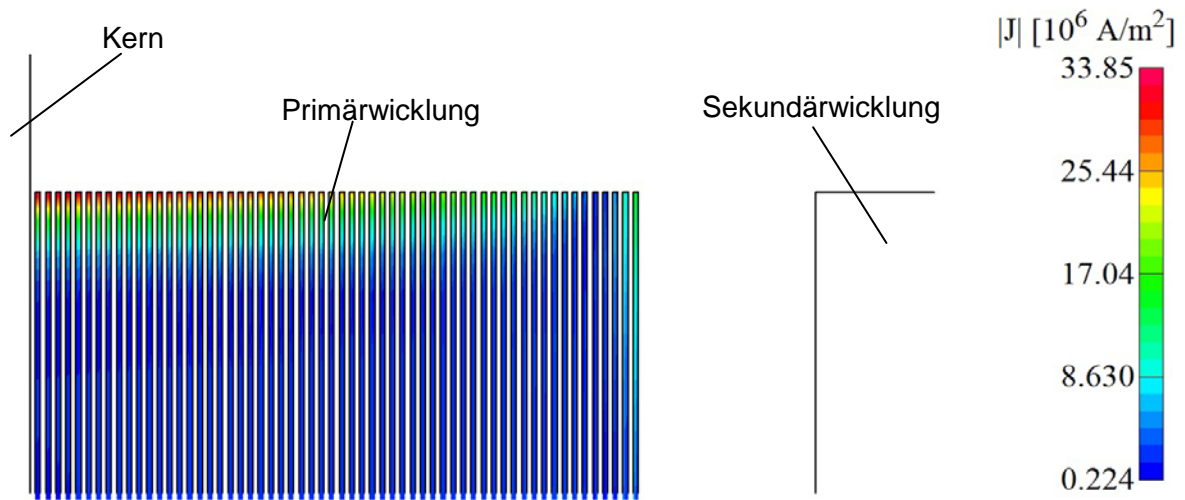


Abbildung 29: Darstellung der Stromdichte in den Primärwindungen bei  $f = 20 \text{ kHz}$

Die Stromverdrängung ist in Kernnähe deutlich zu erkennen, da dort vermehrt Streufeldlinien den Leiter umschließen. Gegen Ende der Wicklung stellt sich jedoch eine annähernd konstante Aufteilung des Stromes über den gesamten Leiterquerschnitt ein.

Verlauf der Stromdichte vom äußeren Rand der Wicklung zur Mitte hin:

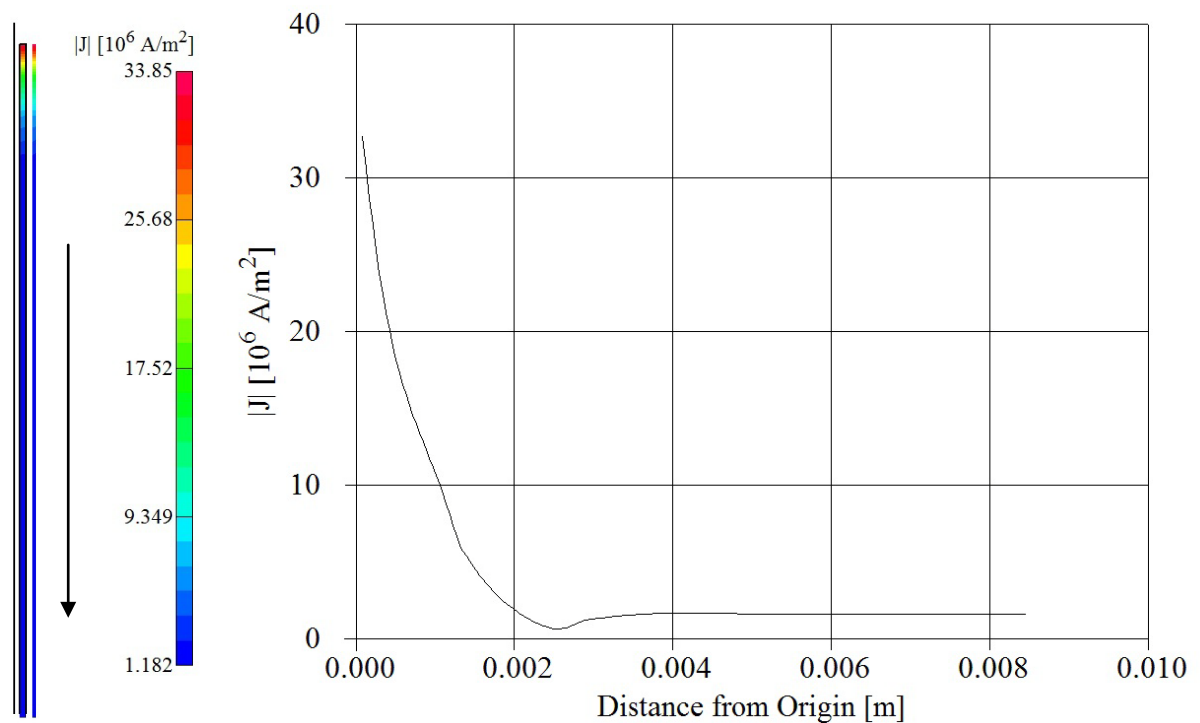


Abbildung 30: Intensität der Stromdichte vom Windungsrand zur Windungsmitte

## 4.13 Ermittlung der Transformatoreigenschaften durch Messung

Um herauszufinden, wie sich der Transformator verhält und ob dieser für hohe Frequenzen geeignet ist, wurde dieser vorerst mit einer Versuchswicklung als Sekundärwicklung ausgestattet. Diese Wicklung besteht aus einem herkömmlichen 1,5 mm<sup>2</sup> Litzendraht und hat gleiche Windungszahl wie die Primärwicklung.

Um die nötigen Informationen zu erhalten, wurde der Transformator im Leerlauf und Kurzschluss gemessen. Auf die Auswertung des Kurzschlussversuches mit der Testwicklung wird in dieser Arbeit verzichtet, da die ermittelten Werte für die Sekundärseite keinen Aufschluss über den richtig bewickelten Transformator geben.

Bei der Messung ist es wichtig, möglichst nahe an die Betriebspunkte des Transformators zu gelangen. Zu diesem Zweck wurden Versuche im Labor des Institutes für elektrische Antriebstechnik und Maschinen der Technischen Universität Graz durchgeführt, da dieses über einen stationären Prüfgenerator verfügt, welcher für diese Messungen geeignet ist.

Die Messdaten wurden mit einem Power Analyzer aufgenommen. Hierbei wurden alle Werte die für weitere Berechnungen nötig sind aufgezeichnet. Es wurden mittels Kanal 1 alle Primärmessdaten aufgenommen, sowohl die Effektivwerte als auch die Werte der Grundschwingung. Mit Kanal 2 wurden die Werte der Sekundärseite des Transformators aufgenommen, ebenfalls Effektivwerte und Grundschwingungswerte. Mit Kanal 3 wurde je ein Wert von der Primärseite als auch von der Sekundärseite gemessen um eine mögliche Phasendrehung des Transformators festzustellen.

### 4.13.1 Leerlaufversuch

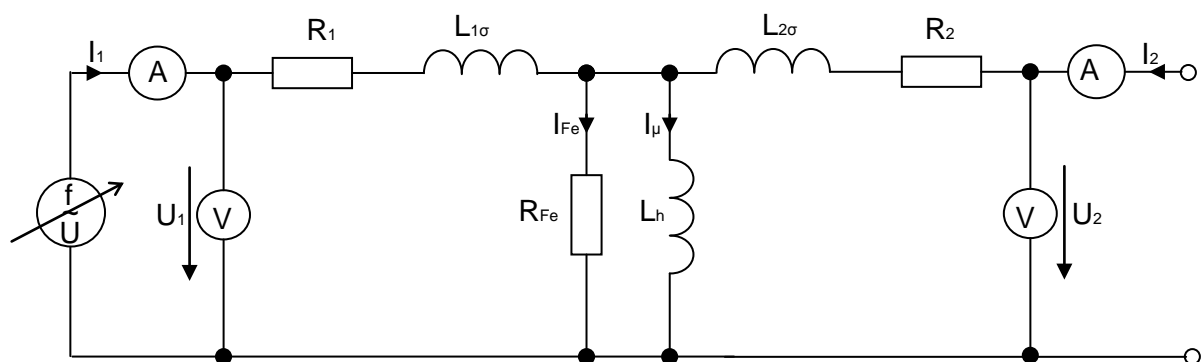


Abbildung 31: Versuchsanordnung für den Leerlaufversuch

Da ein gleiches Wicklungsverhältnis vorliegt und somit das Übersetzungsverhältnis des Transformators  $\ddot{u} = 1$  ist, wurde auf die üblicherweise „gestrichelten“ Sekundärgrößen verzichtet.

#### 4.13.2 Leerlaufmessung bei 500 Hz

Zunächst wurde eine Wertetabelle für eine Frequenz von 500 Hz aufgenommen.

Auszug aus Tabelle 36: Effektivwertmessung bei 500 Hz im Leerlauf

Nr.	$U_{1\text{eff}}$	$I_{1\text{eff}}$	$P_{1\text{eff}}$	$U_{2\text{eff}}$	$I_{2\text{eff}}$	$P_{2\text{eff}}$	f
	V	A	W	V	A	W	Hz
32	361,290	0,616	25,900	361,120	0,000	0,000	499,998
33	381,321	0,677	28,178	381,130	0,000	0,000	499,998
34	401,380	0,743	30,510	401,163	0,000	0,000	500,000

Tabelle 4: Auszug aus den Messdaten der Effektivwertmessung (LL 500 Hz)

Auszug aus Tabelle 37: Grundschiwingungswerte der Leerlaufmessung bei 500 Hz

Nr.	$U_{1_01}$	$I_{1_01}$	$P_{1_01}$	$U_{2_01}$	$I_{2_01}$	$P_{2_01}$
	V	A	W	V	A	W
32	361,278	0,609	25,901	361,107	0,000	0,000
33	381,308	0,668	28,181	381,117	0,000	0,000
34	401,367	0,732	30,514	401,150	0,000	0,000

Tabelle 5: Auszug aus den Messdaten der Grundschiwingungsmessung (LL 500 Hz)

Vergleicht man die Werte aus Tabelle 4 mit Tabelle 5, so kann man erkennen, dass der Prüfgenerator ein gutes Ausgangssignal bei 500 Hz liefert, da die Werte nahezu identisch sind.

Auszug aus Tabelle 38: Leistungswerte bei 500 Hz im Leerlauf

Nr.	$S_1$	$Q_1$	$S_2$	$Q_2$
	VA	var	VA	var
32	222,678	221,167	0,000	0,000
33	258,164	256,622	0,000	0,000
34	298,134	296,569	0,000	0,000

Tabelle 6: Auszug aus den Messdaten der Leistungsmessung (LL 500 Hz)

Auszug aus Tabelle 39: Sekundärspannung und Primärstrom im Leerlauf bei 500 Hz

Nr.	$U_{3\text{eff}}$	$I_{3\text{eff}}$	$P_{3\text{eff}}$	$\varphi_3$	$U_{3_01}$	$I_{3_01}$	$P_{3_01}$	$\varphi_{3_01}$
	V	A	W	°	V	A	W	°
32	361,041	0,617	25,833	83,339	361,029	0,610	25,836	83,257
33	381,048	0,678	28,096	83,752	381,035	0,669	28,101	83,669
34	401,078	0,743	30,413	84,145	401,065	0,733	30,422	84,059

Tabelle 7: Auszug aus den Messdaten der Sekundärspannung und des Primärstromes (LL 500 Hz)

$$U_3 \cong U_2 ; I_3 \cong I_1$$

#### 4.13.2.1 Berechnungen im Leerlauf bei 500 Hz

Mit dem Leerlaufversuch bestimmt man die Eisenverluste des Transformators und kann so auf den Eisenwiderstand  $R_{Fe}$  und die Hauptinduktivität  $L_h$  rückschließen.

Folgende Werte wurden berechnet:

$$\cos\varphi_1 = \frac{P_{1eff}}{U_{1eff} \cdot I_{1eff}} \quad (4.150)$$

$$\varphi_1 = \arccos(\cos\varphi_1) \text{ in } ^\circ \quad (4.151)$$

$$P_{Cu1} = \frac{I_{1eff}^2}{R_1} \text{ in } W \quad (4.152)$$

$$P_{Fe} = P_{1eff} - P_{Cu1} \text{ in } W \quad (4.153)$$

$$I_{Fe} = \frac{P_{Fe}}{U_{2eff} \cdot \cos(\varphi_{U2Fe})} \text{ in } A \quad (4.154)$$

$$R_{Fe} = \frac{U_2}{I_{Fe}} \text{ in } \Omega \quad (4.155)$$

$$I_\mu = \sqrt{I_{1eff}^2 - I_{Fe}^2} \text{ in } A \quad (4.156)$$

$$X_h = \frac{U_{2eff}}{I_\mu} \text{ in } \Omega \quad (4.157)$$

$$L_h = \frac{X_h}{\omega} \text{ in } H \quad (4.158)$$

Nr.	$\cos\varphi_1$	$\varphi_1$	$P_{Cu1}$	$P_{1eff}-P_{Cu1}$	$I_{Fe}$	$I_\mu$	$X_h$	$L_h$	$R_{Fe}$
	1	$^\circ$	W	W	A	A	$\Omega$	H	$\Omega$
32	0,116	83,320	0,017	25,884	0,072	0,612	589,910	0,187	4245,407
33	0,109	83,730	0,020	28,158	0,074	0,673	566,330		
34	0,102	84,120	0,024	30,486	0,076	0,739	542,938		

Tabelle 8: Auszug aus den Berechnungen der Effektivmessdaten

Die Werte wurden hier mit Beträgen ermittelt, da man weiß, dass sich der Transformator im Leerlauf induktiv verhält. Die Ergebnisse für  $L_h$  und  $R_{Fe}$  sind aus den drei, in Tabelle 8 angeführten Werten, gemittelt.

Da aus Tabelle 7 ersichtlich ist, dass zwischen  $I_{1eff}$  und  $U_{2eff}$  der gleiche Phasenwinkel  $\varphi$  wie bei  $I_{1eff}$  und  $U_{1eff}$  vorliegt, ist  $I_{Fe}$  in Phase mit  $U_{2eff}$  und  $\cos(\varphi_{U2Fe})$  ergibt sich zu  $\cos(0) = 1$ .

Auf die Berechnung der Leerlauf-Primärstreuung wird verzichtet, da man aus Tabelle 4 erkennt, dass zwischen  $U_{1eff}$  und  $U_{2eff}$  nur eine sehr geringe Differenz vorliegt, die dem Spannungsabfall an den Streugliedern entspricht. Außerdem sind die Streuverluste bei Last bzw. im Kurzschluss von größerer Bedeutung.

#### 4.13.2.2 Magnetisierungskennlinie bei 500 Hz

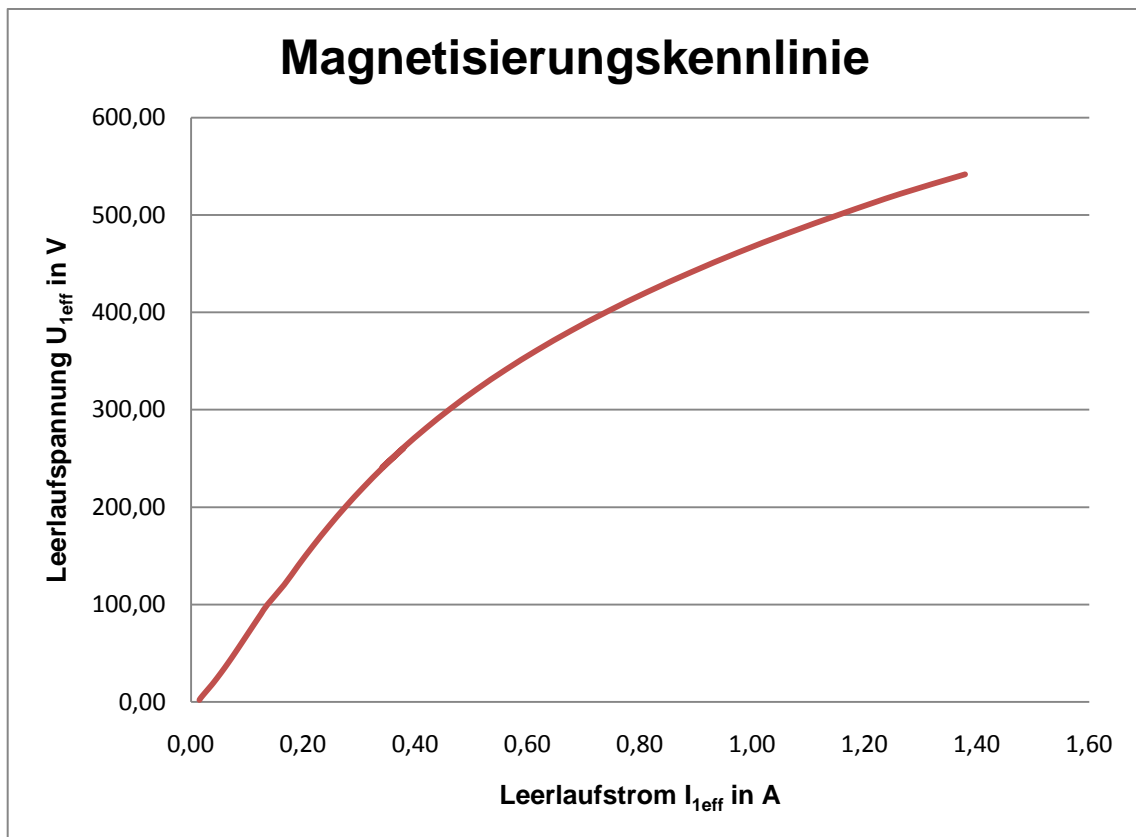


Diagramm 2: Strom-Spannungskennlinie im Leerlauf bei  $f = 500 \text{ Hz}$

Aus Diagramm 2 ist zu erkennen, dass die Magnetisierung des Transformators eher flach verläuft. Somit kann man daraus schließen, dass die Verluste zum Ummagnetisieren höher sind als bei einem steilen Anstieg der Kennlinie. Es ist ersichtlich, dass sich der Kern bei Nennspannung noch nicht in Sättigung befindet.

### 4.13.2.3 Zeigerdiagramm im Leerlauf bei 500 Hz

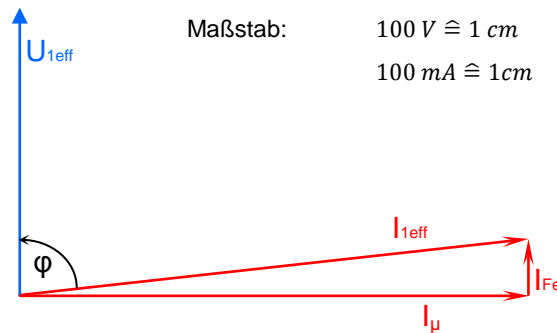


Abbildung 32: Zeigerdiagramm im Leerlauf bei Vernachlässigung der Leerlaufstromung

Die Werte für die Abbildung 31 wurden aus Tabelle 4 und 8 jeweils Nr. 33 entnommen. Die Achsenlage wurde mit Winkel  $0^\circ$  bei  $U_{1\text{eff}}$  angenommen.

### 4.13.3 Leerlaufmessung bei 19,5314 kHz

Der vom Institut für elektrische Antriebstechnik und Maschinen zur Verfügung gestellte Prüfgenerator lässt sich bezüglich der Auflösung der Verstärkerstufen diskret einstellen. Daher ergibt sich der Wert von 19,5314 kHz als maximal mögliche Frequenz bei qualitativ guter Auflösung der Ausgangsspannung.

Es werden ebenfalls Effektivwerte sowohl Grundschwingungswerte aufgenommen. Leider treten im unteren Messbereich Messfehler auf, die sich ungünstig auf die Auswertung der Magnetisierungskennlinie auswirken.

Nr.	$U_{1\text{eff}}$	$I_{1\text{eff}}$	$P_{1\text{eff}}$	$U_{2\text{eff}}$	$I_{2\text{eff}}$	$P_{2\text{eff}}$	f
	V	A	W	V	A	W	Hz
29	351,683	0,0218	2,2452	351,573	0,0042	0,0151	19531,40
30	369,217	0,0235	2,4793	369,089	0,0044	0,0167	19531,50
31	386,753	0,0246	2,7234	386,626	0,0047	0,0192	19531,50

Tabelle 9: Auszug aus Tabelle 40, Messdaten der Effektivwertmessung (LL 19,5314 kHz)

Nr.	$U_{1\_01}$	$I_{1\_01}$	$P_{1\_01}$	$U_{2\_01}$	$I_{2\_01}$	$P_{2\_01}$
	V	A	W	V	A	W
29	351,654	0,0100	2,2432	351,543	0,0042	0,0151
30	369,164	0,0106	2,4766	369,035	0,0044	0,0167
31	386,698	0,0112	2,7208	386,571	0,0047	0,0192

Tabelle 10: Auszug aus Tabelle 41, Messdaten der Grundschwingungsmessung (LL 19,5314 kHz)

Nr.	S <sub>1</sub>	Q <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	Q <sub>2</sub>
	VA	var	VA	var
29	7,6789	-7,3433	1,4898	-1,4897
30	8,6807	-8,3192	1,6424	-1,6423
31	9,5143	-9,1162	1,8027	-1,8026

Tabelle 11: Auszug aus Tabelle 42, Messdaten der Leistungsmessung (LL 19,5314 kHz)

Nr.	U <sub>3eff</sub>	I <sub>3eff</sub>	P <sub>3eff</sub>	φ <sub>3</sub>	U <sub>3_01</sub>	I <sub>3_01</sub>	P <sub>3_01</sub>	φ <sub>3_01</sub>
	V	A	W	°	V	A	W	°
29	351,855	0,000	0,000	undef.	351,825	0,000	0,000	undef.
30	369,388	0,000	0,000	undef.	369,334	0,000	0,0000	undef.
31	386,937	0,000	0,000	undef.	386,882	0,000	0,0000	undef.

Tabelle 12: Auszug aus Tabelle 43, Messdaten der Effektivwert- und Grundschwingungsmessung von Primärstrom und Sekundärspannung (LL 19,5314 kHz)

Wie man aus den obigen Tabellen sehen kann wurde auf der Sekundärseite auch ein Strom, wenn auch nur ein sehr geringer, gemessen. Dies sollte im Leerlauf eigentlich nicht sein, jedoch kann dies bei hohen Frequenzen auf parasitäre Kapazitäten des Messaufbaus zurückzuführen sein.

Es sei hier auch erwähnt, dass eventuell auftretende negative Vorzeichen bei Leistungen durch einen vertauschten Anschluss des Strompfades entstanden sind.

Auch gab es bei der Messwernerfassung in Kanal 3 Probleme, obwohl am Messaufbau von der vorhergegangenen 500 Hz Prüfung nichts verändert wurde. Es wurde hier kein Strom gemessen und somit auch kein Phasenwinkel.

#### 4.13.3.1 Berechnungen im Leerlauf bei 19,5314 kHz

Die Berechnungen erfolgten identisch zu den Berechnungen des Leerlaufversuches bei 500 Hz.

Für die Effektivwerte ergibt sich:

Nr.	cosφ <sub>1</sub>	φ <sub>1</sub>	P <sub>cu1</sub>	P <sub>1eff</sub> - P <sub>cu1</sub>	I <sub>Fe</sub>	I <sub>μ</sub>	X <sub>h</sub>	L <sub>h</sub>	R <sub>Fe</sub>
	1	°	10 <sup>-5</sup> ·W	W	A	A	Ω	H	Ω
29	0,292	72,990	2,079	2,450	0,0064	0,0209	16837,94	0,13478	54962,1
30	0,286	73,400	2,410	2,479	0,0067	0,0225	16381,25		
31	0,286	73,370	2,639	2,723	0,0070	0,0236	16402,89		

Tabelle 13: Auszug aus den Berechnungen der Effektivmessdaten bei 19,5314 kHz



Für die Grundschiwungswerte ergibt sich:

Nr.	$\cos\varphi_1$	$\varphi_1$	$P_{Cu1}$	$\frac{P_{1eff}}{P_{Cu1}}$	$I_{Fe}$	$I_{\mu}$	$X_h$	$L_h$	$R_{Fe}$
	1	°	$10^{-6} \cdot W$	W	A	A	$\Omega$	H	$\Omega$
29	0,637	50,440	4,373	2,243	0,0064	0,0077	45543,00	0,36545	55002,01
30	0,632	50,810	4,916	2,477	0,0067	0,0082	44849,91		
31	0,626	51,220	5,502	2,721	0,0070	0,0088	44151,72		

Tabelle 14: Auszug aus den Berechnungen der Grundschiwungsmessdaten bei 19,5314 kHz

Es ist deutlich zu erkennen, dass zwischen Effektivwert- und Grundschiwungsmessung Unterschiede auftreten. Der Strom der Grundschiwungsmessung weicht deutlich von dem der Effektivwertmessung ab. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die vom Generator gelieferte Spannung bei dieser Frequenz kein reiner Sinus mehr ist sondern sehr stark oberwellenbehaftet ist.

#### 4.13.3.2 Strom-Spannungskennlinie bei 19,5314 kHz

Bei der Auswertung der Grundschiwungswerte ergibt sich folgende Strom-Spannungskennlinie

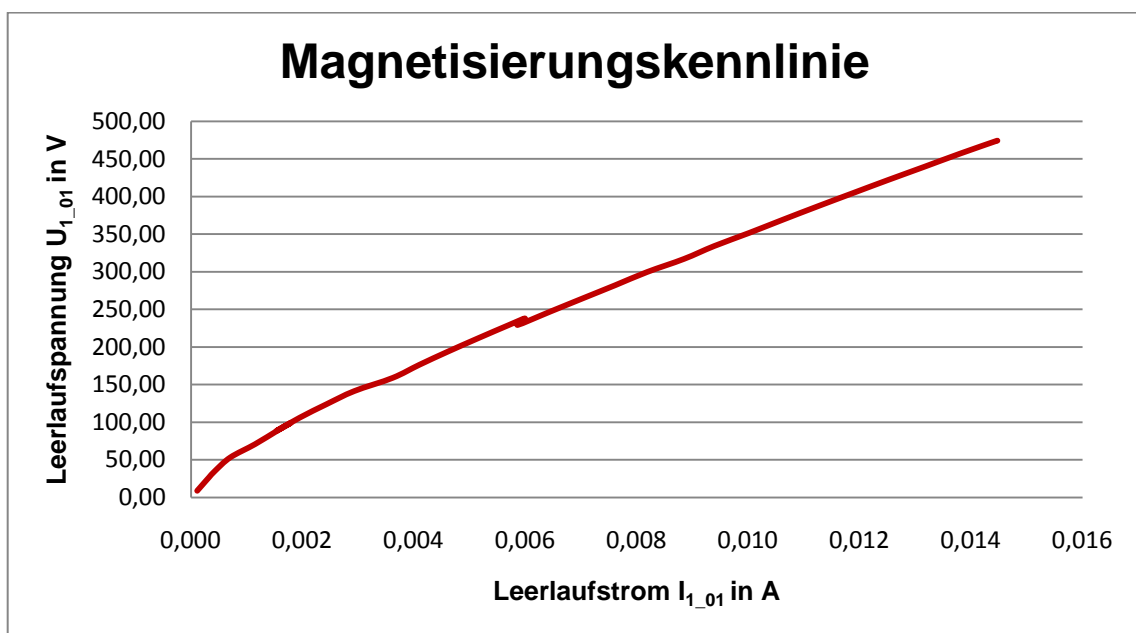
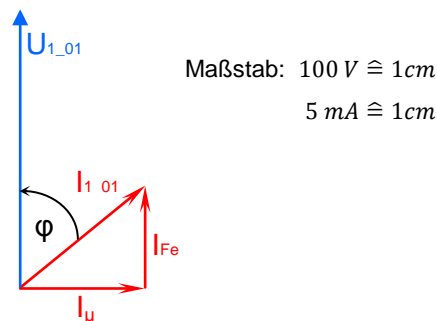


Diagramm 3: Magnetisierungskennlinie aufgrund der Grundschiwungsmessung (LL 19,5314 kHz)

Man sieht deutlich in Diagramm 3, dass es aufgrund von Oberschwingungen keine Fehler in der Messwerterfassung gab. Der Knick in Diagramm 3 kommt daher, dass hier die Datenaufnahme unterbrochen und nochmals gestartet wurde. Man erkennt im Diagramm einen relativ flachen, sehr geradlinigen Anstieg der Magnetisierung. Es ist kein Sättigungsverhalten zu erkennen.

#### 4.13.3.3 Zeigerdiagramme im Leerlauf bei 19,5314 kHz

Für die Grundschnungswerte ergibt sich:



**Abbildung 33: Zeigerdiagramme des Leerlaufs der Effektiv- und Grundschnungswerte bei 19,5314 kHz. Werte aus Tabelle 9,10,13,14 jeweils Nr. 30**

Auf die Effektivwerte wird hier nicht näher eingegangen, da die vom Prüfgenerator ausgegebene Spannung bei der hohen Frequenz Oberschwingungsbehaftet ist.

#### 4.13.4 Kurzschlussversuch

Der Kurzschlussversuch wurde sowohl mit der Testwicklung als auch mit der endgültigen Sekundärwicklung durchgeführt. Um die tatsächlichen Streureaktanzen zu ermitteln, wurde der Kurzschlussversuch mit der realen Sekundärwicklung ausgewertet. Die Messung erfolgte unter gleichen Voraussetzungen wie die Leerlaufmessung.

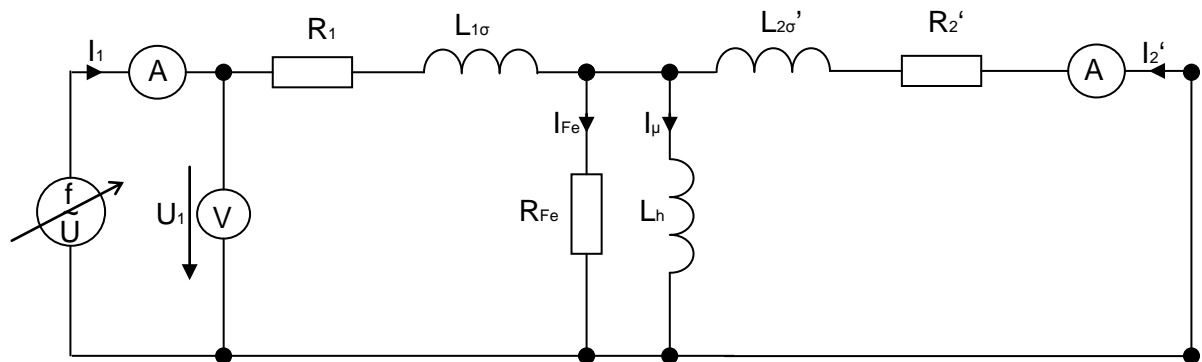


Abbildung 34: Messaufbau des Kurzschlussversuches

Vereinfacht man das Ersatzschaltbild im Kurzschluss gelangt man zur folgenden Darstellung

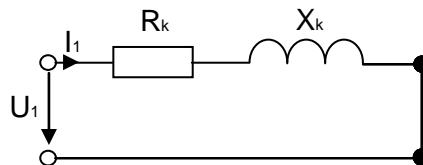


Abbildung 35: Vereinfachtes Ersatzschaltbild im Kurzschluss mit zusammengefassten Streugliedern

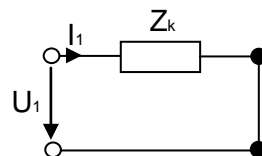


Abbildung 36: Ersatzschaltbild mit zusammengefasster Kurzschlussimpedanz  $Z_k$

#### 4.13.5 Kurzschlussmessung bei 19,5314 kHz

Vorerst wird die Auflösung des Spannungssignals eingestellt und herausgefunden, welchen Strom man mit der maximal einstellbaren Spannung dieser Stufe treiben kann. Danach wird der höchste Spannungswert eingestellt und die Messreihe bis annähernd Wert Null aufgenommen.

Es wird der Messpunkt, der dem primären Nennstrom am nächsten kommt aus der Datenreihe herausgegriffen.

Die gemessene Sekundärspannung ist lediglich die Primärspannung die auch auf die Eingänge des Kanals für die Sekundärmesswerte angeschlossen wird um eine Phasendrehung zwischen Primär- und Sekundärgrößen feststellen zu können.

Auszug aus Tabelle 44: Effektivwerte im Kurzschluss bei 19,5314 kHz

Nr.	U1eff	I1eff	P1eff	U2eff	I2eff	P2eff	f
	V	A	W	V	A	W	Hz
1	219,257	14,103	179,669	219,203	0,457	6,642	19531,4

Tabelle 15: Auszug aus den Messdaten der Effektivwertmessung (KS 19,5314 kHz)

Auszug aus Tabelle 45: Grundsicherungswerte bei 19,5314 kHz im Kurzschluss

Nr.	U <sub>1_01</sub>	I <sub>1_01</sub>	P <sub>1_01</sub>	U <sub>2_01</sub>	I <sub>2_01</sub>	P <sub>2_01</sub>
	V	A	W	V	A	W
1	219,130	12,914	178,452	219,076	0,457	6,632

Tabelle 16: Auszug aus den Messdaten der Grundsicherungsmessung (KS 19,5314 kHz)

Auszug aus Tabelle 46: Leistungsmesswerte bei 19,5314 kHz im Kurzschluss

Nr.	S <sub>1</sub>	Q <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	Q <sub>2</sub>
	VA	var	VA	var
1	3092,080	3086,850	100,231	100,010

Tabelle 17: Auszug aus den Messdaten der Leistungsmessung (KS 19,5314 kHz)

#### 4.13.5.1 Berechnungen im Kurzschluss bei 19,5314 kHz

Mit dem Kurzschlussversuch lassen sich die Längskomponenten des Transformatorersatzschaltbildes bestimmen. Somit erhält man Aufschluss über die Streuglieder. Weiters bestimmt man die relative Kurzschlussspannung und den Nennkurzschlussstrom. Es wurde hier ebenfalls mit Beträgen gerechnet. Der Transformator ist als induktiv zu betrachten. Die Berechnungen wurden zwar für die Effektivmesswerte sowie für die Grundsicherungsmesswerte durchgeführt, es sollten aber die errechneten Werte für die Grundsicherung betrachtet werden, da die Effektivmesswerte überschwingungsbehaftet sind.

$$\cos \varphi_k = \frac{P_{1eff}}{U_{1eff} \cdot I_{1eff}} \quad (4.159)$$

$$\varphi_k = \arccos(\cos \varphi_k) \text{ in } ^\circ \quad (4.160)$$

$$\ddot{u} = \frac{N_S}{N_P} \quad (4.161)$$

$$I_0 = \sqrt{I_{\mu}^2 + I_{Fe}^2} \text{ in A} \quad (4.162)$$

$$Z_k = \frac{S_k}{I_{1eff}^2} = \sqrt{R_k^2 + X_k^2} \text{ in } \Omega \quad (4.163)$$

$$R_k = \frac{P_{1eff}}{I_{1eff}^2} = \sqrt{Z_k^2 - X_k^2} = R_1 + R'_2 \text{ in } \Omega \quad (4.164)$$

$$X_k = \frac{Q_1}{I_{1eff}^2} = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2} = X_{1\sigma} + X'_{2\sigma} \text{ in } \Omega \quad (4.165)$$

$$R_1 \approx R'_2 \text{ in } \Omega \quad (4.166)$$

$$X_{1\sigma} \approx X'_{2\sigma} \text{ in } \Omega \quad (4.167)$$

$$R_2 = R'_2 \cdot \left(\frac{N_S}{N_P}\right)^2 \text{ in } \Omega \quad (4.168)$$

$$X_{2\sigma} = X'_{2\sigma} \cdot \left(\frac{N_S}{N_P}\right)^2 \text{ in } \Omega \quad (4.169)$$

$$L_{1\sigma} = \frac{X_{1\sigma}}{\omega} \text{ in H} \quad (4.170)$$

$$L'_{2\sigma} = \frac{X'_{2\sigma}}{\omega} \text{ in H} \quad (4.171)$$

$$L_{2\sigma} = \frac{X_{2\sigma}}{\omega} \text{ in H} \quad (4.172)$$

$$U_X = X_k \cdot I_{1eff} \text{ in V} \quad (4.173)$$

$$U_R = R_k \cdot I_{1eff} \text{ in V} \quad (4.174)$$

$$u_k = \frac{U_{1eff}}{U_{1N}} \cdot 100 \text{ in } \% \quad (4.175)$$

Auswertung der Effektivmesswerte:

Nr.	$\cos\varphi_k$	$\varphi_k$	$R_k$	$X_k$	$Z_k$
		°	$\Omega$	$\Omega$	$\Omega$
1	0,058	86,669	0,903	15,521	15,547

Tabelle 18: Auswertung der Kurzschlussgrößen der Effektivmesswerte (KS 19,5314 kHz)

Nr.	$R_1$	$R_2$	$X_{1\sigma}$	$L_{1\sigma}$	$X_{2\sigma}$	$L_{2\sigma}$
	$\Omega$	$\Omega$	$\Omega$	$10^{-5}$ H	$\Omega$	$10^{-2}$ H
1	0,452	344,951	7,761	6,324	5926,526	4,829

Tabelle 19: Auswertung der Streuglieder der Effektivmesswerte (KS 19,5314 kHz)

Nr.	$u_k$	$U_R$	$U_x$	$\ddot{u}$
	%	V	V	
1	59,630	12,740	218,887	27,6

Tabelle 20: Auswertung der Spannungen der Effektivmesswerte (KS 19,5314 kHz)

Auswertung der Grundschwingungsmesswerte:

Nr.	$\cos\varphi_k$	$\varphi_k$	$R_k$	$X_k$	$Z_k$
		°	$\Omega$	$\Omega$	$\Omega$
1	0,063	86,385	1,070	18,508	18,539

Tabelle 21: Auswertung der Kurzschlussgrößen der Grundschwingungsmesswerten (KS 19,5314 kHz)

Nr.	$R_1$	$R_2$	$X_{1\sigma}$	$L_{1\sigma}$	$X_{2\sigma}$	$L_{2\sigma}$
	$\Omega$	$\Omega$	$\Omega$	$10^{-5}$ H	$\Omega$	$10^{-2}$ H
1	0,535	408,554	9,254	7,541	7067,144	5,759

Tabelle 22: Auswertung der Streuglieder der Grundschwingungsmesswerten (KS 19,5314 kHz)

Nr.	$u_k$	$U_R$	$U_x$	$\ddot{u}$
	%	V	V	
1	59,581	13,818	239,024	27,6

Tabelle 23: Auswertung der Spannungen der Grundschwingungsmesswerten (KS 19,5314 kHz)

### 4.13.5.2 Darstellung der Strom-Spannungskennlinie im Kurzschluss bei 19,5314 kHz

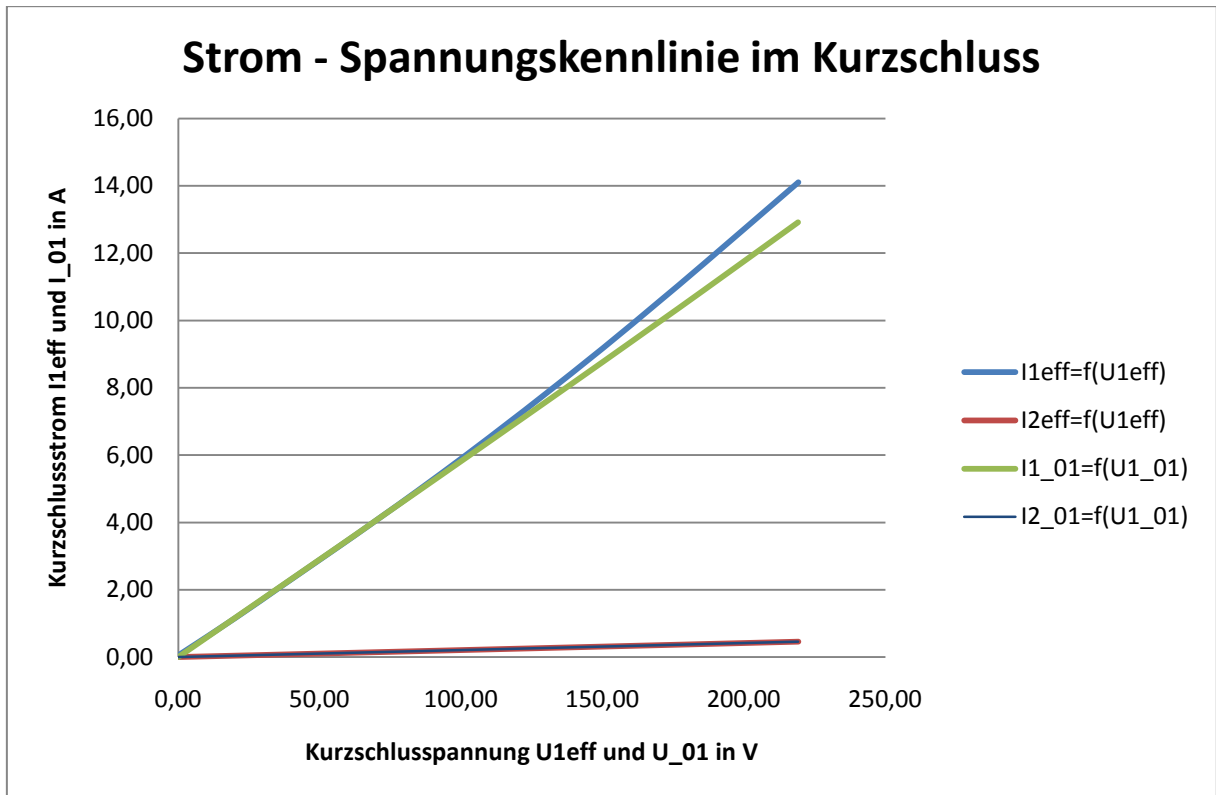


Diagramm 4: Verlauf der Effektivwerte sowie der Grundschiebungswerte von Strom und Spannung (KS 19,5314 kHz)

Die Kennlinien zeigen ein sehr gutes lineares Verhalten von Primärspannung zu Primärstrom sowie Primärspannung zu Sekundärstrom. In dem Diagramm wurden die Grundschiebungswerte und die Effektivwerte gemeinsam eingetragen und es ist deutlich ersichtlich, dass diese nur geringfügig voneinander abweichen. Bei der Kennlinie für die Effektivmesswerte von Primärstrom und Primärspannung zeichnet sich eine leichte Krümmung ab. Diese ist dadurch erklärbar, dass der zur Messung verwendete Prüfgenerator bei dieser Frequenz eine überschwingungsbehafteten Ausgangsgröße liefert.

### 4.13.5.3 Zeigerdiagramm im Kurzschluss bei 19,5413 kHz

Maßstab:  $100\text{ V} \cong 5\text{ cm}$   
 $10\text{ A} \cong 1\text{ cm}$

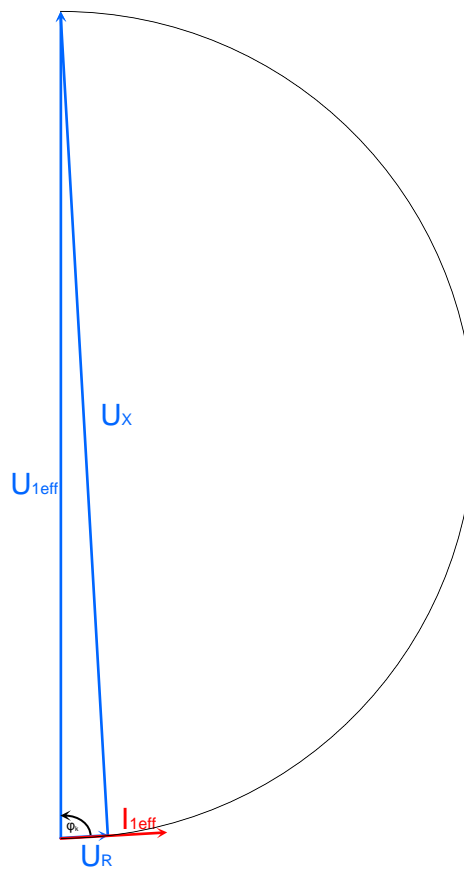


Abbildung 37: Kurzschlusszeigerdiagramm bei 19,5314 kHz.  
 Werte aus Tabelle 15, 18, 20

Das Zeigerdiagramm der Grundschwingungswerte wurde nicht separat dargestellt, da die Werte nur geringfügig voneinander abweichen.



#### 4.13.6 Kurzschlussmessung bei 500 Hz

Auszug aus Tabelle 47: Effektivmesswerte im Kurzschluss bei 500 Hz

Nr.	$U_{1\text{eff}}$	$I_{1\text{eff}}$	$P_{1\text{eff}}$	$U_{2\text{eff}}$	$I_{2\text{eff}}$	$P_{2\text{eff}}$	f
	V	A	W	V	A	W	Hz
4	7,249	15,743	27,618	7,249	0,569	1,001	499,998

Tabelle 24: Auszug aus den Messdaten der Effektivwertmessung (KS 500 Hz)

Auszug aus Tabelle 48: Grundsicherungsmesswerte bei 500 Hz im Kurzschluss

Nr.	$U_{1_01}$	$I_{1_01}$	$P_{1_01}$	$U_{2_01}$	$I_{2_01}$	$P_{2_01}$
	V	A	W	V	A	W
4	7,248	15,742	27,615	7,248	0,569	1,001

Tabelle 25: Auszug aus den Messdaten der Grundsicherungsmessung (KS 500 Hz)

Auszug aus Tabelle 49: Leistungsmesswerte im Kurzschluss bei 500 Hz

Nr.	$S_1$	$Q_1$	$S_2$	$Q_2$
	VA	var	VA	var
4	114,115	110,722	4,126	4,003

Tabelle 26: Auszug aus den Messdaten der Leistungsmessung (KS 500 Hz)

##### 4.13.6.1 Berechnung bei 500 Hz

Die Berechnungen erfolgten identisch zu den Berechnungen des Kurzschlussversuches bei 19,5413 Hz.

Auswertung der Effektivmesswerte:

Nr.	$\cos\varphi_k$	$\varphi_k$	$R_k$	$X_k$	$Z_k$
		°	$\Omega$	$\Omega$	$\Omega$
4	0,242	75,994	0,111	0,447	0,460

Tabelle 27: Auswertung der Kurzschlussgrößen der Effektivmesswerte (KS 500 Hz)

Nr.	$R_1$	$R_2$	$X_{1\sigma}$	$L_{1\sigma}$	$X_{2\sigma}$	$L_{2\sigma}$
	$\Omega$	$\Omega$	$\Omega$	$10^{-5}$ H	$\Omega$	$10^{-2}$ H
4	0,056	42,550	0,223	7,110	170,585	5,430

Tabelle 28: Auswertung der Streuglieder der Effektivmesswerte (KS 500 Hz)

Nr.	$u_k$	$U_R$	$U_x$	$\ddot{u}$
	%	V	V	
4	1,971	1,754	7,033	27,78

Tabelle 29: Auswertung der Spannungen der Effektivmesswerte (KS 500 Hz)



Auswertung der Grundschwingungsmesswerte:

Nr.	$\cos\varphi_k$	$\varphi_k$	$R_k$	$X_k$	$Z_k$
		°	$\Omega$	$\Omega$	$\Omega$
4	0,242	75,994	0,111	0,447	0,460

Tabelle 30: Auswertung der Kurzschlussgrößen der Grundschwingungsmesswerte (KS 500 Hz)

Nr.	$R_1$	$R_2$	$X_{1\sigma}$	$L_{1\sigma}$	$X_{2\sigma}$	$L_{2\sigma}$
	$\Omega$	$\Omega$	$\Omega$	$10^{-5}$ H	$\Omega$	$10^{-2}$ H
4	0,056	42,549	0,223	7,111	170,598	5,430

Tabelle 31: Auswertung der Streuglieder der Grundschwingungsmesswerte (KS 500 Hz)

Nr.	$u_k$	$U_R$	$U_x$	$\ddot{u}$
	%	V	V	
4	1,971	1,754	7,033	0,036

Tabelle 32: Auswertung der Spannungen der Grundschwingungsmesswerte (KS 500 Hz)

Vergleicht man die im Kurzschluss berechneten Werte, so ist ersichtlich, dass bei einer Frequenz von 500 Hz sehr viel weniger Kurzschlussspannung aufgebracht werden muss, um den Nennstrom zu treiben.

### 4.13.6.2 Darstellung der Strom-Spannungskennlinie im Kurzschluss bei 500 Hz

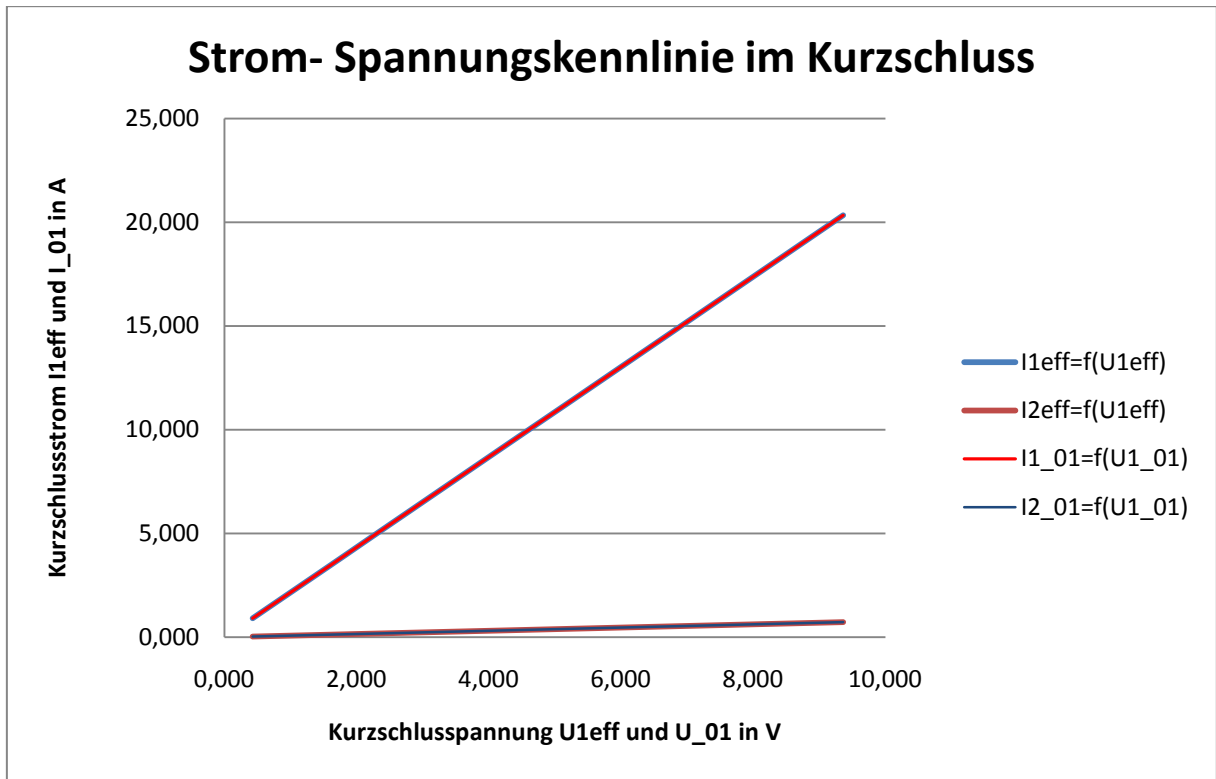


Diagramm 5: Verlauf der Effektivwerte sowie der Grundschiebungswerte von Strom und Spannung (KS 500 Hz), Werte aus Tabelle 44, 45

### 4.13.6.3 Zeigerdiagramm im Kurzschluss bei 500 Hz

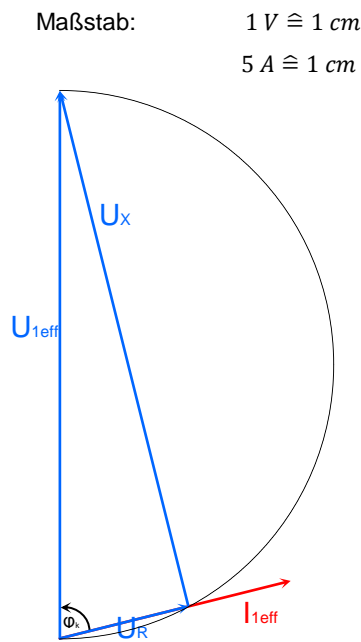


Abbildung 38: Kurzschlusszeigerdiagramm bei 500 Hz. Werte aus Tabelle 24, 27, 29

#### 4.13.7 Resonanzverhalten des Transformators im Leerlauf

Da beim Leerlaufversuch des fertig gewickelten Transformators eine Spannungsüberhöhung bei ca. 20 kHz aufgefallen ist, sind Primär- und Sekundärspannungswerte in Abhängigkeit der Frequenz gemessen worden. Es stellt sich heraus, dass aufgrund des Aufbaus die Streuglieder eine Resonanz bilden. Die Frequenz, bei der diese auftritt kann man näherungsweise mit der sekundären Streukapazität und der Streuinduktivität ermitteln.

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_\sigma \cdot C_2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{150 \cdot 10^{-3} \cdot 6,5111 \cdot 10^{-10}}} = 16,10 \text{ kHz} \quad (4.176)$$

$$\text{EhK.: } \frac{1}{\sqrt{\frac{V \cdot s \cdot A \cdot s}{A \cdot V}}} = \frac{1}{\sqrt{s^2}} = \frac{1}{s} = \text{Hz}$$

Die hohe Spannung sekundärseitig wird bei diesem Versuch mittels eines Hochspannungstastkopfes, der auch für hohe Frequenzen geeignet ist an einem Oszilloskop gemessen.

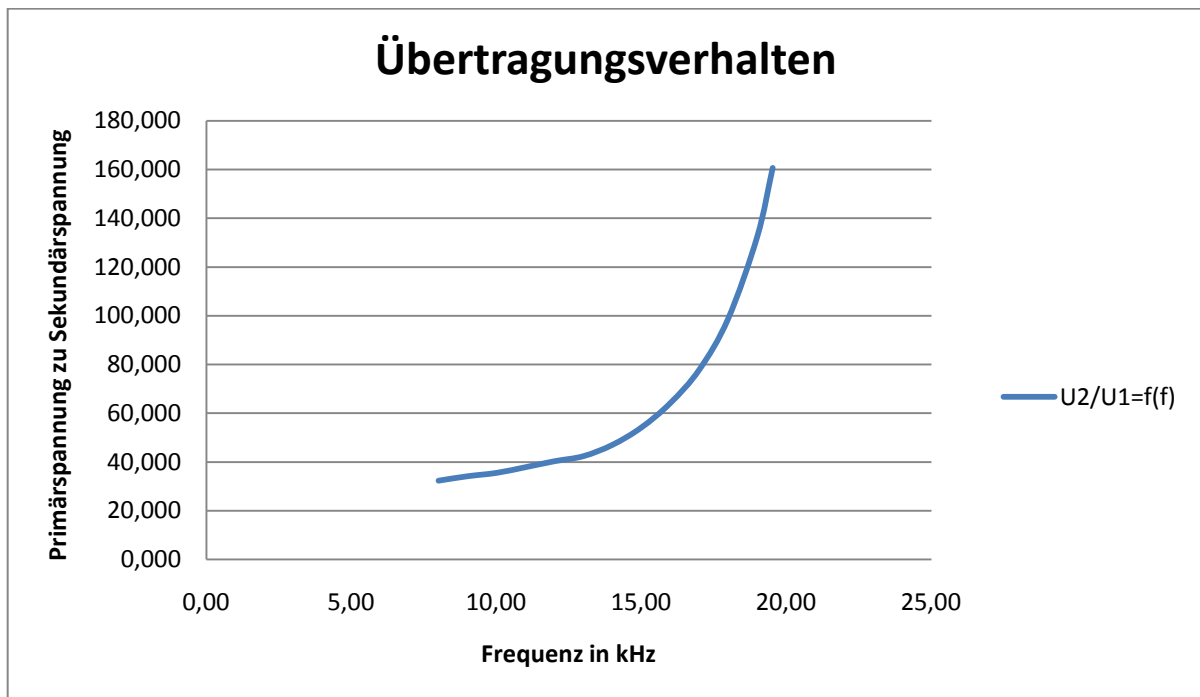


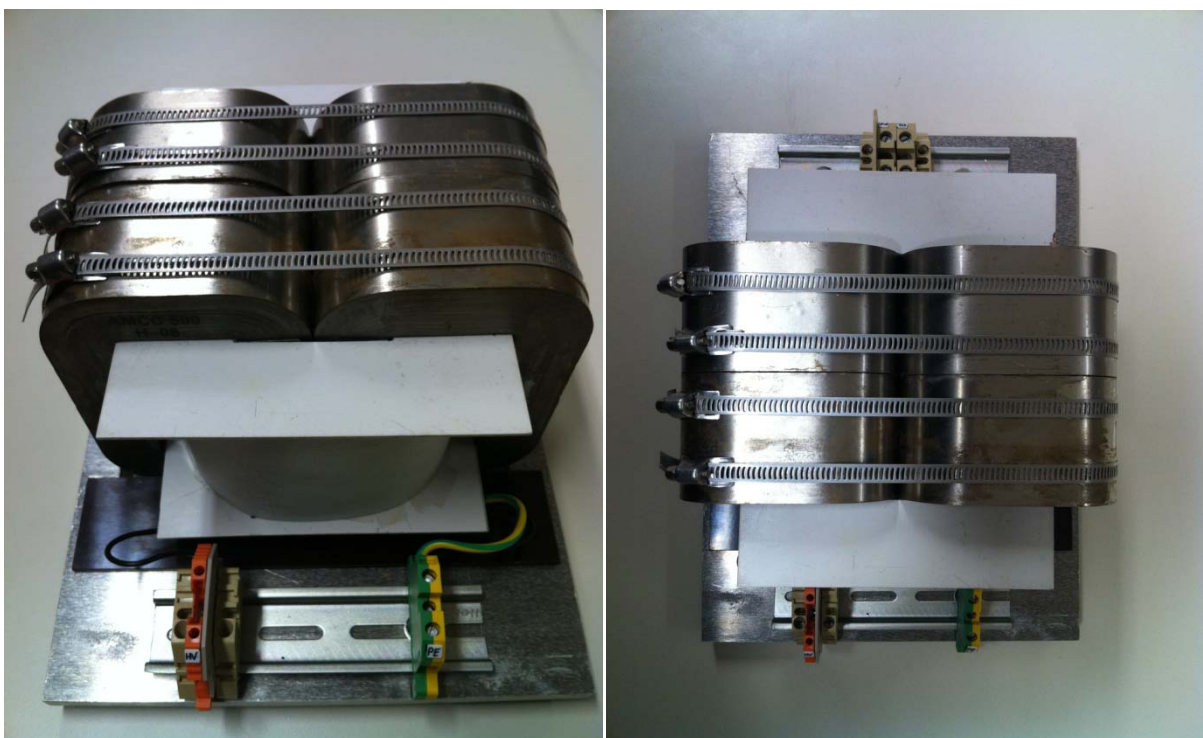
Diagramm 6: Übertragungsverhalten des Transformators im Leerlauf in Abhängigkeit der Frequenz

Vergleicht man den Verlauf der gemessenen Werte mit der angenäherten Resonanzfrequenz  $f_r$  so ist dieser Wert durchaus plausibel.

Die Werte für das Diagramm 7 sind aus Tabelle 50 entnommen.

## 5 Zusammenfassung und Ergebnisse

Der Transformator wurde anhand der in Punkt 4.3 berechneten Daten gefertigt. Der Spulenkörper trägt die mit HF-Litze gewickelte Primärwicklung umgeben von Schirm- und Isolierfolie. Darüber sitzt die Sekundärwicklung welche mit doppelt isoliertem Kupferlackdraht gefertigt wurde. Der Spulenkörper wird von insgesamt 8 C-Profilen der POWERLITE® AMCC 500 Serie umschlossen, welche mittels Metallspannbändern auf eine Aluminiumgrundplatte gepresst werden. Weiters wurden auf die Grundplatte Anschlussklemmen angebracht. Die HF-Litze wurde mit einem speziellen Abbeizmittel an den Enden abisoliert, um eine gute Stromaufteilung in den Einzelleitern zu gewährleisten.



**Abbildung 39: Transformator: Sekundäranschlussklemmen (links); Ansicht von oben (rechts)**

Der Transformator wurde, wie in Punkt 4.13 beschrieben, ausgemessen und die Daten ausgewertet.

Die Ergebnisse der Messungen bestätigen weitestgehend die vorangegangenen Abschätzungen und Berechnungen, wie in Tabelle 33 gezeigt wird.

Durch die Materialeigenschaften des ausgewählten Kernes und der ansonsten eher unerwünschten parasitären Effekte des Transformators wird nun keine Filteranordnung zwischen dem Ausgang der Vollbrücke und dem Transformatoreingang benötigt. Dies beruht darauf, dass der Kern nicht in der Lage ist, die hochfrequenten Pulse der PWM zu übertragen. Auch die Kombination aus Streuinduktivitäten und parasitären Kapazitäten, vor allem von der Sekundärwicklung, tragen zu einer Filterung bei.

Ausgangssignale:

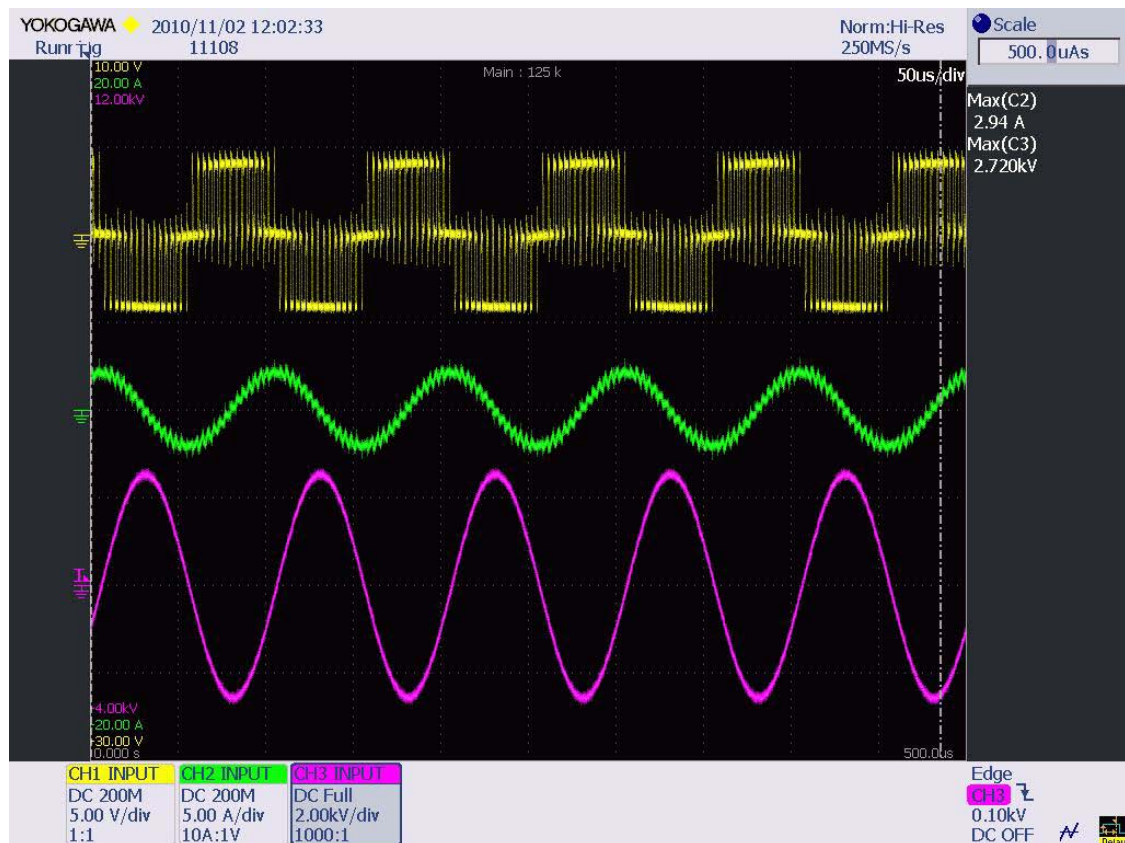


Abbildung 40: Ausgangsspannung des Transformators bei Speisung mit PWM-Verstärker [14]

Abbildung 41 zeigt das Verhalten von Eingangs- zu Ausgangsspannung des Transformators. Mit Ch1 (gelb) ist die Ausgangsspannung der Vollbrücke dargestellt, Ch2 (grün) zeigt den Primärstrom des Transformators, Ch3 (violett) misst die Sekundärspannung des Transformators. Dieses Oszillogramm wurde bei einer Frequenz von 10 kHz aufgenommen. Die Ausgangsspannung der Vollbrücke wurde mit einem Differenzastkopf mit Teilungsverhältnis 20:1 gemessen, somit ergibt sich eine maximale Spannung von ca. 100V. Die Messwerte von Ch2 und Ch3 sind direkt aus dem Oszillogramm ablesbar.

Die erwähnten Streuglieder haben auch zur Folge, dass der Transformator im Leerlauf eine Resonanzstelle, die sich sehr deutlich im Nutzfrequenzbereich abbildet (Diagramm 6), aufweist. Weiters ergibt sich durch die hohe sekundäre Streukapazität eine hohe Stromaufnahme im Leerlauf bei höheren Frequenzen.

## 5.1 Gegenüberstellung von Berechnung und Messung

### 5.1.1 Primärinduktivität und Hauptinduktivität

Nr.	Kapitel	Art der Ermittlung		$L_p$	$L_h$
				H	H
1	4.5.1	Magnetkreisapproximation		0,071	0,067
2	4.6.3	LL-Versuch bei 50 Hz		0,145	0,143
3	4.8.2	LL-Versuch bei 50 Hz mit Wattmeter		0,189	0,180
4	4.9	RLC-Messbrücke-LL	50 Hz	0,137	-
			500 Hz	0,102	-
			20 kHz	0,132	-
5	4.13.2	LL-Versuch bei 500 Hz		-	0,187
6	4.13.3	LL-Versuch bei 19,5314 kHz	Effektiv	-	0,135
			Grundschiwingung	-	0,366

Tabelle 33: Gegenüberstellung der Primär- und Hauptinduktivitätswerte

### 5.1.2 Leistungen im Leerlauf

Die bei Messung im Leerlauf aufgenommene Leistung  $P_0$  entspricht annähernd den Kernverlusten  $P_{Fe}$ , da die Kupferverluste aufgrund der geringen Stromaufnahme vernachlässigbar sind.

$$P_0 \approx P_{Fe}$$

Nr.	Kapitel	Art der Ermittlung		$P_0$	$P_{Fe}$
				W	W
1	4.6.3	LL-Versuch bei 50 Hz		3,73	-
2	4.8.2	LL-Versuch bei 50 Hz mit Wattmeter		2,00	-
3	4.13.2	LL-Versuch bei 500 Hz		28,18	-
4	4.13.3	LL-Versuch bei 19,5314 kHz	Effektiv	2,48	-
			Grundschiwingung	2,48	-
5	4.4.4	Aus Kerndatenblatt ermittelt	500 Hz	-	14,80
			20 kHz	-	6,13

Tabelle 34: Gegenüberstellung der Leerlaufverluste

### 5.1.3 Primär- und Sekundärstreinduktivität

Nr.	Kapitel	Art der Ermittlung		$L_{\sigma}$ $10^3 \text{H}$
1	4.5.1	Magnetkreisapproximation	-	3,536
2	4.6.3	LL-Versuch bei 50 Hz	-	7,250
4	4.9	RLC-Messbrücke-KS-Testwicklung	50 Hz	0,075
			500 Hz	0,111
			20 kHz	0,109
5	4.10.1	Berechnung über Volumina	-	0,148
6	4.10.3	Alternative Berechnung	-	0,161
7	4.13.6	KS-Versuch bei 500 Hz	-	0,142
8	4.13.5	KS-Versuch bei 19,5314 kHz	Effektiv	0,126
			Grundschiwingung	0,150

Tabelle 35: Gegenüberstellung der Streuinduktivitäten

Die Werte Nr. 1 und 2 aus Tabelle 35 weichen deutlich von den anderen berechneten und gemessenen Werten ab. Dies ist darauf zurück zu führen, dass diese im Leerlauf ermittelt sind und sich somit auf die Primärinduktivität beziehen. Die Werte Nr. 4 bis 8 sind die für einen Kurzschluss ermittelten Streuinduktivitäten. Die Werte für die Streuinduktivitäten sind auf die Primärseite des Transformators bezogen.





## 6 Ausblick

Da der Transformator sehr große Streukapazitäten aufweist sollte die geometrische Anordnung der Wicklungen optimiert werden. Es kann auch in Betracht gezogen werden den Kernquerschnitt und die maximal zulässige Flussdichte zu erhöhen, um somit weniger Windungen zu erhalten und dadurch die Streukapazitäten zu verringern.

Aufgrund der Resonanzstelle des Transformators sollte eine permanente Messung der Ausgangsspannung erfolgen, die an eine Regelung des PWM-Verstärkers gekoppelt ist, um zu hohe Spannungen am Ausgang zu vermeiden. Wünschenswert ist auch eine online-Messung von Strom und Spannung an den Sekundärklemmen des Transformators mit einer Beschaltung, die im Falle eines Prüflingsdurchschlages jenen Maximalwert, welcher zum Durchlag des Prüflings geführt hat, speichert und weiterhin anzeigt.

Ein Sicherheitskreis zur manuellen Trennung (Not-Aus) der Primärseite des Transformators und des Ausganges der Vollbrücke sollte eingeplant werden.

Weiters kann man auch eine Anzapfung an der Primärseite des Transformators einbringen, um den Zwischenkreis des PWM-Verstärkers sowohl mit dreiphasig, als auch mit einphasig, gleichgerichteter Netzspannung zu betreiben.

## 7 Literatur

- [1] Rolf Fischer: „Elektrische Maschinen“ – 9., überarb. und erw. Aufl. – München; Wien: Hanser, 1995, ISBN- 3-446-18423-6
- [2] William M. Flanagan: „Handbook of Transformer Design and Applications“– Second Edition, McGraw-Hill Professional, 1993, ISBN- 0-07-021291-0
- [3] James H. Harlow: „Electric Power Transformer Engineering“, CRC Press, 2003, ISBN- 0-849-31704-5
- [4] Rudolf Bauer: „Die Messwandler – Grundlagen, Anwendung und Prüfung“, Springer, Berlin, 1953
- [5] Nicholas DeCristofaro: „Amorphous Metals in Electric-Power Distribution Applications“, MRS Bulletin, Vol. 23, No. 5, 1998, Download 16.02.2010, [www.mrs.org/publications/bulletin](http://www.mrs.org/publications/bulletin); re-published electronically 2002, Metglas Solutions, [www.metglas.com](http://www.metglas.com)
- [6] Mika Sippola: „Developments for the High Frequency Power Transformer Design and Implementation“ Otamedia Oy, Aspoo 2003, ISBN- 951-22-6536-2
- [7] William P. Robbins: „Design of Magnetic Components“, 2002, Download 19.02.2010, [http://w5iqv.com/hv-ps1/pdf/design\\_of\\_magnetic\\_components.pdf](http://w5iqv.com/hv-ps1/pdf/design_of_magnetic_components.pdf)
- [8] Stephan Meier, Tommy Kjellqvist, Staffan Norrga, Hans Peter Nee: „Design Considerations for Medium-Frequency Power Transformers in Offshore Wind Farms“, Royal Institute of Technology, Stockholm, 2009, ISBN- 978-1-4244-4432-8
- [9] Fu Keung Wong: „High Frequency Transformer, for Switching Mode Power Supplies“, Griffith University, Brisbane, 2004, Download 28.11.2009, <http://www4.gu.edu.au:8080/adt-root/uploads/approved/adt-QGU20050211.110915/public/02Whole.pdf>
- [10] G. Reh, A. Engler: „Optimierung induktiver Bauelemente mit der Finiten Elemente Analyse“, Institut für solare Energieversorgungstechnik Kassel, 2001, Download 19.01.2010, [http://www.iset.uni-kassel.de/abt/FB-A/publication/2001/2001chemnitz\\_engler\\_reh\\_SIMEC.pdf](http://www.iset.uni-kassel.de/abt/FB-A/publication/2001/2001chemnitz_engler_reh_SIMEC.pdf)
- [11] H. Löbl: „Stromverdrängung in elektrischen Leitern, TU Dresden, 2001, Download 13.09.2010, [http://www.tu-dresden.de/etieeh/Lehre/vorlesungen\\_eet/Hochspannungsgeraete/G7.pdf](http://www.tu-dresden.de/etieeh/Lehre/vorlesungen_eet/Hochspannungsgeraete/G7.pdf)
- [12] Robert W. Erickson: „Fundamentals of Power Electronics“, 1 edition, Springer, 1997, ISBN- 978-0412085413, <http://ecee.colorado.edu/~pwrelect/book/slides/slidedir.html>



- [13] Jan Desmet: „Harmonics, Selection and Rating of Transformers” 2005, Download 22.01 2010, <http://www.copperinfo.co.uk/power-quality/downloads/pqug/352-selection-and-rating-of-transformers.pdf>
- [14] Helmut Heinle: „Entwicklung und Konstruktion eines Hochspannungs-Hochfrequenz Generators - PWM-Verstärker”, Diplomarbeit, TU-Graz, 2010

## 8 Anhang

### 8.1 Messdaten des Leerlaufversuches bei einer Frequenz von $f = 500$ Hz

Nr.	$U_{1\text{eff}}$	$I_{1\text{eff}}$	$P_{1\text{eff}}$	$U_{2\text{eff}}$	$I_{2\text{eff}}$	$P_{2\text{eff}}$	f
	V	A	W	V	A	W	Hz
1	1,998	0,015	0,001	1,997	0,000	0,000	500,000
2	4,000	0,017	0,004	3,997	0,000	0,000	499,998
3	8,009	0,023	0,018	8,005	0,000	0,000	499,998
4	12,020	0,029	0,042	12,014	0,000	0,000	499,998
5	16,042	0,035	0,081	16,060	0,000	0,000	499,998
6	20,052	0,041	0,132	20,074	0,000	0,000	500,000
7	30,083	0,054	0,320	30,094	0,000	0,000	500,000
8	40,107	0,066	0,572	40,117	0,000	0,000	499,998
9	50,140	0,078	0,881	50,152	0,000	0,000	500,000
10	60,172	0,090	1,243	60,183	0,000	0,000	499,998
11	70,198	0,101	1,648	70,209	0,000	0,000	500,000
12	80,222	0,113	2,097	80,234	0,000	0,000	499,998
13	90,250	0,125	2,581	90,265	0,000	0,000	499,998
17	100,202	0,137	3,082	100,175	0,000	0,000	500,000
18	120,284	0,166	4,211	120,246	0,000	0,000	500,000
19	140,325	0,191	5,474	140,265	0,000	0,000	499,998
20	160,431	0,218	6,866	160,401	0,000	0,000	500,000
21	180,490	0,246	8,362	180,445	0,000	0,000	500,000
22	200,531	0,275	9,965	200,477	0,000	0,000	500,000
23	220,572	0,307	11,664	220,512	0,000	0,000	500,000
24	240,617	0,342	13,458	240,547	0,000	0,000	500,000
25	260,658	0,379	15,337	260,579	0,000	0,000	500,000
26	240,886	0,341	13,480	240,778	0,000	0,000	499,998
27	260,962	0,378	15,351	260,837	0,000	0,000	500,000
28	281,056	0,418	17,338	280,947	0,000	0,000	499,998
29	301,121	0,462	19,387	301,004	0,000	0,000	499,998
30	321,169	0,509	21,503	321,040	0,000	0,000	500,000
31	341,237	0,561	23,677	341,086	0,000	0,000	500,000
32	361,290	0,616	25,900	361,120	0,000	0,000	499,998
33	381,321	0,677	28,178	381,130	0,000	0,000	499,998
34	401,380	0,743	30,510	401,163	0,000	0,000	500,000
35	421,399	0,814	32,906	421,157	0,000	0,000	500,000
36	441,445	0,891	35,361	441,172	0,000	0,000	499,998
37	461,638	0,974	37,846	461,516	0,000	0,000	500,000
38	481,672	1,064	40,432	481,580	0,000	0,000	499,998
39	501,737	1,160	43,090	501,626	0,000	0,000	500,000
41	521,879	1,263	45,842	521,673	0,000	0,000	499,998
42	541,933	1,379	48,524	541,752	0,000	0,000	499,998

Tabelle 36: Effektivmesswerte des Leerlaufversuches bei 500 Hz

Nr.	U <sub>1_01</sub>	I <sub>1_01</sub>	P <sub>1_01</sub>	U <sub>2_01</sub>	I <sub>2_01</sub>	P <sub>2_01</sub>
	V	A	W	V	A	W
1	1,998	0,006	0,001	1,997	0,000	0,000
2	4,000	0,010	0,004	3,997	0,000	0,000
3	8,009	0,018	0,017	8,005	0,000	0,000
4	12,020	0,025	0,042	12,014	0,000	0,000
5	16,041	0,032	0,080	16,059	0,000	0,000
6	20,051	0,038	0,130	20,074	0,000	0,000
7	30,064	0,052	0,318	30,076	0,000	0,000
8	40,105	0,065	0,571	40,116	0,000	0,000
9	50,138	0,077	0,881	50,151	0,000	0,000
10	60,170	0,089	1,243	60,181	0,000	0,000
11	70,196	0,101	1,648	70,206	0,000	0,000
12	80,220	0,112	2,097	80,231	0,000	0,000
13	90,247	0,124	2,581	90,262	0,000	0,000
17	100,198	0,136	3,082	100,171	0,000	0,000
18	120,280	0,161	4,211	120,242	0,000	0,000
19	140,320	0,187	5,473	140,260	0,000	0,000
20	160,425	0,214	6,862	160,396	0,000	0,000
21	180,484	0,242	8,359	180,439	0,000	0,000
22	200,524	0,272	9,962	200,470	0,000	0,000
23	220,565	0,304	11,660	220,505	0,000	0,000
24	240,609	0,338	13,455	240,539	0,000	0,000
25	260,649	0,375	15,333	260,570	0,000	0,000
26	240,877	0,337	13,477	240,770	0,000	0,000
27	260,953	0,374	15,348	260,829	0,000	0,000
28	281,047	0,414	17,335	280,938	0,000	0,000
29	301,111	0,457	19,385	300,993	0,000	0,000
30	321,158	0,504	21,502	321,029	0,000	0,000
31	341,226	0,554	23,676	341,075	0,000	0,000
32	361,278	0,609	25,901	361,107	0,000	0,000
33	381,308	0,668	28,181	381,117	0,000	0,000
34	401,367	0,732	30,514	401,150	0,000	0,000
35	421,385	0,802	32,913	421,143	0,000	0,000
36	441,430	0,876	35,370	441,157	0,000	0,000
37	461,623	0,957	37,857	461,500	0,000	0,000
38	481,656	1,044	40,445	481,564	0,000	0,000
39	501,720	1,137	43,111	501,609	0,000	0,000
41	521,861	1,236	45,866	521,655	0,000	0,000
42	541,915	1,345	48,538	541,734	0,000	0,000

Tabelle 37: Grundschwingungsmesswerte des Leerlaufversuches bei 500 Hz

Nr.	S <sub>1</sub>	Q <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	Q <sub>2</sub>
	VA	var	VA	var
1	0,030	0,030	0,000	0,000
2	0,070	0,069	0,000	0,000
3	0,185	0,184	0,000	0,000
4	0,348	0,346	0,000	0,000
5	0,560	0,554	0,000	0,000
6	0,814	0,804	0,000	0,000
7	1,619	1,588	0,000	0,000
8	2,661	2,598	0,000	0,000
9	3,927	3,826	0,000	0,000
10	5,413	5,268	0,000	0,000
11	7,125	6,931	0,000	0,000
12	9,070	8,824	0,000	0,000
13	11,256	10,956	0,000	0,000
17	13,684	13,332	0,000	0,000
18	19,970	19,521	0,000	0,000
19	26,838	26,273	0,000	0,000
20	34,921	34,240	0,000	0,000
21	44,339	43,543	0,000	0,000
22	55,232	54,326	0,000	0,000
23	67,800	66,789	0,000	0,000
24	82,205	81,095	0,000	0,000
25	98,709	97,510	0,000	0,000
26	82,050	80,935	0,000	0,000
27	98,641	97,439	0,000	0,000
28	117,575	116,290	0,000	0,000
29	139,084	137,727	0,000	0,000
30	163,496	162,076	0,000	0,000
31	191,265	189,794	0,000	0,000
32	222,678	221,167	0,000	0,000
33	258,164	256,622	0,000	0,000
34	298,134	296,569	0,000	0,000
35	342,991	341,409	0,000	0,000
36	393,395	391,802	0,000	0,000
37	449,801	448,206	0,000	0,000
38	512,512	510,914	0,000	0,000
39	582,200	580,603	0,000	0,000
41	659,216	657,620	0,000	0,000
42	747,156	745,578	0,000	0,000

Tabelle 38: Leistungsmesswerte des Leerlaufversuches bei 500 Hz

Nr.	$U_3=U_2$	$I_3=I_1$	$P_{3eff}$	$\varphi_3$	$U_{3\_01}$	$I_{3\_01}$	$P_{3\_01}$	$\varphi_{3\_01}$
	V	A	W	°	V	A	W	°
1	1,997	0,000	0,000	0,000	1,996	0,000	0,000	0,000
2	3,997	0,000	0,000	0,000	3,996	0,000	0,000	0,000
3	8,004	0,000	0,000	0,000	8,004	0,000	0,000	0,000
4	12,012	0,000	0,000	0,000	12,011	0,000	0,000	0,000
5	16,055	0,035	0,080	81,810	16,055	0,032	0,080	81,073
6	20,069	0,041	0,130	80,796	20,068	0,038	0,130	80,196
7	30,087	0,054	0,319	78,643	30,068	0,052	0,318	78,278
8	40,107	0,066	0,571	77,607	40,106	0,065	0,570	77,347
9	50,144	0,078	0,880	77,038	50,142	0,077	0,880	76,838
10	60,174	0,090	1,241	76,732	60,172	0,089	1,241	76,578
11	70,200	0,101	1,646	76,634	70,198	0,100	1,646	76,506
12	80,223	0,113	2,094	76,645	80,220	0,112	2,094	76,537
13	90,251	0,125	2,579	76,758	90,248	0,124	2,579	76,665
17	100,151	0,137	3,078	76,998	100,148	0,136	3,078	76,921
18	120,221	0,166	4,205	77,847	120,217	0,162	4,206	77,491
19	140,236	0,192	5,469	78,255	140,231	0,187	5,470	77,973
20	160,368	0,218	6,860	78,683	160,363	0,214	6,858	78,467
21	180,412	0,246	8,359	79,150	180,406	0,242	8,357	78,976
22	200,443	0,276	9,962	79,623	200,436	0,272	9,960	79,479
23	220,476	0,308	11,656	80,113	220,469	0,304	11,654	79,989
24	240,507	0,342	13,447	80,594	240,499	0,338	13,446	80,486
25	260,532	0,379	15,326	81,076	260,524	0,375	15,325	80,977
26	240,723	0,341	13,470	80,557	240,714	0,338	13,468	80,469
27	260,775	0,379	15,339	81,060	260,767	0,375	15,339	80,976
28	280,888	0,419	17,305	81,540	280,878	0,415	17,305	81,459
29	300,940	0,462	19,348	82,007	300,930	0,458	19,348	81,928
30	320,969	0,510	21,457	82,462	320,959	0,504	21,458	82,383
31	341,012	0,561	23,620	82,908	341,001	0,555	23,622	82,828
32	361,041	0,617	25,833	83,339	361,029	0,610	25,836	83,257
33	381,048	0,678	28,096	83,752	381,035	0,669	28,101	83,669
34	401,078	0,743	30,413	84,145	401,065	0,733	30,422	84,059
35	421,068	0,815	32,791	84,514	421,054	0,802	32,802	84,427
36	441,075	0,892	35,224	84,862	441,060	0,877	35,239	84,773
37	461,173	0,975	37,728	85,187	461,158	0,958	37,747	85,097
38	481,535	1,065	40,264	85,496	481,519	1,045	40,287	85,406
39	501,590	1,161	42,898	85,777	501,573	1,138	42,929	85,685
41	521,670	1,264	45,609	86,035	521,652	1,237	45,645	85,942
42	541,721	1,379	48,407	86,285	541,702	1,345	48,439	86,189

Tabelle 39: Effektiv und Grundschiwingungswerte für Primärstrom und Sekundärspannung im Leerlauf bei 500 Hz

## 8.2 Messdaten des Leerlaufversuches bei einer Frequenz von $f = 19,5314$ kHz

Nr.	$U_{1\text{eff}}$	$I_{1\text{eff}}$	$P_{1\text{eff}}$	$U_{2\text{eff}}$	$I_{2\text{eff}}$	$P_{2\text{eff}}$	f
	V	A	W	V	A	W	Hz
1	8,8584	0,0116	0,0008	8,8593	0,0000	0,0000	19531,40
2	17,7199	0,0119	0,0035	17,7174	0,0000	0,0000	19531,40
3	26,5793	0,0118	0,0082	26,5735	0,0003	0,0001	19531,50
4	35,4336	0,0120	0,0150	35,4250	0,0004	0,0001	19531,40
5	53,1542	0,0119	0,0372	53,1481	0,0006	0,0003	19531,40
6	70,7189	0,0120	0,0755	70,7075	0,0009	0,0006	19531,50
7	88,4083	0,0120	0,1225	88,3947	0,0011	0,0009	19531,50
8	99,0529	0,0121	0,1558	99,0358	0,0012	0,0012	19531,50
9	88,4838	0,0125	0,1216	88,4604	0,0011	0,0010	19531,50
10	106,1500	0,0119	0,1794	106,1180	0,0013	0,0013	19531,40
11	123,8050	0,0109	0,2506	123,7590	0,0015	0,0018	19531,40
12	141,4220	0,0098	0,3336	141,3550	0,0017	0,0024	19531,50
13	158,9970	0,0094	0,4348	158,9570	0,0019	0,0028	19531,50
17	176,3840	0,0096	0,5379	176,3350	0,0021	0,0037	19531,50
18	193,9930	0,0098	0,6527	193,9320	0,0023	0,0046	19531,40
19	211,6040	0,0111	0,7817	211,5380	0,0025	0,0054	19531,50
20	229,2380	0,0121	0,9211	229,1730	0,0028	0,0066	19531,40
21	238,0770	0,0118	0,9966	238,0060	0,0029	0,0069	19531,50
22	229,4490	0,0122	0,9308	229,3910	0,0028	0,0066	19531,40
23	247,0290	0,0133	1,0855	246,9610	0,0030	0,0076	19531,40
24	264,6240	0,0146	1,2508	264,5510	0,0032	0,0090	19531,50
25	282,1650	0,0164	1,4275	282,0840	0,0034	0,0104	19531,40
26	299,6750	0,0177	1,6168	299,5930	0,0036	0,0114	19531,50
27	317,0900	0,0181	1,8058	316,9910	0,0038	0,0120	19531,40
28	334,2240	0,0192	2,0072	334,1150	0,0040	0,0134	19531,40
29	351,6830	0,0218	2,2452	351,5730	0,0042	0,0151	19531,40
30	369,2170	0,0235	2,4793	369,0890	0,0044	0,0167	19531,50
31	386,7530	0,0246	2,7234	386,6260	0,0047	0,0192	19531,50
32	404,2930	0,0259	2,9857	404,1550	0,0049	0,0206	19531,50
33	421,7660	0,0275	3,2514	421,6640	0,0051	0,0237	19531,50
34	439,3940	0,0295	3,5329	439,2080	0,0053	0,0259	19531,40
35	456,9440	0,0303	3,8290	456,9550	0,0055	0,0277	19531,40
36	474,4990	0,0332	4,1496	474,5210	0,0057	0,0285	19531,40
37	474,4950	0,0333	4,1493	474,5180	0,0057	0,0286	19531,50

Tabelle 40: Effektivmesswerte des Leerlaufversuches bei 19,5314 kHz



Nr.	U <sub>1_01</sub>	I <sub>1_01</sub>	P <sub>1_01</sub>	U <sub>2_01</sub>	I <sub>2_01</sub>	P <sub>2_01</sub>
	V	A	W	V	A	W
1	8,8553	0,0001	0,0009	8,8562	0,0000	0,0000
2	17,7141	0,0002	0,0035	17,7117	0,0000	0,0000
3	26,5707	0,0003	0,0081	26,5649	0,0003	0,0001
4	35,4313	0,0004	0,0150	35,4227	0,0004	0,0001
5	53,1507	0,0007	0,0371	53,1446	0,0006	0,0003
6	70,7084	0,0011	0,0754	70,6970	0,0008	0,0006
7	88,3960	0,0015	0,1225	88,3824	0,0011	0,0009
8	99,0396	0,0018	0,1557	99,0225	0,0012	0,0012
9	88,4725	0,0015	0,1214	88,4491	0,0011	0,0010
10	106,1430	0,0019	0,1793	106,1110	0,0013	0,0013
11	123,7970	0,0024	0,2504	123,7510	0,0015	0,0018
12	141,3750	0,0029	0,3333	141,3080	0,0017	0,0024
13	158,9760	0,0036	0,4343	158,9360	0,0019	0,0028
17	176,3580	0,0041	0,5370	176,3090	0,0021	0,0037
18	193,8370	0,0046	0,6509	193,7760	0,0023	0,0046
19	211,5760	0,0051	0,7806	211,5090	0,0025	0,0054
20	229,2070	0,0057	0,9201	229,1420	0,0028	0,0066
21	238,0450	0,0060	0,9954	237,9740	0,0029	0,0069
22	229,3730	0,0059	0,9295	229,3150	0,0028	0,0066
23	246,9480	0,0064	1,0841	246,8800	0,0030	0,0076
24	264,5900	0,0070	1,2497	264,5160	0,0032	0,0090
25	282,0750	0,0076	1,4257	281,9950	0,0034	0,0104
26	299,6550	0,0082	1,6158	299,5730	0,0036	0,0114
27	317,0670	0,0088	1,8044	316,9680	0,0038	0,0119
28	334,1760	0,0094	2,0051	334,0660	0,0040	0,0134
29	351,6540	0,0100	2,2432	351,5430	0,0042	0,0151
30	369,1640	0,0106	2,4766	369,0350	0,0044	0,0167
31	386,6980	0,0112	2,7208	386,5710	0,0047	0,0192
32	404,2620	0,0119	2,9834	404,1240	0,0049	0,0205
33	421,7080	0,0125	3,2485	421,6060	0,0051	0,0237
34	439,3620	0,0132	3,5349	439,1760	0,0053	0,0259
35	456,9120	0,0138	3,8308	456,9230	0,0055	0,0277
36	474,3400	0,0145	4,1495	474,3620	0,0057	0,0285
37	474,2300	0,0145	4,1473	474,2530	0,0057	0,0285

Tabelle 41: Grundsicherungsmesswerte des Leerlaufversuches bei 19,5314 kHz

Nr.	S <sub>1</sub>	Q <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	Q <sub>2</sub>
	VA	var	VA	var
1	0,1025	0,1025	0,0000	0,0000
2	0,2112	0,2112	0,0000	0,0000
3	0,3146	0,3145	0,0086	-0,0086
4	0,4269	0,4266	0,0152	-0,0152
5	0,6299	-0,6288	0,0341	-0,0341
6	0,8476	-0,8442	0,0603	-0,0603
7	1,0618	-1,0547	0,0941	-0,0941
8	1,2018	-1,1916	0,1181	-0,1181
9	1,1028	-1,0961	0,0942	-0,0942
10	1,2650	-1,2522	0,1354	-0,1354
11	1,3531	-1,3297	0,1842	-0,1842
12	1,3892	-1,3485	0,2403	-0,2403
13	1,4869	-1,4220	0,3038	-0,3038
17	1,6857	-1,5976	0,3740	-0,3740
18	1,9019	-1,7864	0,4524	-0,4524
19	2,3436	-2,2094	0,5383	-0,5382
20	2,7661	-2,6082	0,6320	-0,6319
21	2,7991	-2,6157	0,6816	-0,6816
22	2,7895	-2,6297	0,6331	-0,6331
23	3,2777	-3,0928	0,7338	-0,7338
24	3,8642	-3,6562	0,8423	-0,8422
25	4,6285	-4,4028	0,9579	-0,9578
26	5,2906	-5,0375	1,0807	-1,0807
27	5,7398	-5,4483	1,2103	-1,2102
28	6,4116	-6,0893	1,3455	-1,3454
29	7,6789	-7,3433	1,4898	-1,4897
30	8,6807	-8,3192	1,6424	-1,6423
31	9,5143	-9,1162	1,8027	-1,8026
32	10,4726	-10,0380	1,9706	-1,9705
33	11,6176	-11,1533	2,1466	-2,1465
34	12,9578	-12,4669	2,3281	-2,3279
35	13,8458	-13,3058	2,5196	-2,5194
36	15,7568	-15,2006	2,7175	-2,7173
37	15,8101	-15,2559	2,7175	-2,7174

Tabelle 42: Leistungsmesswerte des Leerlaufversuches bei 19,5314 kHz

Negative Blindleistungsmesswerte ergeben sich aufgrund des Einflusses der Streukapazitäten der Wicklungen. Da die ersten vier Messwerte der Blindleistungsmessung positiv sind kann auf einen Winkel-Messfehler des Poweranalyzers zurückzuführen sein. Diese Fehl-Messung kann auf zu niedrigen Signalwerten basieren.

Nr.	$U_3=U_2$	$I_3=I_1$	$P_{3eff}$	$\varphi_3$	$U_{3\_01}$	$I_{3\_01}$	$P_{3\_01}$	$\varphi_{3\_01}$
	V	A	W	°	V	A	W	°
1	8,8515	0,000	0,000	undef	8,8487	0,000	0,000	undef
2	17,7196	0,000	0,000	undef	17,7124	0,000	0,000	undef
3	26,5762	0,000	0,000	undef	26,5667	0,000	0,000	undef
4	35,4279	0,000	0,000	undef	35,4248	0,000	0,000	undef
5	53,1722	0,000	0,000	undef	53,1687	0,000	0,000	undef
6	70,7424	0,000	0,000	undef	70,7319	0,000	0,000	undef
7	88,4367	0,000	0,000	undef	88,4244	0,000	0,000	undef
8	99,0810	0,000	0,000	undef	99,0678	0,000	0,000	undef
9	88,5277	0,000	0,000	undef	88,5164	0,000	0,000	undef
10	106,1980	0,000	0,000	undef	106,1910	0,000	0,000	undef
11	123,8500	0,000	0,000	undef	123,8420	0,000	0,000	undef
12	141,4610	0,000	0,000	undef	141,4140	0,000	0,000	undef
13	158,9550	0,000	0,000	undef	158,9340	0,000	0,000	undef
17	176,4800	0,000	0,000	undef	176,4540	0,000	0,000	undef
18	194,0940	0,000	0,000	undef	193,9380	0,000	0,000	undef
19	211,7160	0,000	0,000	undef	211,6870	0,000	0,000	undef
20	229,3600	0,000	0,000	undef	229,3290	0,000	0,000	undef
21	238,2020	0,000	0,000	undef	238,1700	0,000	0,000	undef
22	229,5770	0,000	0,000	undef	229,5010	0,000	0,000	undef
23	247,1640	0,000	0,000	undef	247,0830	0,000	0,000	undef
24	264,7660	0,000	0,000	undef	264,7310	0,000	0,000	undef
25	282,3080	0,000	0,000	undef	282,2190	0,000	0,000	undef
26	299,8300	0,000	0,000	undef	299,8100	0,000	0,000	undef
27	317,2470	0,000	0,000	undef	317,2240	0,000	0,000	undef
28	334,3840	0,000	0,000	undef	334,3350	0,000	0,000	undef
29	351,8550	0,000	0,000	undef	351,8250	0,000	0,000	undef
30	369,3880	0,000	0,000	undef	369,3340	0,000	0,000	undef
31	386,9370	0,000	0,000	undef	386,8820	0,000	0,000	undef
32	404,4750	0,000	0,000	undef	404,4440	0,000	0,000	undef
33	422,0000	0,000	0,000	undef	421,9420	0,000	0,000	undef
34	439,5420	0,000	0,000	undef	439,5100	0,000	0,000	undef
35	457,0430	0,000	0,000	undef	457,0120	0,000	0,000	undef
36	474,9480	0,031	4,1073	73,7894	474,7890	0,0091	4,1008	-18,928
37	474,9470	0,031	4,0950	73,8382	474,6820	0,0091	4,0870	-18,941

Tabelle 43: Effektiv und Grundschwingungswerte für Primärstrom und Sekundärspannung im Leerlauf bei 19,5314 kHz

### 8.3 Messdaten des Kurzschlussversuches bei einer Frequenz von $f = 19,5314 \text{ kHz}$

Nr.	$U_{1\text{eff}}$	$I_{1\text{eff}}$	$P_{1\text{eff}}$	$U_{2\text{eff}} = U_{1\text{eff}}$	$I_{2\text{eff}}$	$P_{2\text{eff}}$	f
	V	A	W	V	A	W	Hz
1	219,257	14,103	-179,669	219,203	0,457	6,642	19531,400
2	185,898	11,691	-125,824	185,850	0,386	4,686	19531,500
3	169,997	10,563	-104,028	169,962	0,353	3,881	19531,400
4	150,229	9,185	-80,067	150,195	0,312	2,995	19531,400
5	128,721	7,749	-58,070	128,698	0,267	2,177	19531,500
6	116,911	6,979	-47,577	116,904	0,242	1,787	19531,400
7	101,851	6,015	-35,823	101,846	0,211	1,347	19531,500
8	84,331	4,931	-24,437	84,318	0,174	0,919	19531,400
9	72,943	4,247	-18,277	72,929	0,151	0,687	19531,400
10	62,336	3,616	-13,335	62,328	0,129	0,502	19531,400
11	49,322	2,860	-8,369	49,317	0,102	0,299	19531,500
12	36,320	2,107	-4,543	36,302	0,075	0,162	19531,400
13	20,130	1,169	-1,398	20,124	0,042	0,050	19531,500
14	0,039	0,064	0,000	0,039	0,000	0,000	19391,700

Tabelle 44: Effektivmesswerte des Kurzschlussversuches bei 19,5314 kHz

Nr.	$U_{1_01}$	$I_{1_01}$	$P_{1_01}$	$U_{2_01}=U_{1_01}$	$I_{2_01}$	$P_{2_01}$
	V	A	W	V	A	W
1	219,130	12,914	-178,452	219,076	0,457	6,632
2	185,841	10,900	-125,279	185,793	0,386	4,682
3	169,945	9,949	-103,659	169,909	0,353	3,877
4	150,186	8,773	-79,912	150,152	0,311	2,992
5	128,692	7,505	-58,032	128,669	0,267	2,176
6	116,858	6,809	-47,567	116,851	0,242	1,785
7	101,831	5,926	-35,862	101,827	0,211	1,347
8	84,313	4,901	-24,455	84,300	0,174	0,919
9	72,931	4,237	-18,271	72,917	0,151	0,687
10	62,326	3,614	-13,331	62,318	0,129	0,502
11	49,297	2,858	-8,361	49,292	0,102	0,299
12	36,314	2,106	-4,542	36,296	0,075	0,162
13	20,120	1,167	-1,395	20,114	0,042	0,050
14	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000

Tabelle 45: Grundsicherungsmesswerte des Kurzschlussversuches bei 19,5314 kHz

Nr.	S <sub>1</sub>	Q <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	Q <sub>2</sub>
	VA	var	VA	var
1	3092,080	-3086,850	100,231	100,010
2	2173,280	-2169,640	71,827	71,674
3	1795,630	-1792,620	59,998	59,872
4	1379,890	-1377,570	46,787	46,691
5	997,463	-995,771	34,308	34,239
6	815,947	-814,559	28,291	28,234
7	612,671	-611,623	21,452	21,410
8	415,844	-415,126	14,693	14,664
9	309,783	-309,244	10,990	10,968
10	225,380	-224,986	8,027	8,011
11	141,056	-140,807	5,017	5,008
12	76,527	-76,392	2,720	2,716
13	23,538	-23,497	0,836	0,835
14	0,002	-0,002	0,000	0,000

Tabelle 46: Leistungsmesswerte des Kurzschlussversuches bei 19,5314 kHz

#### 8.4 Messdaten des Kurzschlussversuches bei einer Frequenz von $f = 500$ Hz

Nr.	U <sub>1eff</sub>	I <sub>1eff</sub>	P <sub>1eff</sub>	U <sub>2eff</sub> = U <sub>1eff</sub>	I <sub>2eff</sub>	P <sub>2eff</sub>	f
	V	A	W	V	A	W	Hz
1	9,360	20,331	-45,973	9,360	0,735	1,667	499,998
2	8,749	19,002	-40,201	8,749	0,687	1,457	499,998
3	7,953	17,273	-33,236	7,953	0,625	1,205	499,998
4	7,249	15,743	-27,618	7,249	0,569	1,001	499,998
5	6,634	14,407	-23,136	6,634	0,521	0,839	500,000
6	6,194	13,452	-20,177	6,194	0,486	0,731	499,998
7	5,668	12,310	-16,900	5,669	0,445	0,613	500,000
8	5,142	11,166	-13,907	5,142	0,404	0,504	500,000
9	4,528	9,839	-10,794	4,528	0,355	0,391	499,998
10	4,002	8,698	-8,435	4,003	0,314	0,306	499,998
11	3,652	7,936	-7,023	3,653	0,287	0,254	499,998
12	3,213	6,984	-5,438	3,213	0,252	0,197	499,998
13	2,688	5,843	-3,807	2,688	0,211	0,138	500,000
14	2,250	4,891	-2,668	2,251	0,177	0,097	499,998
15	1,815	3,938	-1,732	1,815	0,143	0,063	499,998
16	1,377	2,987	-1,008	1,378	0,108	0,037	499,998
17	0,857	1,858	-0,390	0,857	0,067	0,014	499,998
18	0,426	0,923	-0,096	0,426	0,033	0,003	499,998

Tabelle 47: Effektivmesswerte des Kurzschlussversuches bei 500 Hz

Nr.	U <sub>1_01</sub>	I <sub>1_01</sub>	P <sub>1_01</sub>	U <sub>2_01</sub> =U <sub>1_01</sub>	I <sub>2_01</sub>	P <sub>2_01</sub>
	V	A	W	V	A	W
1	9,359	20,331	-45,969	9,360	0,735	1,666
2	8,748	19,001	-40,197	8,748	0,687	1,457
3	7,953	17,272	-33,233	7,953	0,625	1,205
4	7,248	15,742	-27,615	7,248	0,569	1,001
5	6,633	14,406	-23,134	6,633	0,521	0,839
6	6,194	13,451	-20,175	6,194	0,486	0,731
7	5,668	12,309	-16,898	5,668	0,445	0,613
8	5,141	11,165	-13,906	5,142	0,404	0,504
9	4,527	9,839	-10,793	4,528	0,355	0,391
10	4,002	8,697	-8,434	4,003	0,314	0,306
11	3,651	7,936	-7,022	3,652	0,287	0,254
12	3,213	6,983	-5,437	3,213	0,252	0,197
13	2,688	5,842	-3,806	2,688	0,211	0,138
14	2,250	4,891	-2,667	2,250	0,177	0,097
15	1,815	3,938	-1,732	1,815	0,143	0,063
16	1,377	2,987	-1,008	1,377	0,108	0,037
17	0,856	1,857	-0,390	0,856	0,067	0,014
18	0,425	0,923	-0,096	0,425	0,033	0,003

Tabelle 48: Grundsicherungsmesswerte des Kurzschlussversuches bei 500 Hz

Nr.	S1	Q1	S2	Q2
	VA	var	VA	var
1	190,296	-184,659	6,881	6,676
2	166,241	-161,307	6,011	5,832
3	137,373	-133,292	4,967	4,819
4	114,115	-110,722	4,126	4,003
5	95,569	-92,726	3,456	3,352
6	83,325	-80,845	3,013	2,923
7	69,776	-67,698	2,523	2,448
8	57,411	-55,701	2,076	2,014
9	44,550	-43,222	1,610	1,561
10	34,810	-33,773	1,258	1,220
11	28,981	-28,117	1,047	1,016
12	22,438	-21,769	0,811	0,786
13	15,705	-15,237	0,568	0,550
14	11,007	-10,679	0,398	0,386
15	7,147	-6,933	0,259	0,251
16	4,115	-3,989	0,149	0,144
17	1,591	-1,543	0,058	0,056
18	0,393	-0,381	0,014	0,014

Tabelle 49: Leistungsmesswerte des Kurzschlussversuches bei 500 Hz

## 8.5 Messdaten zum Übertragungsverhalten des Transformators im Leerlauf

Nr.	$U_{1\text{eff}}$	$I_{1\text{eff}}$	$P_{1\text{eff}}$	$S_1$	$Q_1$	$U_{2\text{eff}}$	$U_{2\text{eff}}/U_{1\text{eff}}$	f
	V	A	W	VA	var	V		kHz
1	7,405	2,054	-5,648	15,209	14,121	1190,0	160,706	19,531
2	6,793	1,471	-2,797	9,990	9,590	901,0	132,632	19,001
3	5,979	0,891	-0,963	5,328	5,240	591,0	98,854	17,996
4	5,543	0,620	-0,436	3,434	3,407	432,0	77,937	17,001
5	5,311	0,467	-0,233	2,480	2,469	341,0	64,207	16,001
6	5,169	0,370	-0,137	1,910	1,905	280,0	54,167	15,001
7	5,080	0,302	-0,087	1,534	1,532	239,0	47,043	14,001
8	5,023	0,252	-0,057	1,267	1,265	213,0	42,403	13,001
9	4,985	0,214	-0,039	1,065	1,064	201,0	40,321	12,001
10	4,964	0,183	-0,027	0,906	0,906	188,0	37,870	11,001
11	4,953	0,157	-0,020	0,778	0,777	176,0	35,538	10,001
12	4,948	0,136	-0,015	0,671	0,671	169,0	34,156	9,001
13	4,948	0,117	-0,011	0,578	0,578	160,0	32,337	8,001

Tabelle 50: Messwerte zum Übertragungsverhalten des Transformators im Leerlauf

Die Werte für die Sekundärspannung wurden aus Oszillogrammen entnommen, die zeitgleich mit den Werten des Poweranalyzers gespeichert.



## 8.6 Bilder

Ausgangsspannung des PWM-Verstärkers (gelb) und des Transformators (violett):

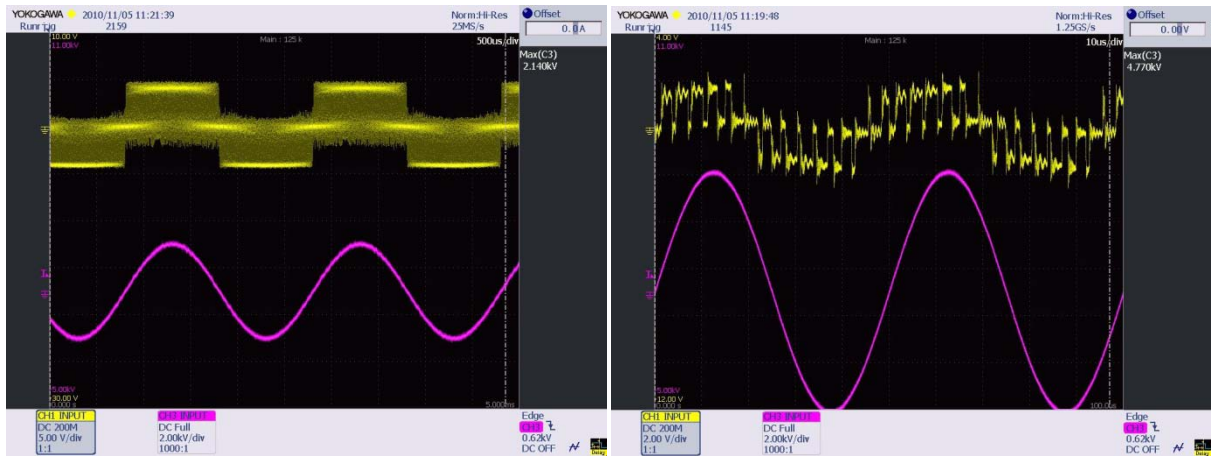


Abbildung 41: Links: Ausgangsspannungen bei  $f = 500$  Hz; Rechts: Ausgangsspannungen bei  $f = 20$  kHz

Transformator:

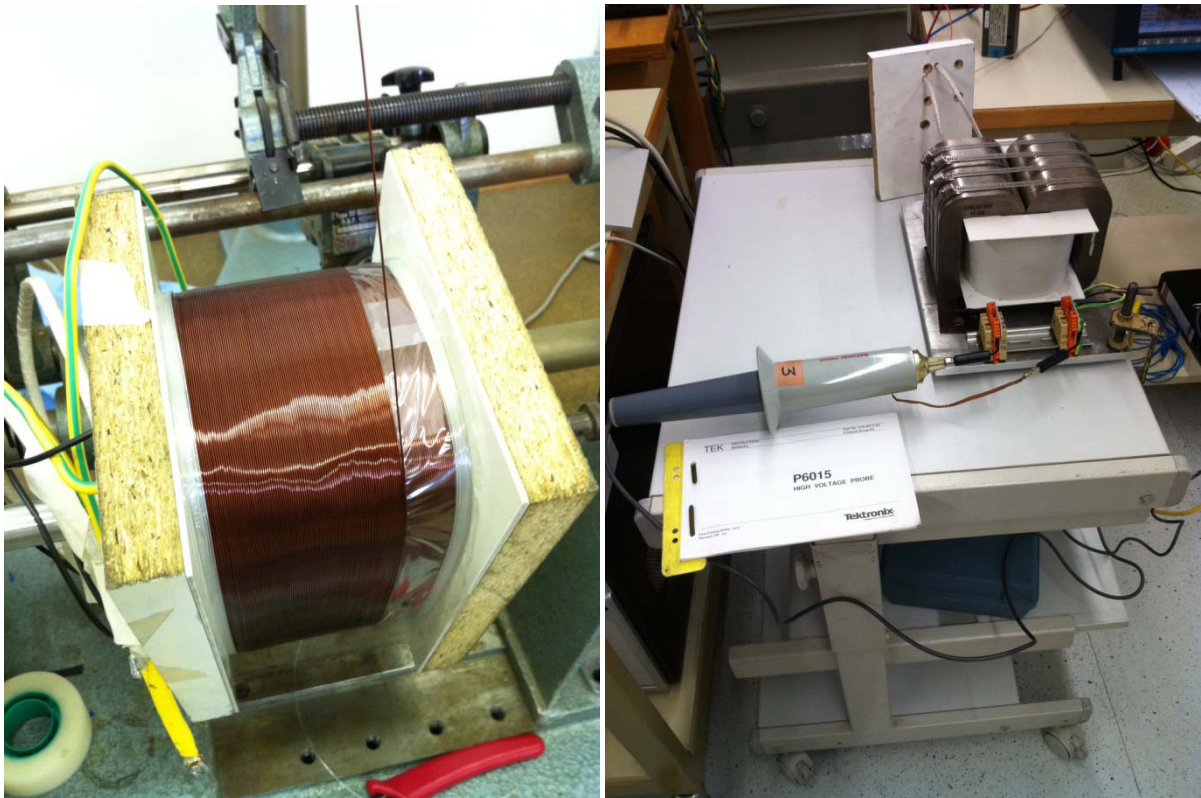


Abbildung 42: Links: sekundäre Bewicklung; Rechts: Leerlaufversuch



## 8.7 Datenblätter

### 8.7.1 Transformatorkern

PHYSICAL SPECIFICATIONS (mm)	CORE BUILD (a)	WINDOW WIDTH (b)	WINDOW LENGTH (c)	CORE HEIGHT (d)	CORE WIDTH (e)	CORE LENGTH (f)	WEIGHT OF CORE # (g)
	25.0	40.0	85.0	55.0	90.0	135.0	2,890
TOLERANCES (mm)	±1.0	MIN.	MIN.	±1.0	+1.0/-0.5	+4.0/-0.0	NOM.

# WEIGHT INCLUDES 2% (NOM.) EPOXYWEIGHT.

CALCULATED SPECS	STACK FACTOR	MEAN MAGNETIC PATH LENGTH (lm)	NET CROSS SECTIONAL AREA (Ac)	WINDOW AREA (Wa)	AREA PRODUCT (Ap)
	%	cm	cm <sup>2</sup>	cm <sup>2</sup>	cm <sup>4</sup>
	82%	35.0	11.3	34.0	383.4
TOLERANCES	±2%	NOM.	NOM.	NOM.	NOM.

TEST SPECIFICATIONS
CORE LOSS @ 16kHz, 0.037T
≤ 1.38 W / Kg
Max.

\* All measurements are done at Room Temperature (22°C to 28°C).  
 \* Continuous Operating Temperature: 150°C (Max.)

**AMCC500**

**NOTES:**

- Customer to mark dimensions/characteristics that are critical to fit/form and function on the drawing.
- Number of components to be submitted for pilot production lot: \_\_\_\_\_ pieces.
- Number of components to be submitted for full production lot: \_\_\_\_\_ pieces.
- All production records and data pertaining to this product will be retained for a period of 1 year from the date of shipment.

**DISCLAIMER:** The manufacturer ensures outer dimensions & weight of each individual core conforms to specifications. However, core profile & inner window dimensions are indicative & minimum dimensions are ensured.

**Note:** This drawing, the property of Hitachi Megglas India Pvt. Ltd, is furnished subject to return on demand and condition that information and drawings are not to be reproduced, disclosed or used and the drawing shall not be reproduced or copied in whole or in part except as previously authorized in writing. Any person who may receive or observe this design will be held strictly liable for any violation whether willful or negligent.

FM NO. : EGRFM0011, Rev. No. : 6, Ddb : 01-05-2008

**GENERAL INSTRUCTIONS:**

- Core with minor rust can be used after cleaning with suitable rust preventive chemical.
- Core with minor rust can be used after cleaning with VCI (Volatile Corrosion Inhibitor) paper cover.
- Core to be stored in proper packaging like VCI (Volatile Corrosion Inhibitor) paper cover.
- Core recommended to be used in application after suitable varnishing / coating / potting / covering etc.

SIGNATURE: \_\_\_\_\_ DATE: \_\_\_\_\_  
 NAME: \_\_\_\_\_  
 COMPANY NAME: \_\_\_\_\_

CUSTOMER APPROVAL

BY	APPR.	DATE	DESCRIPTION
SA	SR	09/09/22	PRIME RAW MATERIAL
SA	SR	14/03/24	
SA	SR	28/07/24	
SA	SR	29/09/24	
AS	RC	16/02/08	

REVISION

NO.	REVISION
1)	CORE LOSS AS WRITTEN IN PARAS 6 & 7 BY METAK. INSTEAD OF 6.0BT
2)	COMPANY NAME WAS LONG WELL.
3)	ADDED NOTICE IN 2.5 FEET FONDS.
4)	PRODUCT & DRAWING FORMS REVISED.
5)	PRODUCT TOLERANCES & DRAWING FORMAT REVISED (RE-11 FONDS)

TO TOLERANCES UNLESS OTHERWISE SPECIFIED

NO. OF SHEET	DRAWING NO.	REV. NO.
1 OF 1	AMCC500	5

PRODUCT DRAWING - AMCC500

METGLAS<sup>®</sup> ALLOY 2605SA1

DRAWN DATE: 07/12/01  
 CHECKED DATE: 07/12/01  
 SR SR

APPROVED DATE: 07/19/01  
 RH/RM/ST

REFERENCE PROJECT DRG. NO.: \_\_\_\_\_ REV. :-



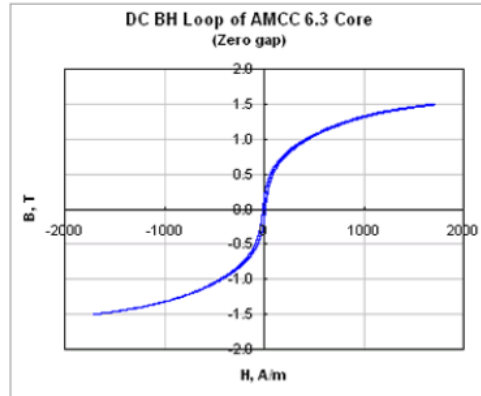
**Metglas**<sup>®</sup>

**POWERLITE**<sup>®</sup>  
Inductor Cores

[www.metglas.com](http://www.metglas.com)

*Technical Bulletin*

**POWERLITE<sup>®</sup> C-Cores** are manufactured with iron based Metglas<sup>®</sup> amorphous Alloy 2605SA1. Their unique combination of low loss and high saturation flux density take advanced power conditioning applications to higher performance levels than previously possible with conventional ferromagnetic Materials.



**Applications**

For a wide range of high frequencies and hot-spot temperatures (up to Class F), POWERLITE C-Cores are used in a growing list of advanced power conditioning applications including:

- UPS and SMPS Power Factor Correction Chokes
- UPS Harmonic Filter Inductors
- High-Power Outdoor Industrial Ballasts
- Welding Power Supplies
- High-Speed Rail Power Systems

**Benefits**

Manufactured in a variety of ultra-efficient core configurations, POWERLITE C-Cores provide significant cost, design and performance benefits over ordinary Si-Fe, ferrite and MPP cores such as:

- High Saturation Flux Density (1.56 T)
- Low Profile – enables weight and volume reductions of up to 50%
- Low Temperature Rise – enabling smaller compact designs
- Low Loss – resulting from micro-thin Metglas ribbon (25 μm)

**Physical Properties METGLAS Alloy 2605SA1**

Ribbon Thickness (μm) . . . . .	.23
Density (g/cm <sup>3</sup> ) . . . . .	.7.18
Thermal Expansion (ppm/°C) . . . . .	.7.6
Crystallization Temperature (°C) . . . . .	.508
Curie Temperature (°C) . . . . .	.399
Continuous Service Temperature (°C) . . . . .	.150
Tensile Strength (MN/m <sup>2</sup> ) . . . . .	.1k-1.7k
Elastic Modulus (GN/m <sup>2</sup> ) . . . . .	.100-110
Vicker's Hardness (50g load) . . . . .	.900

**Magnetic Properties METGLAS Powerlite Cores**

Saturation Flux Density (T) . . . . .	.1.56
Permeability (depending on gap size) . . . . .	.VARIABLE
Saturation Magnetostriction (ppm) . . . . .	.27
Electrical Resistivity (μΩ.cm) . . . . .	.130



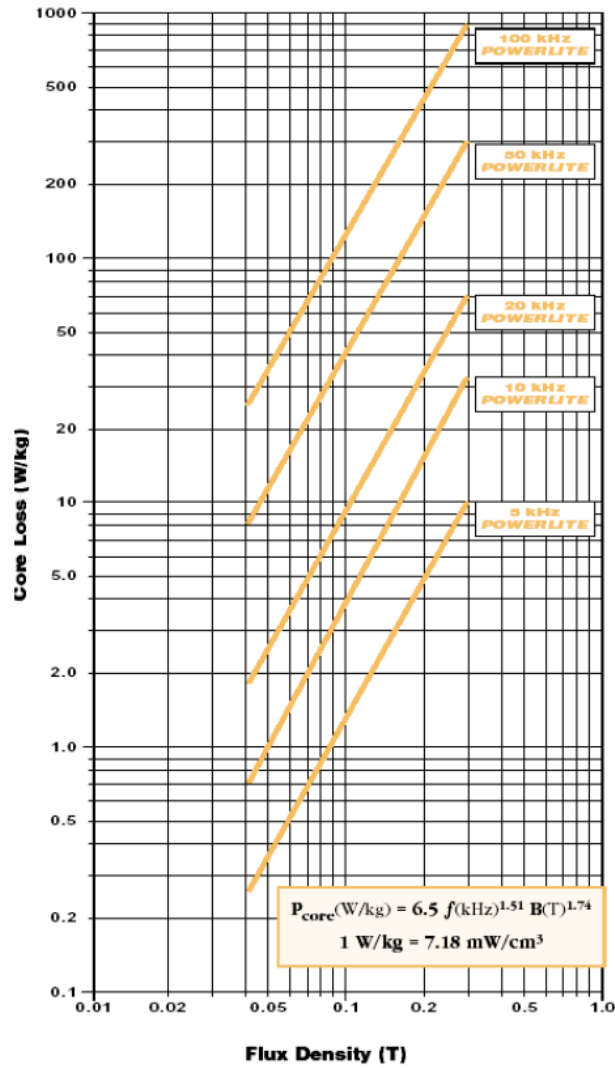
**Metglas**<sup>®</sup>

**POWERLITE**<sup>®</sup>  
Inductor Cores

[www.metglas.com](http://www.metglas.com)

**Technical Bulletin**

**Core Loss vs. Flux Density† @ 25°C**



† These curves were determined from ac data; use 1/2 the actual B to determine core loss for unidirectional applications.



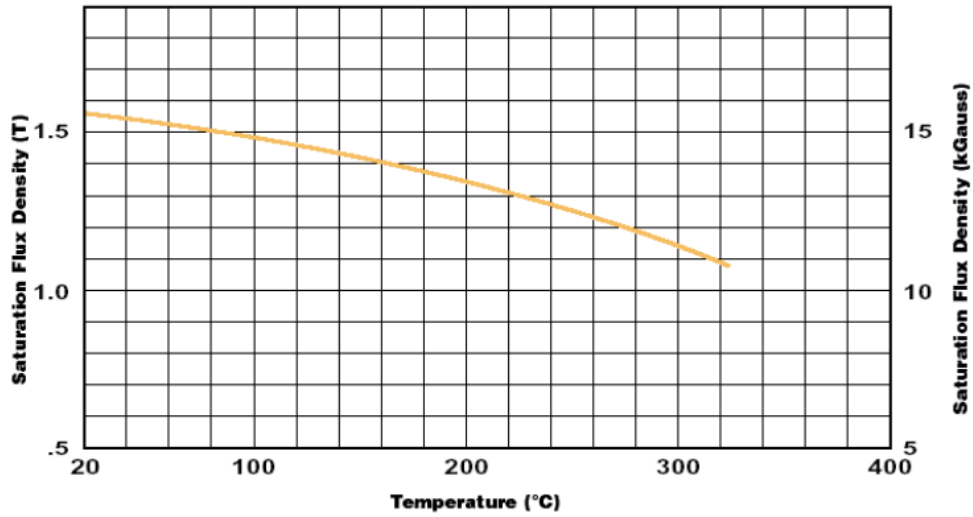
**Metglas**<sup>®</sup>

**POWERLITE**<sup>®</sup>  
Inductor Cores

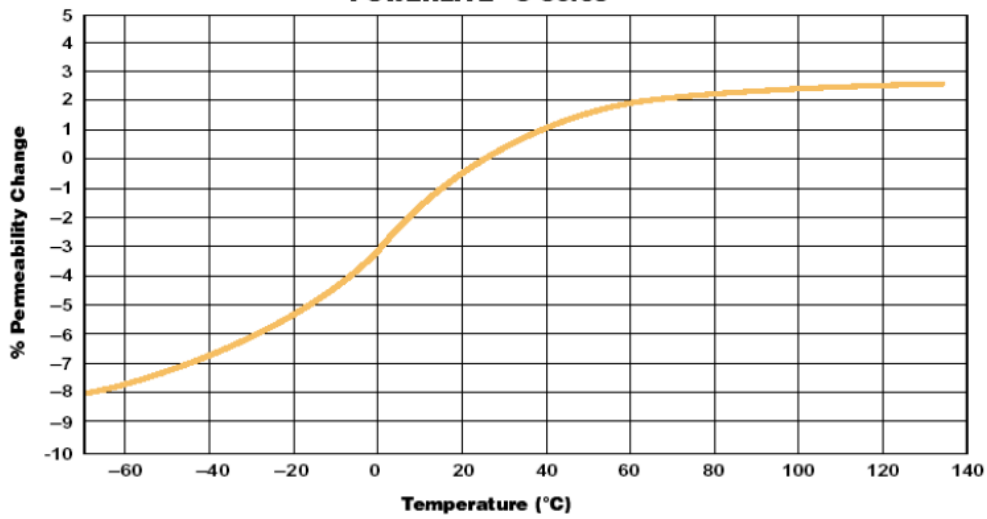
[www.metglas.com](http://www.metglas.com)

*Technical Bulletin*

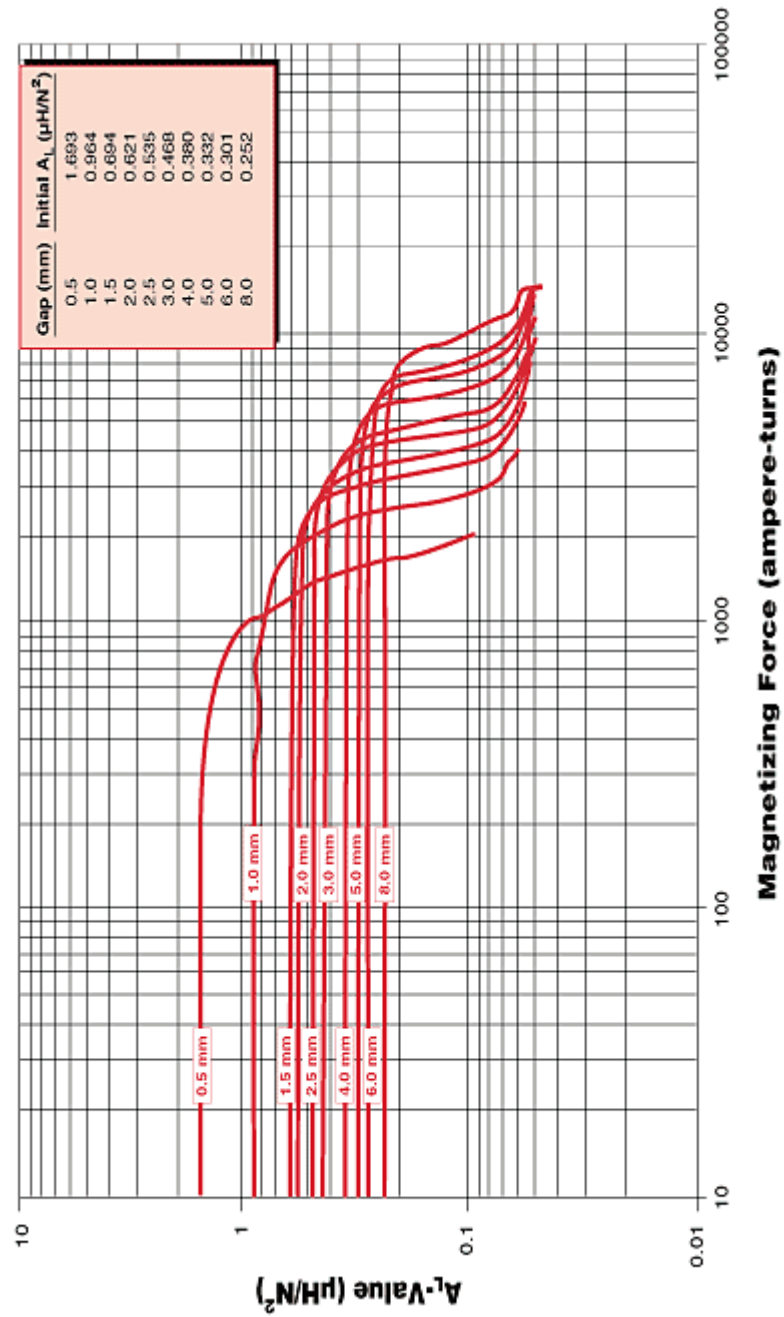
**Saturation Induction vs. Temperature  
POWERLITE<sup>®</sup> C-Cores**



**Permeability vs. Temperature  
POWERLITE<sup>®</sup> C-Cores**

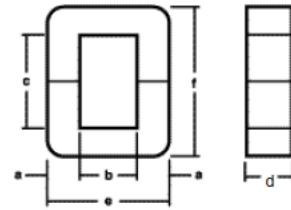
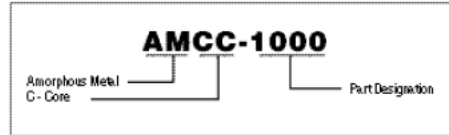


## AMCC-500 Inductance Curves



Note: Gap Sizes indicate total air gap

**Product Code Designation**



POWERLITE <sup>®</sup> C - Cores															
Core No.	CORE DIMENSION										PERFORMANCE PARAMETERS				
	a (mm)	±	b (mm) ref *	c (mm) ref *	d (mm)	±	e (mm)	±	f (mm)	±	Im (cm)	Ac (cm <sup>2</sup> )	Wa (cm <sup>2</sup> )	Ap (cm <sup>4</sup> )	Mass (g)
AMCC 4	9.0	0.50	10.0	32.80	15.0	0.50	28.00	1.50	50.8	1.25	12.20	1.11	3.30	3.60	99
AMCC 6.3	10.0	0.50	11.0	33.00	20.0	0.50	31.00	1.00	53.0	2.00	12.80	1.60	3.60	6.0	154
AMCC 8	11.0	0.80	13.0	30.00	20.0	0.50	35.00	1.00	52.0	2.00	13.00	1.80	3.90	7.00	172
AMCC 10	11.0	0.80	13.0	40.00	20.0	0.50	35.00	1.00	62.0	2.00	15.40	1.80	5.20	9.40	198
AMCC 16A	11.0	0.80	13.0	40.00	25.0	0.50	35.00	1.00	62.0	2.00	15.10	2.30	5.20	11.70	248
AMCC 16B	11.0	0.80	13.0	50.00	25.0	0.50	35.00	1.00	72.0	2.00	17.00	2.30	6.50	14.70	281
AMCC 20	11.0	0.80	13.0	50.00	30.0	0.50	35.00	1.00	72.0	2.00	17.50	2.70	6.50	17.60	337
AMCC 25	13.0	0.80	15.0	56.00	25.0	0.50	41.00	1.00	82.0	2.00	19.60	2.70	8.40	22.40	379
AMCC 32	13.0	0.80	15.0	56.00	30.0	0.50	41.00	1.00	82.0	2.00	20.00	3.20	8.40	26.90	454
AMCC 40	13.0	0.80	15.0	56.00	35.0	0.50	41.00	1.00	82.0	2.00	19.90	3.70	8.40	31.30	530
AMCC 50	16.0	1.00	20.0	70.00	25.0	0.50	52.00	1.00	102.0	3.00	24.90	3.30	14.00	45.90	586
AMCC 63	16.0	1.00	20.0	70.00	30.0	0.50	52.00	1.00	102.0	3.00	25.30	3.90	14.00	55.10	703
AMCC 80	16.0	1.00	20.0	70.00	40.0	1.00	52.00	1.00	102.0	3.00	25.40	5.20	14.00	73.50	938
AMCC 100	16.0	1.00	20.0	70.00	45.0	1.00	52.00	1.00	102.0	3.00	25.00	5.90	14.00	82.7	1,055
AMCC 168S	20.4	0.50	30.0	154.20	20.0	0.50	70.50	1.25	195.0	3.00	45.40	3.35	45.80	153.2	1,101
AMCC 125	19.0	1.00	25.0	83.00	35.0	1.00	63.00	1.00	121.0	3.00	30.20	5.50	20.80	113.1	1,166
AMCC 160	19.0	1.00	25.0	83.00	40.0	1.00	63.00	1.00	121.0	3.00	28.50	6.20	20.80	129.3	1,333
AMCC 200	19.0	1.00	25.0	83.00	50.0	1.00	63.00	1.00	121.0	3.00	29.80	7.80	20.80	161.6	1,666
AMCC 367S	25.8	1.00	67.0	97.80	25.0	0.70	117.60	1.50	149.4	1.50	43.78	5.29	63.81	340.1	1,668
AMCC 250	19.0	1.00	25.0	90.00	60.0	1.00	63.00	1.00	128.0	3.00	31.40	9.30	22.50	210.3	2,095
AMCC 320	22.0	1.00	35.0	85.00	50.0	1.00	79.00	1.00	129.0	4.00	32.50	9.00	29.80	268.3	2,167
AMCC 400	22.0	1.00	35.0	85.00	65.0	1.00	79.00	1.00	129.0	4.00	33.60	11.70	29.80	348.8	2,817
AMCC 500	25.0	1.00	40.0	85.00	55.0	1.00	90.00	1.00	135.0	4.00	35.60	11.30	34.00	383.4	2,890
AMCC 630	25.0	1.00	40.0	85.00	70.0	1.00	90.00	1.00	135.0	4.00	35.60	14.30	34.00	487.9	3,678
AMCC 800A	25.0	1.00	40.0	85.00	85.0	1.50	90.00	1.00	135.0	4.00	35.60	17.40	34.00	592.5	4,466
AMCC 800B	30.0	1.00	40.0	95.00	85.0	1.50	100.00	1.00	155.0	4.00	39.30	21.00	38.00	794.6	5,972
AMCC 1000	33.0	1.00	40.0	105.00	85.0	1.50	106.00	1.00	171.0	5.00	42.70	23.00	42.00	966.0	7,109

\* Products generally do not fully comply with material characteristics – deviations may occur due to shape and size.



### 8.7.2 Kernmaterial

**Metglas**<sup>®</sup>

[www.metglas.com](http://www.metglas.com)

**Magnetic Alloy  
2605SA1 (iron-based)**

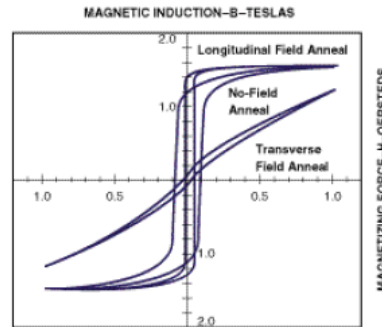
*Technical Bulletin*

**Applications**

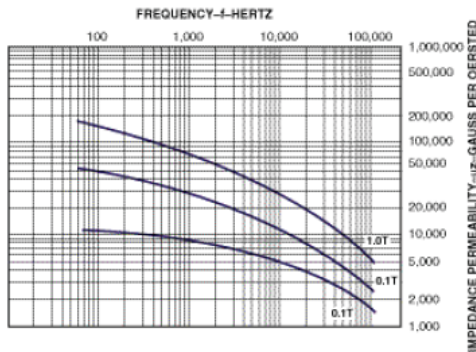
- Distribution and power transformers
- Motors
- High frequency inductors
- Current transformers
- Devices requiring high permeability and low loss at low frequencies

**Benefits**

- Extremely low core loss – less than 0.29 w/kg at 60 Hz, 1.35 Tesla, or 40% of the core loss of grade M3 electrical steel (core loss at 50 Hz is approximately 80% of 60 Hz values). This is for finished cores.
- High permeability



Typical Impedance Permeability Curves, Longitudinal Field Anneal



**Physical Properties**

Density (g/cm <sup>3</sup> ) As Cast . . . . .	.718
Vicker's Hardness (50g load) . . . . .	.900
Tensile Strength (GPa) . . . . .	.1-2
Elastic Modulus (GPa) . . . . .	.100-110
Lamination Factor (%) . . . . .	>82
Thermal Expansion (ppm/°C) . . . . .	.7.6
Crystallization Temperature (°C) . . . . .	.508
Continuous Service Temp. (°C) . . . . .	.150

**Magnetic Properties**

Saturation Induction (T) As Cast . . . . .	.1.56
Maximum D.C. Permeability (μ):	
Annealed . . . . .	.600,000
As Cast . . . . .	.45,000
Saturation Magnetostriction (ppm) . . . . .	.27
Electrical Resistivity (μΩ.cm) . . . . .	.130
Curie Temperature (°C) . . . . .	.399

Copyright © 2003-2009 Metglas®, Inc. All Rights Reserved

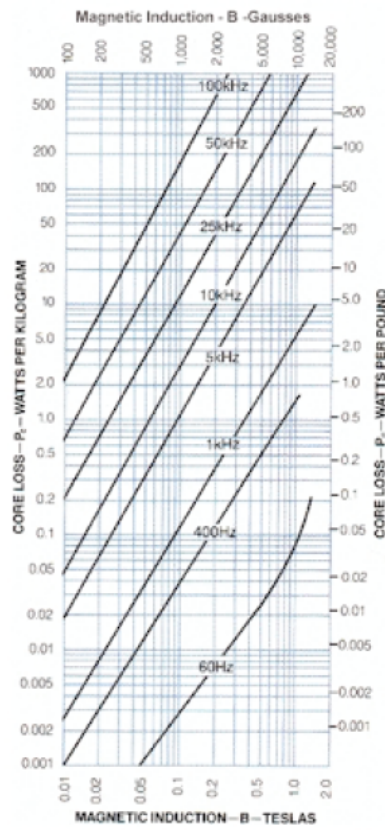
email: [metglas@metglas.com](mailto:metglas@metglas.com)  
1-800-581-7654

- 1 -  
ref:2605SA106192009





Typical Core Loss Curves, Longitudinal Field Anneal  
METGLAS Alloy 2605SA1





### 8.7.3 Kupferlackdraht



Wiretech Industrieconsulting GmbH  
 A-8410 Weitendorf, Kainachtalstraße 79  
 Telefon 0043 (0) 3182 / 36 18  
 Fax 0043 (0) 3182 / 36 18 - 555  
 e-mail: office@wiretech.at  
 www.wiretech.at

## Kupferlackdrähte MASSTABELLE

Die Daten sind angelehnt an IEC 60317-0-1 und stellen die Hauptdimensionen des wiretech-Lieferprogramms dar. Zwischenabmessungen und Toleranzenangaben sind ebenso lieferbar wie Dimensionen außerhalb der dargestellten Tabelle.

Nenn-durchmesser	Blankdraht		Leiter		Lackdraht		Lackdraht-Außendurchmesser				Gleichstrom-		Nenn-durchmesser	
	Toleranz		Querschnitt		Gewicht	Länge	Grad 1		Grad 2		Widerstand	bei 20°C		
mm	mm	mm <sup>2</sup>		kg/1000m		m/kg	min.	max.	min.	max.	mm	mm	Ohm/m	Nennwert
<b>0,071</b>	± 0,003	0,00396		0,04		27007	0,078	0,084	0,085	0,091	0,091		4,318	<b>0,071</b>
<b>0,080</b>	± 0,003	0,00503		0,05		21342	0,087	0,094	0,095	0,101	0,101		3,401	<b>0,080</b>
<b>0,090</b>	± 0,003	0,00636		0,06		16883	0,098	0,105	0,106	0,113	0,113		2,687	<b>0,090</b>
<b>0,100</b>	± 0,003	0,00785		0,07		13688	0,108	0,117	0,118	0,125	0,125		2,176	<b>0,100</b>
<b>0,112</b>	± 0,003	0,00985		0,09		10928	0,121	0,130	0,131	0,139	0,139		1,735	<b>0,112</b>
<b>0,125</b>	± 0,003	0,01227		0,11		8787	0,135	0,144	0,145	0,154	0,154		1,393	<b>0,125</b>
<b>0,140</b>	± 0,003	0,01539		0,14		7017	0,151	0,160	0,161	0,171	0,171		1,110	<b>0,140</b>
<b>0,160</b>	± 0,003	0,02011		0,19		5381	0,172	0,182	0,183	0,194	0,194		0,850	<b>0,160</b>
<b>0,180</b>	± 0,003	0,02545		0,23		4256	0,193	0,204	0,205	0,217	0,217		0,672	<b>0,180</b>
<b>0,200</b>	± 0,003	0,03142		0,29		3451	0,214	0,226	0,227	0,239	0,239		0,544	<b>0,200</b>
<b>0,224</b>	± 0,003	0,03941		0,36		2755	0,239	0,252	0,253	0,266	0,266		0,434	<b>0,224</b>
<b>0,250</b>	± 0,004	0,04909		0,45		2212	0,267	0,281	0,282	0,297	0,297		0,348	<b>0,250</b>
<b>0,280</b>	± 0,004	0,06158		0,57		1767	0,298	0,312	0,313	0,329	0,329		0,278	<b>0,280</b>
<b>0,315</b>	± 0,004	0,07793		0,72		1398	0,334	0,349	0,350	0,367	0,367		0,219	<b>0,315</b>
<b>0,335</b>	± 0,004	0,08814		0,81		1236	0,355	0,372	0,373	0,391	0,391		0,194	<b>0,335</b>
<b>0,355</b>	± 0,004	0,09898		0,91		1102	0,375	0,392	0,393	0,411	0,411		0,173	<b>0,355</b>
<b>0,400</b>	± 0,005	0,12566		1,15		870	0,421	0,439	0,440	0,459	0,459		0,136	<b>0,400</b>
<b>0,450</b>	± 0,005	0,15904		1,45		688	0,472	0,491	0,492	0,513	0,513		0,107	<b>0,450</b>
<b>0,500</b>	± 0,005	0,19635		1,79		558	0,524	0,544	0,545	0,566	0,566		0,087	<b>0,500</b>
<b>0,560</b>	± 0,006	0,24630		2,24		446	0,585	0,606	0,607	0,630	0,630		0,069	<b>0,560</b>

Mai 2007



Wiretech Industrieconsulting GmbH  
A-8410 Weitendorf, Kainachtalstraße 79  
Telefon 0043 (0) 3182 / 36 18

## Kupferlackdraht **TO 210**

Die Lackierung besteht aus zwei übereinander liegenden, unterschiedlichen Beschichtungen. Der Grundlack besteht aus Polyesterimid, der Überzugslack aus Polyamidimid. Damit zeichnet sich der in Fachkreisen als OVERCOAT-Draht bekannte Typ TO210 durch besonders gute Verarbeitbarkeit bei gleichzeitig ausgezeichneten thermischen und elektrischen Eigenschaften aus. Durch die hervorragenden chemischen und mechanischen Eigenschaften eignet sich diese Drahttype besonders für schnellaufende Wickel- und Einziehmaschinen. Elektromotoren und -werkzeuge, Pumpenantriebe, Kompressormotoren, Vorschaltgeräte und Transformatoren sind bevorzugte Einsatzgebiete.

<b>Prüfnormen</b>	IEC 60317-13 NEMA MW 35-C und 73-C
<b>Lackisolierschicht</b>	POLYESTERIMID THEIC. mod mit Amid-Imid-Überzug
<b>Dimensionsbereich</b>	Grd.1: 0,200 – 1,600 mm Grd.2: 0,250 – 3,750 mm
<b>Mechanische Eigenschaften</b>	Für Durchmesser 1,000 mm
Bruchdehnung	> 38%
Rückfederung	< 40%
Schabekraft	> 15,3 N
<b>Elektrische Eigenschaften</b>	
Durchschlagsspannung	10 KV
<b>Thermische Eigenschaften</b>	
Temperaturindex	210
Erweichungspunkt	2 min ≥ 360° C
Wärmeschock	1d, 1/ 2h ≥ 220°C
<b>Chemische Eigenschaften</b>	
Beständigkeit gegen Lösungsmittel	5H
Verzinnbarkeit	-
Beständigkeit gegen Kältemittel	FREON 12-22 u. HFC 134-404-407

Mai 2007



## 8.7.4 HF-Litze

**TRANSALPINA** Unternehmung für Industribedarf  
Gesellschaft m. b. H.

Glorietteg. 12 · A-1131 Wien · POB 73 · T. +43-1-877 69 16-0 · F. DW 8 · e-mail: vn.rm@transalpina-industrialsolutions.com

**vonRoll**

### TECHNISCHES DATENBLATT

Nr: 334

HOCHFREQUENZ - LITZE aus lötbarem Lackdraht bandiert mit Samicafilm

<b>Beschreibung:</b>	Litze für Hochfrequenzanwendungen, hergestellt aus Einzeldrähten mit einer Lackisolation aus lötbarem Lackdraht Temperaturklasse 155 in Grad 1 (modifiziertes Polyurethan). Bandiert mit zwei Lagen Samicafilm 315.23-01
<b>UL Listung:</b>	Lackdraht nach UL Klasse F / 155°C zugelassen - File Nr. E98254
<b>Produktbezeichnung:</b>	252 x $\varnothing$ 0.20 mm Soldex 155 G1 2SA 53C
<b>Kundenbezeichnung:</b>	n.v.
<b>Von Roll Material Nr.:</b>	n.v.
<b>Cu-cross section:</b>	7.92 mm <sup>2</sup>
<b>Einzeldraht:</b>	Soldex 155; $\varnothing$ : 0.20 mm Cu Grad 1 nach IEC 60317-20 lötbar bei 375 °C
<b>Mass des Endproduktes:</b>	ohne Samicafilm-Bandagierung: 5.00 x 2.50 mm (+/- 0.20 mm) mit Samicafilm-Bandagierung: 5.72 x 3.22 mm (+/- 0.20 mm)
<b>Aufbau:</b>	1. Operation: 252 x $\varnothing$ 0.200 mm (7 x 36)  2. Operation: 2 x Samicafilm 315.23-01 je 50 % überlappt, obere Lage um 50 % gegenüber unterliegenden Lage versetzt
<b>Eigenschaften</b>	
<b>Durchschlagsspannung (AC)</b>	5'000 V AC gerade im Kugelbad, 1 min
<b>Aufmachung:</b>	Spulen DIN 500
<b>Gewicht:</b>	1 kg ca. 12 m