

BACHELOR THESIS  
Mario Wiencken

# Dimensionierung eines Sperrwandlers, Spezialgebiet Leistungselektronik

---

FAKULTÄT TECHNIK UND INFORMATIK  
Department Informatik

Faculty of Engineering and Computer Science  
Department Computer Science

Mario Wiencken

# Dimensionierung eines Sperrwandlers, Spezialgebiet Leistungselektronik

Bachelorarbeit eingereicht im Rahmen der Bachelorprüfung  
im Studiengang *Bachelor of Science Informatik Technischer Systeme*  
am Department Informatik  
der Fakultät Technik und Informatik  
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer: Prof. Dr. Jens Ginzel  
Zweitgutachter: Prof. Dr. Jörg Dahlkemper

Eingereicht am: 29. August 2022

**Mario Wiencken**

**Thema der Arbeit**

Dimensionierung eines Sperrwandlers, Spezialgebiet Leistungselektronik

**Stichworte**

Leistungselektronik, DC-DC-Wandler, Sperrwandler, Schaltnetzteile, Transformatoren, Induktivität, galvanische Trennung

**Kurzzusammenfassung**

Diese Arbeit behandelt die selbstständige Dimensionierung einer Sperrwandlerschaltung, inklusive Auswahl der Bauteile und Entwurf des Platinenlayouts. Im Rahmen der praktischen Leistungen ist ein Transformator selbst zu wickeln. Die Auswahl eines passenden Transformator-kerns sowie der entsprechenden Wickelgüter soll das Hauptthema dieser Arbeit sein. Ferner erfolgt eine Simulation in LTSpice zur Dimensionierung der RC-Schutzschaltung.

**Mario Wiencken**

**Title of Thesis**

Dimensioning of a flyback converter, special field power electronics

**Keywords**

Power electronics, DC-DC converters, flyback converters, switching power supplies, transformers, inductance, galvanic isolation

**Abstract**

This thesis deals with the autonomous dimensioning of a flyback converter circuit, including the selection of components and design of the board layout. As part of the practical work, a transformer is to be wound by the student himself. The selection of a suitable transformer core as well as the appropriate winding materials will be the main topic of this thesis. Furthermore, a simulation is carried out in LTSpice for dimensioning the RC protection circuit.

# Inhaltsverzeichnis

<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>vi</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>viii</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2 Erläuterungen und Vorberechnungen</b>	<b>3</b>
2.1 Grundprinzip . . . . .	3
2.2 Dimensionierung und Erläuterung der verwendeten Bauteile . . . . .	6
2.2.1 Dämpfungsglied und Überspannungsschutz . . . . .	6
2.2.2 Beschaltung des Reglers . . . . .	18
2.2.3 Sekundärseite . . . . .	24
2.3 Dimensionierung des Transformators und Auswahl des Ferritkerns . . . . .	30
2.3.1 Auslegung der Hauptinduktivität nach selbst gewählten Parametern	30
2.3.2 Auslegung der Hauptinduktivität nach Nenndaten . . . . .	34
2.3.3 Auswahl eines Ferritkerns . . . . .	41
2.4 Platinenlayout und Endresultat . . . . .	57
<b>3 Versuchsdurchführung und Messergebnisse</b>	<b>60</b>
3.1 Vermessung der Transformatoren . . . . .	60
3.1.1 Bestimmung der Hauptinduktivität . . . . .	61
3.1.2 Bestimmung von Streuinduktivität und Drahtwiderstand . . . . .	65
3.2 Inbetriebnahme des Wandlers . . . . .	70
3.2.1 Leerlaufbetrieb . . . . .	71
3.2.2 Betrieb bei kleinen Lasten (Lückbetrieb) . . . . .	74
3.2.3 Betrieb bei großen Lasten (Grenzbetrieb) . . . . .	82
3.2.4 Ferritkern ohne Luftspalt (Sättigung) . . . . .	90
3.2.5 Lastverhalten . . . . .	96
3.2.6 Potenzialdifferenz zwischen den Massen (ohne Koppelkondensatoren)	99

<b>4 Zusammenfassung und Fazit</b>	<b>107</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>111</b>
<b>A Anhang: Bestelliste</b>	<b>113</b>
Selbstständigkeitserklärung . . . . .	115

# Abbildungsverzeichnis

2.1	Vergleich Hoch- / Tiefsetzsteller und Sperrwandler . . . . .	3
2.2	Sperrwandler mit mehreren Ausgangsspannungen . . . . .	5
2.3	EAGLE-Schaltplan . . . . .	5
2.4	Beschaltung der Primärspule . . . . .	6
2.5	Spule mit Schutzdiode . . . . .	7
2.6	Suppressordiode, uni- und bidirektional . . . . .	8
2.7	Snubber- Simulation, $L_s = 1\mu H$ ; $R = 100\Omega$ ; $C = 270pF$ ; ohne Schutzdiode	11
2.8	Snubber- Simulation, $L_s = 1\mu H$ ; $R = 25\Omega$ ; $C = 270pF$ ; ohne Schutzdiode	13
2.9	Snubber- Simulation, $L_s = 2\mu H$ ; $R = 100\Omega$ ; $C = 270pF$ ; ohne Schutzdiode	15
2.10	Snubber- Simulation, $L_s = 3\mu H$ ; $R = 300\Omega$ ; $C = 1nF$ ; ohne Schutzdiode .	16
2.11	Snubber- Simulation, $L_s = 3\mu H$ ; $R = 300\Omega$ ; $C = 1nF$ ; mit Schutzdiode . .	17
2.12	Blockschaltbild des LT8304 [8] . . . . .	18
2.13	Funktionsprinzip Unterspannungsschutz [13] . . . . .	22
2.14	Ausgangsstromkreise . . . . .	24
2.15	Koppelkondensatoren . . . . .	29
2.16	Magnetischer Schaltkreis eines Kerns mit Luftspalt [7] . . . . .	43
2.17	Bipolare Hysteresekurven verschiedener Kerne [3] . . . . .	47
2.18	Kerne mit verschiedenen Spaltmaßen - von links: $0,2mm$ ; $0,5mm$ ; $1mm$ ; $0mm$ . . . . .	50
2.19	Magnetisierungskennlinie N87 [12] . . . . .	51
2.20	Magnetisierungskennlinien mit Luftspalt . . . . .	55
2.21	Quer- und Seitenschnitt des Spulenkörpers . . . . .	56
2.22	Platinenlayout, Top Layer . . . . .	57
2.23	Platinenlayout, Bottom Layer . . . . .	57
2.24	Leiterplatten-Scan, unbestückt - Vorderseite (oben) und Rückseite (unten)	58
2.25	Fertige Schaltung, Version 1 . . . . .	59
2.26	Fertige Schaltung, Version 2 . . . . .	59

3.1	Vollständiges Ersatzschaltbild einer Spule [3] . . . . .	61
3.2	Skizze des bewickelten Spulenkörpers (Draufsicht) . . . . .	63
3.3	Ersatzschaltbild eines Transformators im Kurzschlussbetrieb [7] . . . . .	66
3.4	Ersatzschaltbild eines Transformators mit mehreren Ausgangswindungen . . . . .	67
3.5	Leerlaufbetrieb WURTH 750315126 . . . . .	72
3.6	Leerlaufbetrieb ETD-Trafo N 10/5, 0,2mm . . . . .	72
3.7	Leerlaufbetrieb ETD-Trafo N 60/21, 0,2mm . . . . .	73
3.8	Lückbetrieb WURTH 750315126 . . . . .	75
3.9	Lückbetrieb ETD-Trafo N 10/5, 0,2mm . . . . .	75
3.10	Lückbetrieb ETD-Trafo N 60/21, 0,2mm . . . . .	76
3.11	Grenzbetrieb WURTH 750315126 . . . . .	82
3.12	Grenzbetrieb ETD-Trafo N 10/5, 0,2mm . . . . .	83
3.13	Grenzbetrieb ETD-Trafo N 10/5, 0,5mm . . . . .	83
3.14	Grenzbetrieb ETD-Trafo N 10/5, 1mm . . . . .	84
3.15	Transformatoren im Vergleich . . . . .	86
3.16	Sättigungsgrenze, ETD-Trafo N 10/5, 0mm . . . . .	90
3.17	Maximale Belastung, ETD-Trafo N 10/5, 0mm . . . . .	91
3.18	Zeitlicher Verlauf der magnetischen Feldstärke, $N_1 = 10$ . . . . .	92
3.19	Maximale Leistungsabgabe, ETD-Trafo N 60/21, 0mm . . . . .	94
3.20	Zeitlicher Verlauf der magnetischen Feldstärke, $N_1 = 60$ . . . . .	95
3.21	Ausgangsspannung, Schaltfrequenz und Tastverhältnis bei Einfachbelastung . . . . .	97
3.22	Ausgangsspannung, Schaltfrequenz und Tastverhältnis bei Mehrfachbelastung . . . . .	98
3.23	Spannungen $u_{SW}$ und $u_{CM}$ im Leerlaufbetrieb . . . . .	100
3.24	Spannungen $u_{SW}$ und $u_{CM}$ im Lückbetrieb . . . . .	101
3.25	Spannungen $u_{SW}$ und $u_{CM}$ im Grenzbetrieb . . . . .	101
3.26	Transformator mit Schalter . . . . .	103
3.27	Kondensatoren in Reihenschaltung . . . . .	103
3.28	Simulation der Gleichtaktspannung, $C_{PS} = 10pF$ . . . . .	104
3.29	Simulation der Gleichtaktspannung, $C_{PS} = 100pF$ . . . . .	105
3.30	Simulation der Gleichtaktspannung, $C_{PS} = 4,7nF$ . . . . .	105
3.31	Simulation der Gleichtaktspannung, $C_{PS} = 47nF$ . . . . .	106

# Tabellenverzeichnis

2.1	Luftspaltauslegung nach gegebenen $A_L$ -Werten [12] . . . . .	54
2.2	Luftspaltauslegung nach berechneten $A_L$ -Werten . . . . .	55
3.1	Induktivitätsmessung und -berechnung der ETD-Trafos . . . . .	62
3.2	Prozentuale Abweichungen . . . . .	64
3.3	Messung der Streuinduktivitäten an den ETD-Trafos . . . . .	68
3.4	Werte zu den Oszilloskopaufnahmen . . . . .	76
3.5	Berechnung der Tastverhältnisse . . . . .	80
3.6	Bestimmung der Gesamtkapazität . . . . .	81
3.7	Ein- und Ausgangsgrößen bei maximaler Leistung . . . . .	84
3.8	Induktivitätsbestimmung über den Stromanstieg . . . . .	87
3.9	Belastung bei maximaler Schaltfrequenz . . . . .	99

# 1 Einleitung

Wie der Begriff 'Leistungselektronik' bereits andeutet, handelt es sich hier um ein untergeordnetes Gebiet des relativ breit gefächerten Feldes Elektronik. Dabei beschränkt sich die Leistungselektronik ausschließlich auf den Transport sowie die Umwandlung von elektrischer Leistung bzw. Energie, während das Gesamtgebiet Elektronik ebenso die Kleinsignalübertragung und -verarbeitung mit beinhaltet. Leistungselektronische Anwendungen zeichnen sich im Wesentlichen durch die Dimensionen der zu übertragenden Größen aus.

Die behandelten Größen - Spannungen und Ströme - sind in der Leistungselektronik um ein Vielfaches größer als bei Anwendungen der Kleinsignaltechnik. Dementsprechend müssen auch die verwendeten Bauteile für die dadurch entstehenden Belastungssituationen ausgelegt sein. Dies macht sich zumeist durch die Baugröße und den dadurch entstehenden Platzbedarf der in der Leistungselektronik verwendeten Bauteile bemerkbar. Daher sind Leiterplatten die in Leistungselektronischen Anlagen eingesetzt werden, in der Regel räumlich größer als solche, die für Kleinsignalanwendungen, beispielsweise in Computern auftreten. Ein Grund dafür sind neben dem höheren Platzbedarf für die Bauelemente auch die Leiterbahnen, deren Breite mit den zu führenden Strömen zwangsläufig zunehmen muss, um die thermischen Verluste möglichst gering zu halten.

Die wichtigsten leistungselektronischen Anwendungen sind Gleich- und Wechselrichter sowie Gleichstromsteller, auch bezeichnet als Gleichspannungswandler. Die elektrische Antriebstechnik ist auch sehr eng mit der Leistungselektronik verknüpft.

Der im Rahmen dieser Arbeit behandelte Versuch beinhaltet die Dimensionierung, den Aufbau und die Inbetriebnahme eines sogenannten Sperrwandlers (eng.: 'Flyback converter'). Dieser gehört zur Kategorie der Gleichstromsteller und zeichnet sich gegenüber vergleichbaren Konzepten durch eine galvanische Trennung zwischen Eingangs- und Verbraucherseite aus. Bei Wechselspannungen ist die Verwendung von Transformatoren zur galvanisch getrennten Leistungsübertragung ein häufig verwendetes Verfahren, da sich

Sinusspannungen ohne die Verwendung weiterer Hilfsmittel durch einen Transformator übertragen lassen. Gleichspannungen hingegen können durch einen Transformator nicht direkt umgewandelt werden, sondern nur als getaktetes Wechselsignal, welches dann auf der Sekundärseite durch eine Diode und eine ausreichend große Glättungskapazität wieder gleichgerichtet wird.

Der Sperrwandler ist ein gängiges Konzept zur galvanisch getrennten Gleichspannungswandlung und gehört aufgrund des relativ geringen Bauteilaufwands zu den am häufigsten verwendeten Methoden, beispielsweise bei der Realisierung von Schaltnetzteilen. Sperrwandler werden für Leistungen von bis zu 500W verwendet.[7]

Ein Nachteil des Sperrwandlers sind die bei den Schaltvorgängen entstehenden Spannungsspitzen, welche den Wert der Eingangsspannung um ein Vielfaches übersteigen können und den elektronischen Bauteilen in der Schaltung dadurch eine hohe Belastbarkeit abverlangen. Zudem bedarf es einer gesonderten Schutzschaltung, um diese Überschwinger ausreichend abzdämpfen. Bei großen Leistungen sind die Überschwinger besonders stark.

Dafür zeichnet sich der Sperrwandler wiederum durch gute Wirkungsgrade von bis zu 90% aus.[5][8] Zudem macht die Leistungsübertragung per Transformator das auftragen mehrerer Ausgangswicklungen möglich.

In diesem Versuch soll ein Demoboard als Vorlage für den Aufbau des Sperrwandlers dienen.[9] Zentraler Bestandteil der wissenschaftlichen Ausarbeitung wird die Dimensionierung des Transformators sein. Es wird detailliert auf den Unterschied zwischen einem herkömmlichen Transformator und einem Speichertrafo eingegangen. Letzterer zeichnet sich durch einen Luftspalt im Eisenkern aus, wohingegen normale Transformatoren für die Übertragung von sinusförmiger Wechselleistung in der Regel einen durchgehenden Eisenkern ohne Luftspalt haben.

Es wird untersucht, wie sich der Transformator bei verschiedenen Luftspaltmaßen, relativ zum Gesamtvolumen des Trafokerns, verhält. Auch ein Trafokern ohne Luftspalt soll im Rahmen des Versuchs zum Einsatz kommen. Anhand dieses Versuchsteils kann überprüft werden, ob und wie effizient ein Sperrwandler auch mit einem herkömmlichen Transformator kern arbeiten kann. Dabei wird auch der Begriff der magnetischen Sättigung eine wichtige Rolle spielen und wie diese sich auf die Funktionsweise des Transformators auswirkt.

## 2 Erläuterungen und Vorberechnungen

Gegenstand dieses Kapitels ist der Entwurf eines elektrischen Schaltplans für den Sperrwandler sowie des darauf basierenden Platinenlayouts. Auch die Auslegung und Begründung der verwendeten Baueile soll in diesem Kapitel erfolgen. Begonnen wird mit einer kurzen Einführung in die grundlegende Funktionsweise eines Sperrwandlers.

### 2.1 Grundprinzip

Die Schaltung des Sperrwandlers basiert auf dem Aufbau des Hoch- / Tiefsetzstellers - mit dem Unterschied, dass die einfache Induktivität  $L$  hier durch einen Transformator ersetzt wird:

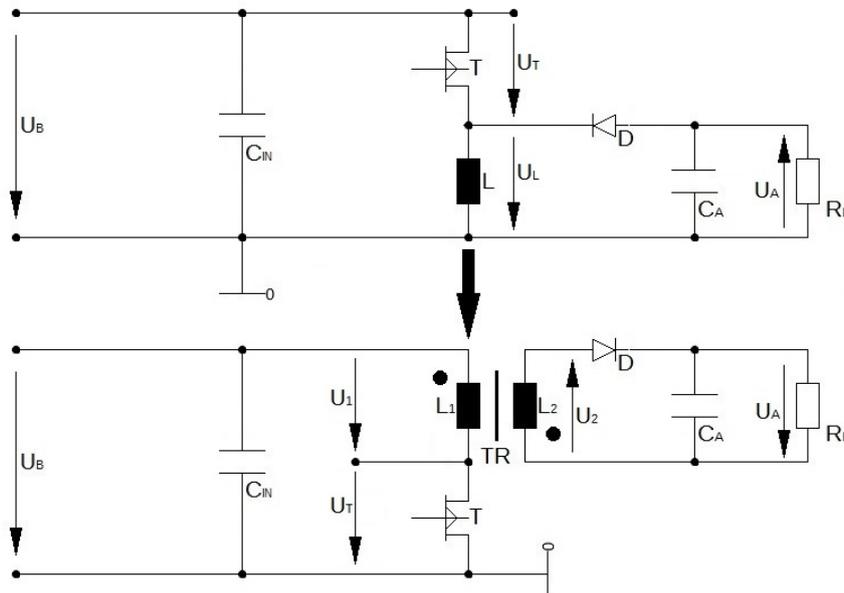


Abbildung 2.1: Vergleich Hoch- / Tiefsetzsteller und Sperrwandler

In einigen Fachbüchern wird der Begriff 'Sperrwandler' als Überbegriff definiert, welcher sowohl den herkömmlichen Hoch- / Tiefsetzsteller als auch die mit einem Transformator versehene Variante desselben beschreibt.[3] Im Folgenden jedoch soll der Begriff explizit für letzteres verwendet werden.

Bei der Wahl des Windungsverhältnisses für den Transformator wird zunächst davon ausgegangen, dass der Sperrwandler mit dem konstanten Tastverhältnis  $D = 0,5$  betrieben wird.[7] Verwendet man allerdings einen Schaltregler zur Ansteuerung des Leistungsschalters, so fungiert das Tastverhältnis neben der Schaltfrequenz als Stellgröße für den Regler.[8] Die Berechnungsformel für das Verhältnis zwischen Eingangsspannung  $U_B$  und Ausgangsspannung  $U_A$  setzt sich aus den Grundformeln für Transformatoren sowie für den Hoch- / Tiefsetzsteller zusammen:

*Transformator:*

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{N_2}{N_1} \quad (2.1)$$

*Hoch- / Tiefsetzsteller:*

$$\frac{U_A}{U_B} = \frac{D}{1 - D} \quad (2.2)$$

Aus der Kombination der Gleichungen 2.1 und 2.2 lässt sich nun die Übertragungsgleichung für den Sperrwandler herleiten.[4][7]

*Sperrwandler:*

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{D}{1 - D} \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (2.3)$$

Ein wesentlicher Vorteil des Sperrwandlers besteht darin, dass durch die galvanische Trennung zum einen keine direkte Kopplung mit dem speisenden Netz besteht und zum anderen mehrere voneinander separierte Ausgangsspannungen erzeugt werden können. Auch die invertierende Wirkung, wie sie bei einem herkömmlichen Hoch- / Tiefsetzsteller vorliegt, kann durch die Wahl eines gegensinnigen Wicklungsverhältnisses am Transformator aufgehoben werden, wenn dies gewünscht ist:

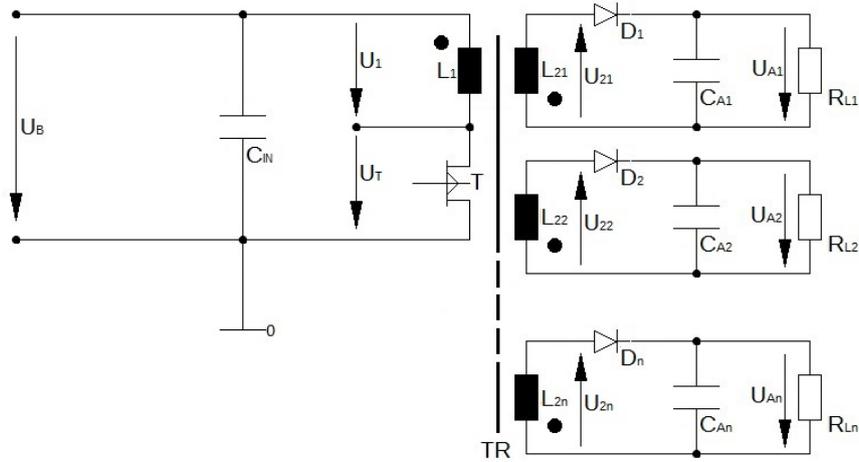


Abbildung 2.2: Sperrwandler mit mehreren Ausgangsspannungen

In dem hier behandelten Anwendungsbeispiel sollen aus einer gemeinsamen, netzgebundenen Eingangsspannung  $U_{in} = 45V$  insgesamt vier Ausgangsspannungen zu jeweils  $15V$  erzeugt werden. Der Transistor inklusive Ansteuerung wird durch den Schaltregler LT8304 von Linear Technology realisiert. Dieser ist für Eingangsspannungen von  $3V$  bis  $100V$  konzipiert und damit gut geeignet für diesen Versuch. Eine Beispielapplikation von Linear Technology ist bereits auf dem Markt und soll nun als Vorlage für diese Arbeit dienen.[9]

Die folgende Abbildung zeigt den EAGLE-Schaltplan mit allen Komponenten:

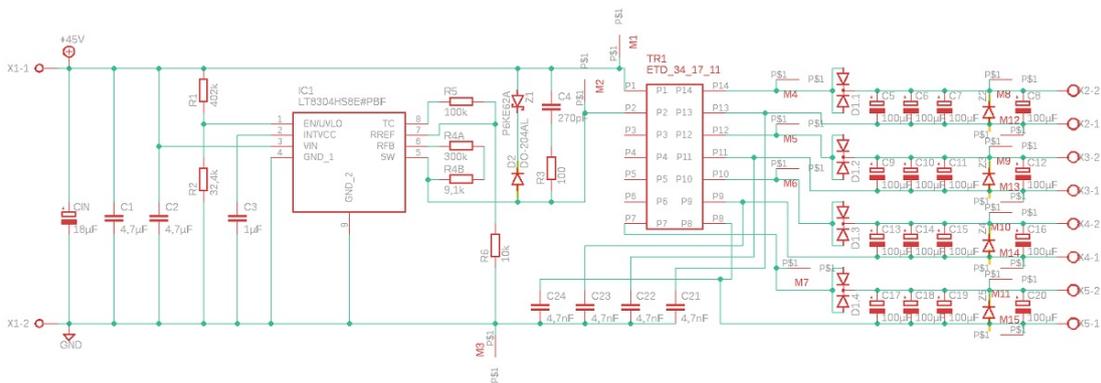


Abbildung 2.3: EAGLE-Schaltplan

## 2.2 Dimensionierung und Erläuterung der verwendeten Bauteile

In diesem Kapitel soll die in Abbildung 2.3 dargestellte Schaltung näher erläutert werden. Dies erfolgt in drei Abschnitten. Begonnen wird mit der sogenannten 'Snubber-Schaltung', welche direkt parallel zur Primärinduktivität liegt.

### 2.2.1 Dämpfungsglied und Überspannungsschutz

Die 'Snubber-Schaltung', welche zur Dämpfung und Begrenzung von Überspannungsspitzen beim Abschalten der Hauptinduktivität dient, ist nachfolgend in dem entsprechenden Ausschnitt aus dem Gesamtschaltbild zu sehen:

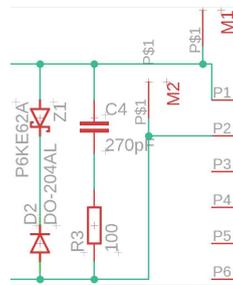


Abbildung 2.4: Beschaltung der Primärspule

Die Verwendung von sogenannten Freilauf- oder Schutzdioden ist ein gängiges Konzept bei Applikationen, in denen geschaltete Spulen auftreten. Die dahinterstehende Problematik ist, dass eine Spule, sobald über dieser eine Spannung  $U_L \neq 0$  anliegt, von einem stetig ansteigendem Strom durchflossen wird. Bei Vernachlässigung des Drahtwiderstandes und sonstiger parasitärer Effekte kann der Anstieg des Stromes bei einer anliegenden Gleichspannung als linear angenommen werden:

$$U_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (2.4)$$

Wird die Leitung an der Spule nun unterbrochen, so versucht die Spule den aktuellen Stromwert dennoch weiter aufrecht zu erhalten, da eine Induktivität sprunghafte Änderungen des Stromes nicht zulässt. An der unterbrochenen Leitung kommt es dadurch zu

einer Stauung der Ladungsträger, welche wiederum zu einem starken Anstieg der Spulenspannung führt. Diese Überspannung kann ein vielfaches der Betriebsspannung betragen und so zu Lichtbogeneffekten sowie letztendlich zu einer Zerstörung des Schalters führen. Besonders für Transistorschalter ist diese Eigenschaft von Spulen eine große Gefahr. Aus diesem Grund werden geschaltete Spulen, wie sie häufig auch in Relaisschaltungen, beispielsweise im Kfz- Bereich, auftreten, in der Regel mit Freilaufdioden versehen.

Die folgende Abbildung zeigt das Grundprinzip der Verschaltung von Freilaufdioden:

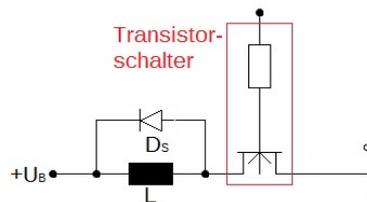


Abbildung 2.5: Spule mit Schutzdiode

Die Schutzdiode  $D_s$  wird leitend, sobald die Spannung über dem Schalter einen Wert  $U_{sw} \geq U_B + U_F$  erreicht.  $U_F$  bezeichnet dabei die Vorwärtsspannung der Schutzdiode. Auf diese Weise findet im ausgeschalteten Zustand ein Ladungsausgleich über der Spule statt, wodurch Überspannungen verhindert werden können.[2]

In dem hier behandelten Versuchsaufbau (Abbildung 2.4) wird diese Funktion durch die Diode  $D2$  realisiert. Es gibt aber gegenüber z.B. Relaisschaltungen noch einen bedeutsamen Unterschied. Bei der Spule handelt es sich um die Primärwicklung eines Speichertrafos. Dieser nimmt während der leitenden Phase des Transistorschalters elektrische Energie auf und speichert diese im magnetischen Feld:[7]

$$W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_M^2 = \frac{1}{2} \cdot B \cdot H \cdot V \quad (2.5)$$

$V$  bezeichnet hierbei das Kernvolumen,  $B$  die magnetische Flussdichte und  $H$  die magnetische Feldstärke. In Kapitel 2.3.3 wird auf dieses Thema noch genauer eingegangen. Während der Sperrphase wird die gespeicherte Energie an die Sekundärseite weitergegeben. Eine einfache Freilaufdiode wie in Abbildung 2.5 verschaltet, würde jedoch einen großen Teil der Energie ableiten und den Wirkungsgrad des Sperrwandlers da-

durch erheblich verschlechtern. Daher ist der Schutzdiode zusätzlich noch eine sogenannte Suppressor- oder TVS- Diode (Transient Voltage Suppressor) nachgeschaltet. Diese gehört zur Familie der Zenerdioden und wird in Sperrichtung betrieben.[2]

Suppressordioden gibt es sowohl in unidirektionaler, als auch in bidirektionaler Ausführung:

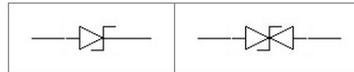


Abbildung 2.6: Suppressordiode, uni- und bidirektional

Letztere entspricht der antiseriellen Schaltung zweier unidirektionaler Dioden (siehe Abbildung 2.6, rechts). Hauptsächliches Auswahlkriterium für Suppressordioden ist die Durchbruchspannung, auch bezeichnet als Zenerspannung  $U_{Z0}$ . Im Folgenden soll diese für den hiesigen Fall dimensioniert werden.

Laut Datenblattangabe des LT8304 ist der interne Leistungs- MOSFET für eine maximale Schalterspannung von  $U_{sw,max} = 150V$  ausgelegt. Davon subtrahiere man zur Sicherheit noch einmal  $5V$  als Puffer, um eventuelle Abweichungen und Bauteiltoleranzen mit abzudecken. Ausgehend von einer konstanten Betriebsspannung  $U_B = 45V$  ergibt sich dann für die maximale Durchbruchspannung der TVS- Diode:[8]

$$U_{Z0} \leq U_{sw,max} - 5V - U_B \quad \rightarrow \quad U_{Z0} \leq 150V - 5V - 45V = 100V. \quad (2.6)$$

Eine auf dem Markt verfügbare TVS- Diode in Durchsteckmontage und bidirektionaler Ausführung mit einer Durchbruchspannung von  $94V$  und einem maximalen Bemessungsstrom von  $10A$  im leitenden Zustand erfüllt die Kriterien für diesen Versuch und kann somit verwendet werden. Der Strompfad mit der Schutzdiode wird nur dann leitend, wenn die Durchbruchspannung der TVS- Diode überschritten wird. Auf diese Weise kann der Transistorschalter vor Überspannung geschützt werden, ohne dass auf der Primärseite im Normalbetrieb übermäßige Verluste auftreten.

Parallel zu dem Strang aus TVS- und Schutzdiode befindet sich ein sogenanntes RC-Dämpfungsglied, auch bezeichnet als 'Snubber-Schaltung' - hier bestehend aus dem Widerstand  $R_3$  und dem Kondensator  $C_4$ . [1] Die Snubber-Schaltung soll den beim Abschalten der Spule entstehenden Spannungsimpuls dämpfen. Welche Auswirkung die nahezu sprunghafte Änderung des Stroms beim Abschalten der Hauptinduktivität hat, lässt sich am besten unter Verwendung von Gleichung 2.4 verdeutlichen. Für die Zeitdifferenz gelte bei einem idealen Abschaltvorgang:  $dt = 0$ . Wendet man diese Bedingung nun auf Gleichung 2.4 an, so ergibt das:

$$\lim_{dt \rightarrow 0} U_L = \lim_{dt \rightarrow 0} L \cdot \frac{di}{dt} = \infty \quad (2.7)$$

Das würde bedeuten, dass zum Abschaltzeitpunkt ein theoretisch betrachtet unendlich hoher Spannungsimpuls entsteht. In der Realität gibt es eine kurze Verzögerungszeit beim Schalten des Transistors, welche sich durch steigende und fallende Flanken der Schalterspannung während des Schaltvorgangs ausdrückt. Je geringer diese Verzögerung ist, desto höher werden die Spannungsspitzen.

Diese überschüssige Energie, welche nicht an die Sekundärseite weitergegeben werden kann, da sie in erster Linie durch Streuinduktivitäten des Transformators hervorgerufen wird, soll nun durch den Snubber aufgefangen werden. Die Stromänderung  $\frac{di}{dt}$  wird verlangsamt, da der Kondensator den Spulenstrom nach Abschalten der Induktivität zunächst temporär aufnimmt. Auf diese Weise kann gemäß Gleichung 2.4 die auftretende Spannungsspitze reduziert werden. Der Kondensator  $C_4$  bildet dann mit der Streuinduktivität  $L_s$  und dem Widerstand  $R_3$  einen Reihenschwingkreis, dessen Resonanzfrequenz durch Variieren der Kapazität  $C_4$  eingestellt werden kann. Die Resonanzfrequenz ist durch die folgende Gleichung gegeben: [7]

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (2.8)$$

Durch den Widerstand  $R_3$  entsteht zudem eine Dämpfung, welche durch  $\delta = d \cdot \omega_0$  mit  $\omega_0 = 2\pi \cdot f_0$  gegeben ist. Der Dämpfungsgrad wird üblicherweise mit dem Großbuchstaben  $D$  beschrieben, hier jedoch durch den Kleinbuchstaben  $d$  ersetzt, um einer Verwechslung

mit dem Tastverhältnis  $D$  vorzubeugen. Der Dämpfungsgrad ergibt sich durch Gleichsetzen der homogenen Differenzialgleichung des Reihenschwingkreises mit der allgemeinen Form für Differenzialgleichungen zweiter Ordnung:[14]

$$L \cdot C \cdot \frac{d^2 i}{dt^2} + R \cdot C \cdot \frac{di}{dt} + i = 0 \quad ; \quad \frac{d^2 i}{dt^2} + 2 \cdot d \cdot \omega_0 \cdot \frac{di}{dt} + \omega_0^2 \cdot i = 0$$

$$\rightarrow d = \frac{R}{2 \cdot L \cdot \omega_0} \quad (2.9)$$

Der Verlauf der Spannung über der Streuinduktivität entspricht dann dem Produkt einer abklingenden Exponentialfunktion und einer Cosinusfunktion:[7]

$$u_{Ls}(t) = \hat{U}_0 \cdot e^{-\delta \cdot t} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) = \hat{U}_0 \cdot e^{-d \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) = \hat{U}_0 \cdot e^{-\frac{R}{2 \cdot L} \cdot t} \cdot \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot t\right) \quad (2.10)$$

Der LT8304 beinhaltet ein Element namens 'Boundary Detector', welches das Erreichen der Lückgrenze anhand einer sinusförmigen Schwingung der Schalterspannung ausmacht. Diese Schwingung entsteht immer dann, wenn der Sekundärstrom auf 0 fällt. Damit die Schwingungen, welche beim Öffnen des Schalters entstehen, nicht fälschlicherweise durch den Boundary Detector als lückender Sekundärstrom interpretiert werden, welcher den Transistor daraufhin sofort wieder einschalten würde, wird der Boundary Detector nach dem Öffnen zunächst für  $250ns$  deaktiviert. Es gibt also einen Zeitraum von  $250ns$ , um die Schwingung möglichst stark abzdämpfen:[8]

$$\hat{U}_0 \cdot e^{-\frac{R_3}{2 \cdot L_s} \cdot 250ns} \approx 0 \quad (2.11)$$

In der Beispielapplikation wird ein Transformator verwendet, welcher laut Herstellerangaben eine Streuinduktivität von maximal  $1\mu H$  hat. Dazu wird ein Snubber- Kondensator mit einer Kapazität von  $270pF$  und der Widerstand  $R_3 = 100\Omega$  gewählt.[9]

Eine Simulation mit LTSpice ergibt für diese Kombination die folgenden Strom- und Spannungsverläufe:

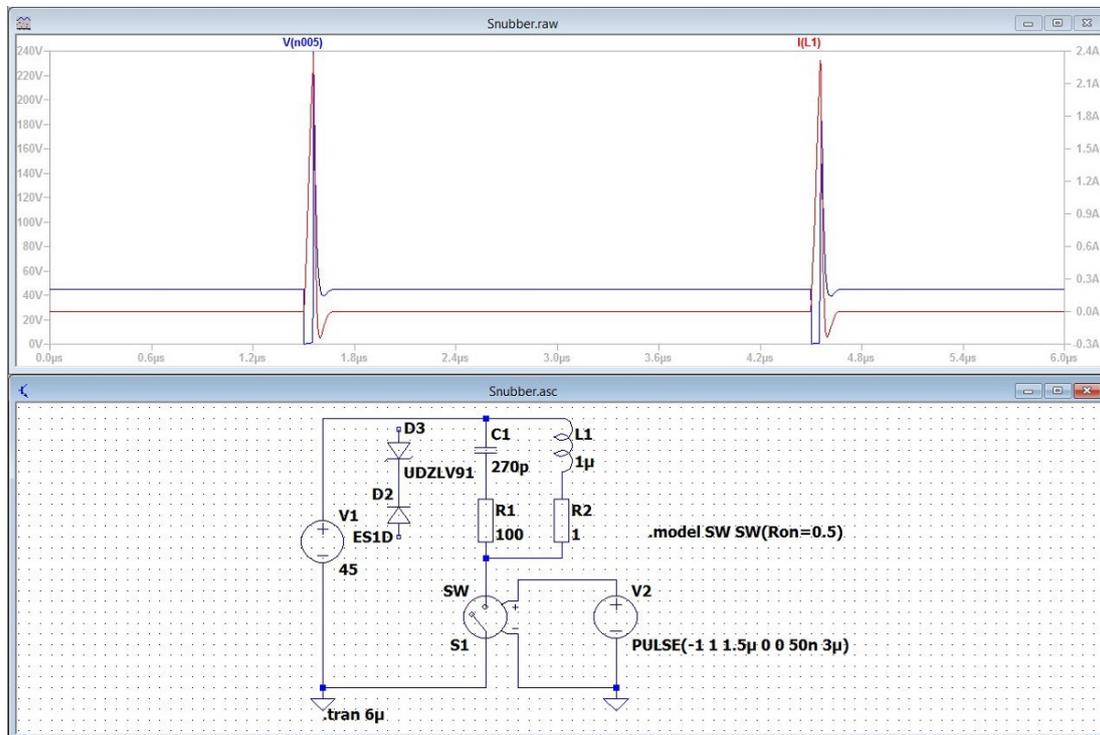


Abbildung 2.7: Snubber- Simulation,  $L_s = 1\mu H$ ;  $R = 100\Omega$ ;  $C = 270pF$ ; ohne Schutzdiode

Der Schalttransistor lässt sich in LTSpice am Besten durch einen spannungsgesteuerten Schalter realisieren. Dieser befindet sich in einem gesonderten Stromkreis mit einer Spannungsquelle, welche eine Rechteckspannung zwischen  $1V$  und  $-1V$  erzeugt und dadurch den Schalter im Wechsel öffnet (bei  $-1V$ ) und schließt (bei  $1V$ ). Die Einschaltdauer wird dabei so eingestellt, dass in der Streuinduktivität ein Strom von etwa  $2,4A$  aufgebaut wird. Dies entspricht dem maximalen Belastungsstrom des Schalttransistors laut Datenblattangabe des LT8304.

Die Dauer der Schaltperiode ist auf  $3\mu s$  eingestellt. Damit liegt die Schaltfrequenz knapp unter dem maximalen Wert des Schaltreglers von  $350kHz$ .

In dem Modell wird auch der Drahtwiderstand der Spule berücksichtigt und zu  $1\Omega$  angenommen. Der Verlustwiderstand des geschlossenen Schalters beträgt laut Datenblatt  $0,5\Omega$ . [8]

In der Bibliothek von LTSpice gibt es eine Zenerdiode mit einer Durchbruchspannung von  $96V$ , welche die für diesen Versuch verwendete TVS-Diode modellieren soll. Diese befindet sich in einem Strang mit der herkömmlichen Freilaufdiode ( $D2$ ). Der Strang mit den Schutzdioden ist in diesem Versuch noch nicht mit dem Stromkreis verbunden (siehe Abb. 2.7, unten), da in der Simulation zunächst hauptsächlich das Verhalten des Schwingkreises untersucht werden soll. Es wird aber bereits sichtbar, dass die Spannung unmittelbar nach dem Abschalten schlagartig auf knapp  $240V$  ansteigt. Damit läge die Spitzenspannung bereits fast  $100V$  über der Belastungsgrenze des Transistors, welcher dadurch mit großer Wahrscheinlichkeit zerstört werden würde. Daher wäre ein entsprechender Überspannungsschutz mit den Dioden in jedem Fall notwendig.

Durch die Dämpfung mit dem  $100\Omega$ -Widerstand kommt die Schwingung bereits nach etwa  $120ns$  nahezu vollständig zum Erliegen. Die Dämpfung ist damit ausreichend. Durch Nachrechnen kommt man zu dem Ergebnis:

$$e^{-\frac{100\Omega}{2 \cdot 1\mu H} \cdot 120ns} \approx 2,48 \cdot 10^{-3} \quad (2.12)$$

Somit läge die Amplitude der Schwingung zu diesem Zeitpunkt nur noch bei rund  $0,25\%$  der Anfangs- Amplitude. Beträgt diese in etwa  $240V$ , so läge sie nach  $120ns$  bei  $(240V - 45V) \cdot 0,25\% \approx 0,5V$ . Nach der maximalen Zeitdauer fällt die Amplitude noch weiter auf:

$$e^{-\frac{100\Omega}{2 \cdot 1\mu H} \cdot 250ns} \approx 3,73 \cdot 10^{-6} \quad (2.13)$$

Damit wäre die Amplitude nach  $250ns$  bereits vernachlässigbar klein, womit der Zweck der Dämpfung erfüllt wäre.

Wie sich die Schaltung mit einer schwächeren Dämpfung verhält, zeigt das nächste Beispiel mit einem Widerstand von  $25\Omega$ :

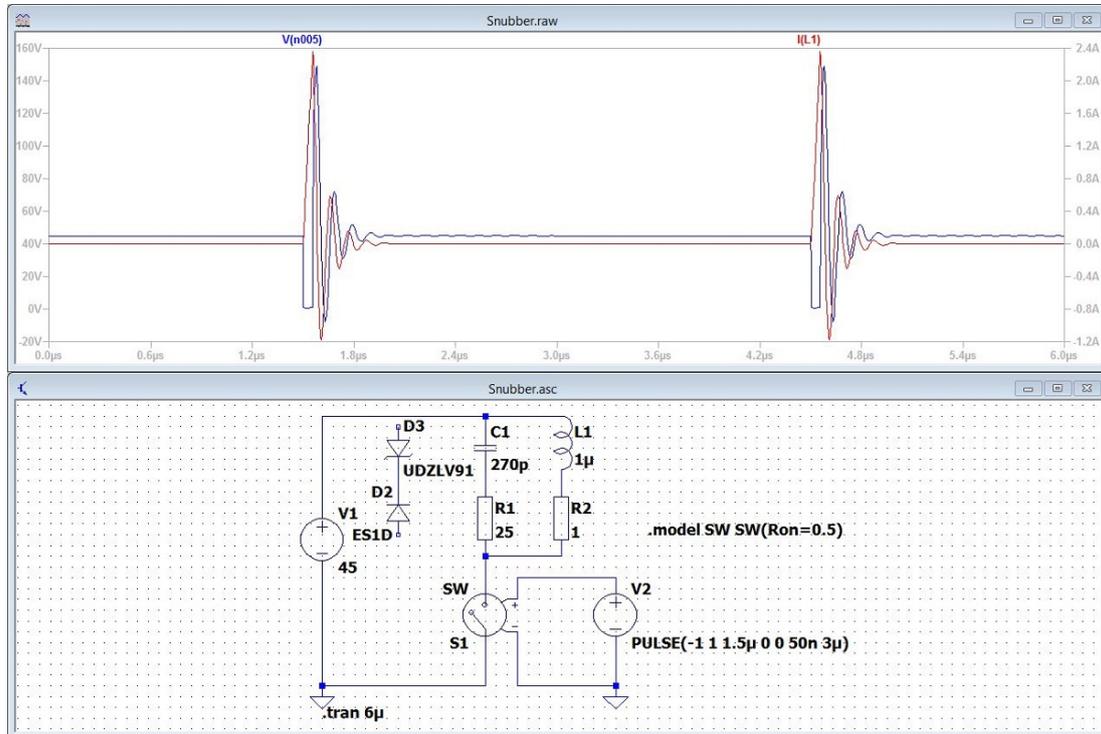


Abbildung 2.8: Snubber- Simulation,  $L_s = 1\mu H$ ;  $R = 25\Omega$ ;  $C = 270pF$ ; ohne Schutzdiode

In dieser Simulation ist die abklingende, harmonische Schwingung deutlich erkennbar. Das Verhältnis der aufeinander folgenden Amplituden zueinander lässt sich bestimmen, indem man für die Zeit  $t$  in dem Exponentialterm die Periodendauer  $T_0 = \frac{1}{f_0} = 2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}$  einsetzt. Damit ergibt sich:

$$\Delta_U = \frac{\hat{U}_{n+1}}{\hat{U}_n} = e^{-\pi \cdot R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}} = e^{-\pi \cdot 25\Omega \cdot \sqrt{\frac{270pF}{1\mu H}}} \approx 0,2751 \quad (2.14)$$

Mit den Werten von zwei aufeinander folgenden, positiven Amplituden wird dieser Zusammenhang noch einmal überprüft. Die Cursormessung ergibt für eine der Schwingungen einen Spitzenwert von ca.  $72V$  sowie für die darauf folgende Schwingung etwa  $52V$ . Beim Ablesen dieser Werte ist aber noch zu beachten, dass die Schwingung noch ein

Offset von  $U_{in} = 45V$  hat. Dieses muss für die Berechnung zunächst von der größeren Amplitude subtrahiert und nach der Multiplikation mit dem Faktor  $\Delta_U$  wieder addiert werden:

$$\begin{aligned} U_{n+1} &= (U_n - U_{in}) \cdot \Delta_U + U_{in} = U_n \cdot \Delta_U + U_{in} \cdot (1 - \Delta_U) \\ &= 72V \cdot 0,2751 + 45V \cdot (1 - 0,2751) \approx 52,43V \end{aligned} \quad (2.15)$$

Somit ist eine hinreichende Übereinstimmung mit den simulierten Werten gegeben. Die minimale Abweichung wird durch Ungenauigkeiten bei der Cursorsetzung verursacht. Ein deutliches Abflachen der Schwingung gibt es hier erst etwa  $400ns$  nach dem Öffnen des Schalters. Somit wäre die Dämpfung für diese Anwendung deutlich zu gering.

Ist die Streuinduktivität des Transformators größer, so erhöht sich damit auch die Abklingzeit der Schwingung. Nachfolgend wird die Schaltung mit der ursprünglichen RC-Kombination ( $R = 100\Omega$ ;  $C = 270pF$ ) noch einmal durchsimuliert. Die Streuinduktivität beträgt nun  $2\mu H$ .

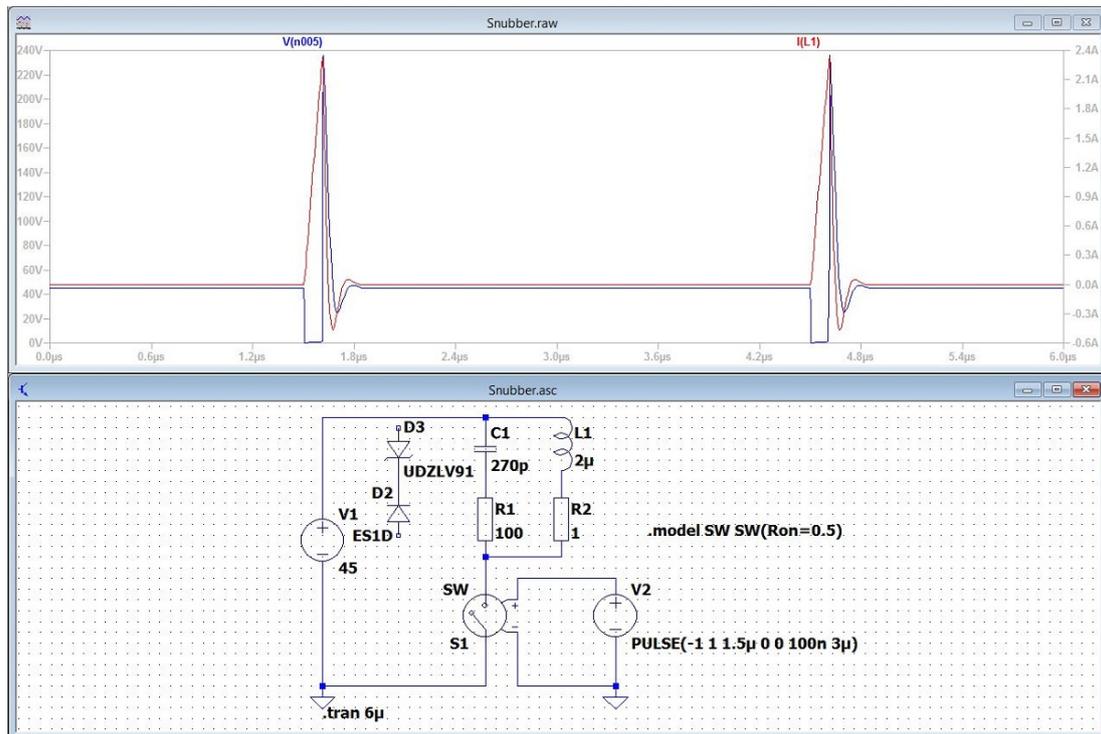


Abbildung 2.9: Snubber- Simulation,  $L_s = 2\mu H$ ;  $R = 100\Omega$ ;  $C = 270pF$ ; ohne Schutzdiode

Die Zeitspanne von  $250ns$  reicht jetzt nur noch sehr knapp bis zu einem sichtbaren Abklingen der Schwingung. Mit einer Streuinduktivität von  $3\mu H$  wird sie bereits überschritten. Bei einem Vergleich mit Abbildung 2.7 wird der Unterschied auch sichtbar. Dieses Ergebnis ist zu erwarten, da die Induktivität bei dem Dämpfungsterm im Nenner steht und die Dämpfung somit bei einer größeren Induktivität geringer wird. Eine Berechnung mit beiden Induktivitäten ergibt:

$$e^{-\frac{100\Omega}{2 \cdot 2\mu H} \cdot 250ns} \approx 1,93 \cdot 10^{-3} \quad ; \quad e^{-\frac{100\Omega}{2 \cdot 3\mu H} \cdot 250ns} \approx 15,5 \cdot 10^{-3} \quad (2.16)$$

Nach  $250ns$  ist die Schwingung demnach bei  $2\mu H$  auf etwa  $0,2\%$  abgeklungen. Mit einer Streuinduktivität von  $3\mu H$  hingegen liegt sie noch immer bei ca.  $1,6\%$  der Grundamplitude.

## 2 Erläuterungen und Vorberechnungen

Wählt man die Kapazität und den Widerstand nun größer, beispielsweise zu  $R = 300\Omega$  und  $C = 1nF$ , so sieht der Verlauf der Schalterspannung folgendermaßen aus:

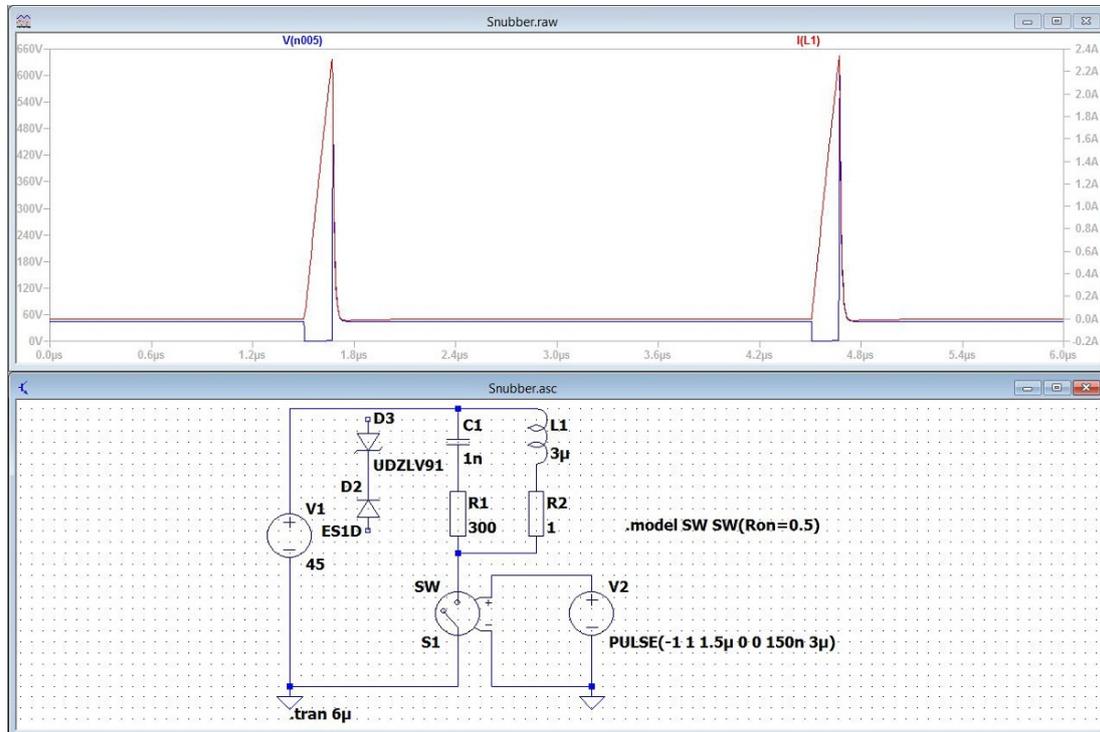


Abbildung 2.10: Snubber- Simulation,  $L_s = 3\mu H$ ;  $R = 300\Omega$ ;  $C = 1nF$ ; ohne Schutzdiode

Bis zum vollständigen Abklingen benötigt die Schwingung nur noch knapp  $80ns$ . Dafür steigt die Spannung nun auf einen Spitzenwert von bis zu  $660V$  an. Aus diesem Grund soll nun anhand des hier behandelten Beispiels noch einmal die Funktionsweise der Schutzdiodenschaltung (des DZ-Stranges) demonstriert werden:

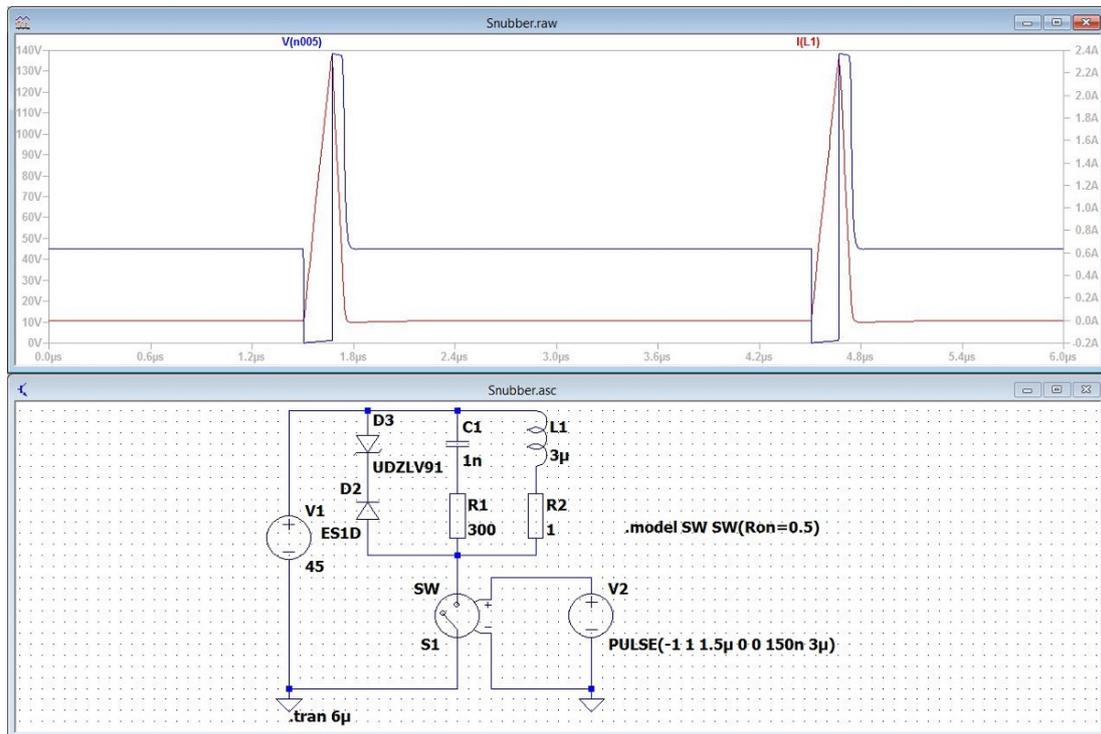


Abbildung 2.11: Snubber- Simulation,  $L_s = 3\mu H$ ;  $R = 300\Omega$ ;  $C = 1nF$ ; mit Schutzdiode

Durch die TVS-Diode wird die Spannungsspitze nach dem Abschalten auf einen Wert von weniger als 140V reduziert, sodass für den Transistor mit der maximalen Spannung von 150V im Sperrzustand keine Gefahr mehr besteht. Die Zeit bis zum nahezu vollständigen Abklingen des Einschwingvorgangs wird allerdings nahezu verdoppelt, auf ca. 160ns. Dieser Umstand ist dem geschuldet, dass die RC-Schaltung durch den leitenden DZ-Strang zeitweise faktisch überbrückt wird und der Schwingkreis daher erst einsetzt, wenn die TVS-Diode wieder in den Sperrzustand übergeht. Die Abklingdauer liegt dennoch weit unter dem Limit von 250ns.

Wenngleich in diesem Versuch ein von Hand gewickelter Transformator verwendet werden soll, dessen Streuinduktivität demzufolge nicht durch ein Datenblatt gegeben ist, sollen die in dem Beispiel verwendeten Werte  $R_3 = 100\Omega$  und  $C_4 = 270pF$  zunächst übernommen werden. Eine Neudimensionierung nach dem in diesem Kapitel vorgestellten Schema soll nur dann erfolgen, wenn bei der Inbetriebnahmen des Sperrwandlers eklatante Fehlfunktionen auftreten, welche nachweislich auf die Schutzschaltung zurückzuführen sind.

### 2.2.2 Beschaltung des Reglers

Die Erklärung der übrigen Bauteile auf der Primärseite soll unter Zuhilfenahme des Blockschaltbildes aus dem Datenblatt des LT8304 erfolgen. Der besagte Auszug ist unmittelbar dem Datenblatt entnommen:

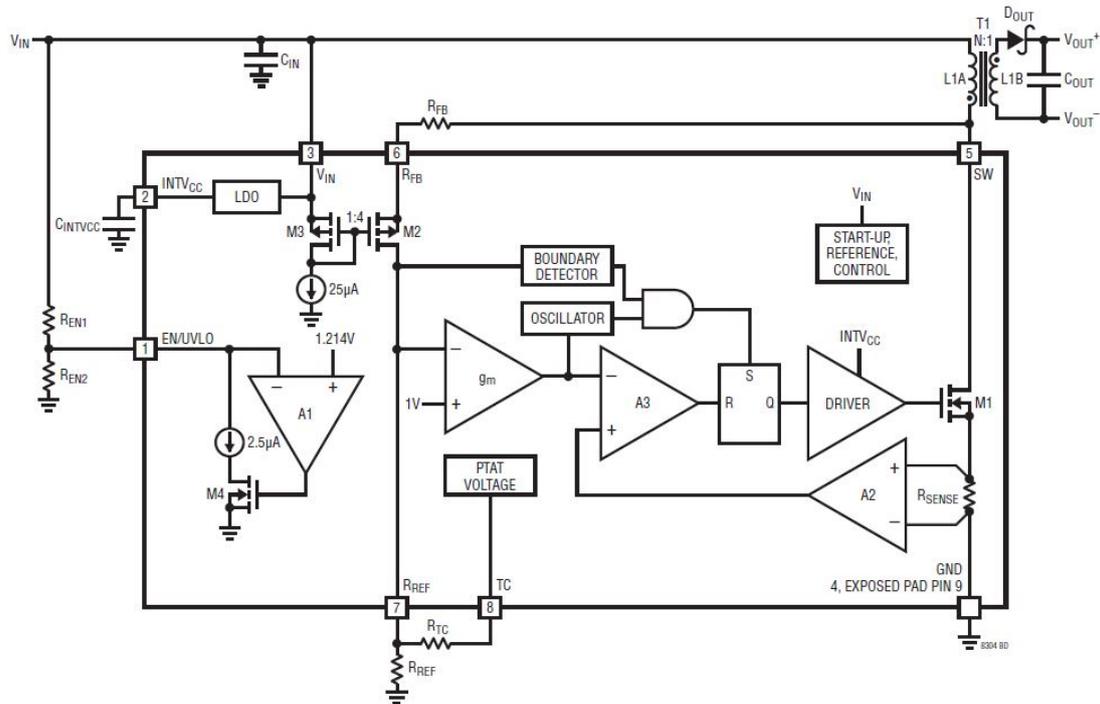


Abbildung 2.12: Blockschaltbild des LT8304 [8]

Wenn der Schalter  $M1$  sperrt, entlädt sich die Sekundärspule. Die auf die Primärseite reflektierte Sekundärspannung, auch bezeichnet als 'Flyback-Spannung', wird durch den Term  $U_{L2}' = N_{PS} \cdot (U_{D1} + U_{out})$  beschrieben. Sie wird durch einen Spannungsteiler aus den Widerständen  $R_{FB}$  und  $R_{REF}$  geteilt. Die daraus resultierende Teilspannung liegt an dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers  $g_m$  an und wird mit der internen Referenzspannung  $U_{REF} = 1V$  verglichen. Je geringer die Flyback-Spannung bedingt durch die Ausgangsspannung des Wandlers ist, desto größer ist also die Ausgangsspannung des Verstärkers  $g_m$ .

Die Ausgangsspannung von  $g_m$  liegt wiederum am invertierenden Anschluss des Verstärkers  $A3$ , welcher den Reset-Eingang des RS-Flip-Flops ansteuert. Wenn also die Spannung am invertierenden Eingang steigt, sinkt wiederum die Ausgangsspannung von  $A3$ , bis an

dem R-Eingang des Flip-Flops eine logische 0 anliegt und das Reset-Signal zurückgenommen wird. Wenn der Boundary Detector bei lückendem Ausgangsstrom eine logische 1 ausgibt, wird mit der nächsten Taktflanke des Oszillators der Flip-Flop gesetzt und somit der Schalter  $M1$  geschlossen.

Bei leitendem Transistor  $M1$  wird die Primärspule geladen und der Spulenstrom, welcher mit dem Schalterstrom gleichgesetzt werden kann, steigt linear an. Proportional zum Schalterstrom steigt auch die Spannung über dem internen Messwiderstand  $R_{SENSE}$ , welche durch den Operationsverstärker  $A2$  verstärkt wird. Die Ausgangsspannung von  $A2$  steigt dementsprechend ebenfalls proportional zum Spulenstrom. Sie wird auf den nicht invertierenden Eingang von  $A3$  gegeben, dessen Ausgangsspannung demzufolge ebenfalls ansteigt, bis sie einen Wert erreicht, welcher durch den Reset-Eingang des Flip-Flop als logische 1 interpretiert wird, der daraufhin den Transistorschalter wieder öffnet. Der Verstärker  $g_m$  beinhaltet laut Datenblattangabe eine Abtast-Halte-Funktion. Je größer also der gehaltene Ausgangswert von  $g_m$  ist, desto höher steigt der Spulenstrom bis zum Zurücksetzen des Flip-Flops.

Eine Änderung der Eingangsspannung ist gleichbedeutend mit einer Änderung des Offsets für die Flyback-Spannung. Wird die Eingangsspannung beispielsweise erhöht, so ergibt sich damit bei unveränderten Regelwiderständen ( $R_{FB}$  und  $R_{REF}$ ) auch eine größere Spannung am invertierenden Eingang des Verstärkers  $g_m$ . Dadurch wird das Reset-Signal erst später wieder zurückgenommen, wodurch die Sperrzeit des Transistors  $M1$  verlängert wird. Zudem steigt bei leitendem Transistor  $M1$  nach Gleichung 2.4 der Spulenstrom noch schneller an, womit der Flip-Flop durch die Verstärker  $A2$  und  $A3$  früher wieder zurückgesetzt, d.h. die Einschaltdauer von  $M1$  verkürzt wird. Dieses Verhalten des Schaltreglers bezüglich der Eingangsspannung lässt sich auch anhand von Gleichung 2.2 begründen. Um Schwankungen der Eingangsspannung möglichst gering zu halten, gibt es die Eingangskapazität  $C_{in}$ .

Die Spannungsdifferenz an dem Verstärker und das damit verbundene Ausgangssignal, welches über  $A3$  den RS-Flip-Flop ansteuert, hängt maßgeblich von dem Verhältnis zwischen den Regelwiderständen  $R_{FB}$  und  $R_{REF}$  ab. Dieses dient neben der Übersetzung des Transformators  $N_{PS}$  als einstellbare Größe für die Ausgangsspannung. Der im Datenblatt angegebenen Formel für den Widerstand  $R_{FB}$  zufolge ist die Ausgangsspannung proportional zu dem Widerstandsverhältnis:[8]

$$R_{FB} = R_{REF} \cdot \frac{N_{PS} \cdot (U_{out} + U_{D1})}{U_{REF}} = R_{REF} \cdot \frac{U_{L2'}}{U_{REF}} \quad (2.17)$$

Anhand der zuvor beschriebenen Funktionsweise des Schaltreglers lässt sich Gleichung 2.17 dadurch begründen, dass dieser das Verhalten eines P-Reglers imitiert, wobei für die Reglerkonstante  $K_P = \frac{R_{FB}}{R_{REF}}$  gilt. Die Sollwertspannung wäre dann dementsprechend die Referenzspannung  $U_{REF}$ . Änderungen der Eingangsspannung  $U_{in}$  ließen sich als Störgröße betrachten.

Eine unmittelbare, regelungstechnische Interpretation der Arbeitsweise des LT8304 im kontinuierlichen Sinn wäre jedoch nicht möglich, da dieser zum einen diskret arbeitet und zum anderen logische Bauteile beinhaltet.

Nachfolgend soll der Widerstand  $R_{FB}$  noch einmal für die Windungsverhältnisse  $N_{PS} = 2$  sowie  $N_{PS} = 3$  ausgelegt werden. Dabei soll die Ausgangsspannung  $15V$  betragen. Für die Vorwärtsspannung der Ausgangsdiode wird  $U_{D1} = 0,64V$  angenommen. Der Referenzwiderstand beträgt stets  $R_{REF} = 10k\Omega$ :

$$R_{FB,1} = 10k\Omega \cdot \frac{2 \cdot (15V + 0,64V)}{1V} \approx 312,8k\Omega \quad (2.18)$$

$$R_{FB,2} = 10k\Omega \cdot \frac{3 \cdot (15V + 0,64V)}{1V} \approx 469,2k\Omega \quad (2.19)$$

Im EAGLE-Schaltplan (Abbildung 2.3) werden die Regelwiderstände durch  $R_{FB} = R_4$  sowie  $R_{REF} = R_6$  repräsentiert.

Generell arbeitet der LT8304 bei großen Lasten an der Lückgrenze. Sobald der Boundary Detector ein Lücken des Ausgangsstroms ertastet, wird der Flip-Flop gesetzt und der Transistorschalter geschlossen. Je kleiner die Last wird, desto weniger Energie muss in der Spule gespeichert werden und desto weniger Zeit wird benötigt, um den erforderlichen Magnetisierungsstrom aufzubauen. Ein geringerer Magnetisierungsstrom bedeutet auch eine geringere Abklingzeit auf der Sekundärseite, wodurch wiederum die Lückgrenze früher erreicht wird. So wird bei Verringerung der Last im Grenzbetrieb eine geringere

Periodendauer und somit eine höhere Schaltfrequenz gefahren. Das Tastverhältnis hingegen bleibt im Grenzbetrieb unverändert.

Das Problem hierbei besteht jedoch darin, dass mit zunehmender Schaltfrequenz auch die parasitären Eigenschaften, sowohl der externen als auch der internen Bauteile des Schaltreglers an Einfluss gewinnen. Aus diesem Grund wird die Schaltfrequenz durch den internen Oszillator auf unter  $350kHz$  begrenzt. Bei deutlich geringeren Lasten arbeitet der Sperrwandler dann im Lückbetrieb, welcher die konstante Regelung der Ausgangsspannung auch bei geringeren Schaltfrequenzen ermöglicht. Das Tastverhältnis ist im lückenden Betrieb jedoch nicht mehr unabhängig von der Last. In diesem Fall spielen sowohl das Tastverhältnis, als auch die Schaltfrequenz bei der Regelung der Ausgangsspannung eine Rolle, da beide für den Mittelwert des sekundären Spulenstromes relevant sind. Im Lückbetrieb gilt es, den Mittelwert des Sekundärspulenstroms dem Laststrom anzupassen. Eine genauere Ausführung dazu erfolgt im Kapitel 3.2.2.

Ein Stromspiegel, bestehend aus den Transistoren  $M2$  und  $M3$  begrenzt den Strom durch die Regelwiderstände und schützt dadurch die internen Schaltelemente des Reglers vor Überlastungen. Zudem wird die Verlustleistung durch die Regelwiderstände begrenzt.

Da die Vorwärtsspannung der Ausgangsdiode temperaturabhängig ist, gibt es noch eine interne Temperaturkompensation, welche besonders bei kleineren Ausgangsspannungen von bis zu  $5V$  und extremen Umgebungsbedingungen von Relevanz ist. Sie kann durch einen Widerstand  $R_{TC}$  zwischen dem Temperatur- und Referenzpin eingebunden werden. Bei Raumtemperatur ( $25^{\circ}C$ ) bleibt der Widerstand stromlos. Bei deutlich geringeren Temperaturen wird über den TC-Pin Strom abgegeben (Spannung über  $R_{REF}$  steigt) und bei hohen Temperaturen Strom aufgenommen (Spannung über  $R_{REF}$  sinkt). Für den Widerstand wird im Datenblatt der Wert  $100k\Omega$  empfohlen. Da dieser Versuch jedoch stets nahe der Raumtemperatur durchgeführt wird und die Ausgangsspannung zudem  $15V$  beträgt, muss dieser Pin in diesem Fall nicht beschaltet werden.

Der Spannungsteiler bestehend aus den Widerständen  $R_{EN1}$  und  $R_{EN2}$  dient zur Festlegung der minimalen Spannungswerte, ab welcher das System ein- bzw. abgeschaltet werden soll. Dadurch wird verhindert, dass die Schaltung bei zu geringen Eingangsspannungen in einen undefinierten Operationszustand hineingerät. Zudem besteht bei einer Unterspannung, ausgehend von einer gleichbleibenden Eingangsleistung, die Gefahr eines überhöhten Schalterstroms nach  $I = \frac{P}{U}$ . Letzteres wird zusätzlich durch einen internen

Überstromschutz vorgebeugt.

Unterspannungen können beispielsweise dann auftreten, wenn es sich bei der Eingangsspannungsquelle um eine Batterie handelt, deren Spannung mit fortschreitender Entladung allmählich abnimmt.

Die nachstehende Grafik zeigt die Schematische Darstellung des Ein- und Ausschaltvorgangs eines Systems mit Unterspannungsschutz:

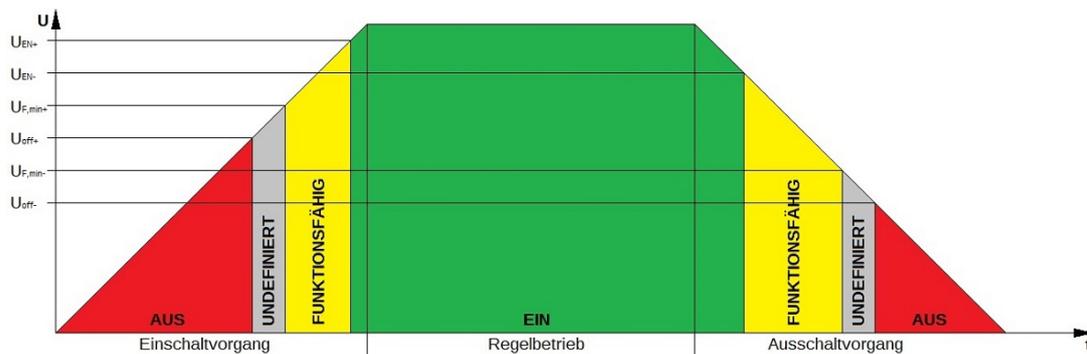


Abbildung 2.13: Funktionsprinzip Unterspannungsschutz [13]

Das System bleibt ausgeschaltet, bis die Eingangsspannung den Wert  $U_{off+}$  erreicht. Um die vollständige Funktionsfähigkeit zu erhalten, muss die Spannung den Wert  $U_{F,min+}$  erreichen. Liegt die Eingangsspannung hingegen im Bereich  $U_{off+} < U_{in} < U_{F,min+}$ , so befindet sich die Schaltung in einem undefinierten Zwischenzustand. Im schlimmsten Fall kann dies zu Schäden an einigen Bauteilen führen.

Daher wird das System erst ab einer Eingangsspannung von  $U_{in} \geq U_{EN+}$  in den aktiven Zustand versetzt. Auf diese Weise entsteht eine Pufferzone, innerhalb welcher das System zwar funktionsfähig ist, jedoch noch nicht eingeschaltet wird. Bei sinkender Eingangsspannung wird das System abgeschaltet, sobald die Spannung den Wert  $U_{EN-}$  erreicht. Die Spannung  $U_{EN-}$  muss so gewählt werden, dass die Schaltung auch beim Ausschalten nicht in den undefinierten Bereich gelangt.

Die Schwellenspannung zum Ausschalten des Systems beträgt:  $U_{th,off} = 1,214V$ . Die Einschaltchwelle liegt um die Hysteresespannung von  $U_{hyst} = 14mV$  höher und hat damit den Wert:  $U_{th,on} = 1,228V$ . Der Ruhestrom von  $2,5\mu A$  erlaubt die Wahl einer Einschalthysterese mittels Variation des Widerstandes  $R_{EN1}$ , woraus sich der Summand zu  $2,5\mu A \cdot R_{EN1}$  ergibt. Daraus lassen sich die Ein- und Ausschaltwerte  $U_{EN+}$  und  $U_{EN-}$  anhand der folgenden beiden Gleichungen bestimmen:[8]

$$U_{EN+} = \frac{U_{th,on} \cdot (R_{EN1} + R_{EN2})}{R_{EN2}} + 2,5\mu A \cdot R_{EN1}$$

$$U_{EN-} = \frac{U_{th,off} \cdot (R_{EN1} + R_{EN2})}{R_{EN2}} \quad (2.20)$$

In dem Beispiel von Linear Technology werden die Widerstandswerte  $R_{EN1} = 402k\Omega$  sowie  $R_{EN2} = 32,4k\Omega$  verwendet.[9] Das bedeutet  $U_{EN+} \approx 17,47V$  für die Mindest-Einschaltspannung sowie  $U_{EN-} \approx 16,28V$  für die minimale Ausschaltspannung. Bei diesem Versuch soll die konstante Eingangsspannung  $U_{in} = 45V$  aus einem einstellbaren Netzgerät verwendet werden. Es ist davon auszugehen, dass auf diese Weise eine durchgehend stabile Gleichspannung am Eingang der Schaltung anliegt. Daher erfolgt für diesen Versuch keine Neudimensionierung des Eingangs-Spannungsteilers und die gewählten Bauteilwerte können so übernommen werden. Die entsprechenden Bauteile in dem EAGLE-Schaltplan (Abbildung 2.3) sind:  $R_1 = R_{EN1}$  sowie  $R_2 = R_{EN2}$ .

Die Versorgungsspannung für die Gate-Ansteuerung des Schaltertransistors  $M1$  wird durch einen internen Spannungsregler (LDO) direkt aus der Betriebsspannung  $U_{in}$  erzeugt. Eine externe Versorgung für Pin Nr.2 ist daher nicht vorgesehen. Die Spannung  $INTV_{CC} = 3V$  kann durch einen externen Kondensator  $C_3 = 1\mu F$  zwischen dem zweiten Pin und der Primärmasse stabilisiert werden.

Der Aufbau und die Funktionsweise des Schaltreglers konnten in diesem Kapitel soweit analysiert werden, wie es die im Datenblatt gegebenen Informationen zulassen. Leider gibt es einige Fragen, welche aufgrund mangelnder Informationen ungeklärt bleiben. Die Funktionsweise des Stromspiegels wird im Datenblatt beispielsweise nicht explizit erläutert, weshalb hierbei auf der Grundlage von Mutmaßungen argumentiert werden muss. Ein weiteres Manco bezüglich des Blockschaltbildes sind einige interne Bausteine, deren Funktion im Datenblatt ebenfalls nicht ausreichend erklärt wird. Dazu gehören im Wesentlichen der Oszillator, der Boundary Detector sowie die interne Temperaturkompensation.

Bezüglich des Oszillators lässt sich zum Beispiel vermuten, dass es sich dabei um einen spannungsgesteuerten Oszillator handelt, da es eine Verbindung des Oszillators zum Ausgang des Abtast-Halte-Gliedes  $g_m$  gibt (siehe Abbildung 2.12). Eine genauere Angabe dazu gibt es im Datenblatt jedoch nicht.

Zu dem Boundary Detector gibt es zumindest die Information, dass dieser auf die Schwingung der Schalterspannung beim Erreichen der Lückgrenze reagiert. Wie genau diese Funktion realisiert wird, bleibt ebenfalls unbeantwortet.

Für eine grobe Analyse der Arbeitsweise des LT8304 ist das Blockschaltbild aus dem Datenblatt gerade ausreichend. Im Versuch soll noch einmal auf die Lastregulierung des Schaltreglers eingegangen werden, soweit wie es die in diesem Kapitel dargelegten Erkenntnisse zulassen.

### 2.2.3 Sekundärseite

Nachfolgend ist noch einmal die Schaltung auf der Sekundärseite des Sperrwandlers zu sehen:

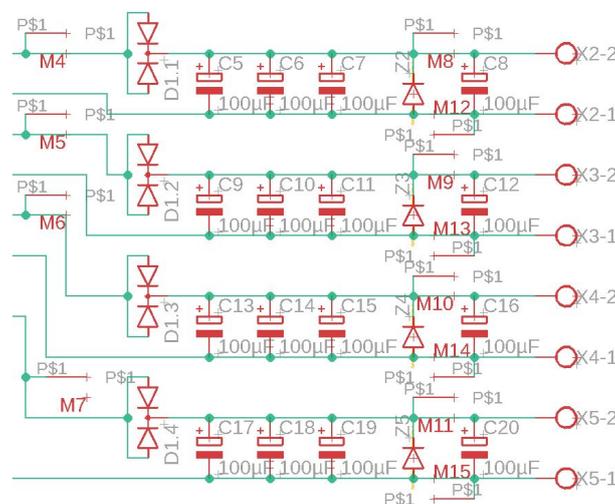


Abbildung 2.14: Ausgangsstromkreise

Durch die zweifache Ausführung der Ausgangsdioden wird deren Strombelastbarkeit gegenüber einem vergleichbaren, einfachen Exemplar um den doppelten Wert erhöht. Ei-

ne möglichst hohe Strombelastbarkeit ist für diese Anwendung wünschenswert, da die Diode den gesamten Ausgangsstrom einer Sekundärwicklung führen muss, sowohl den Gleich- als auch den Wechselanteil. Die Vorwärtsspannung der Ausgangsdioden beträgt  $U_{D1} = 0,64V$ . Der maximale Dauerstrom liegt bei insgesamt  $20A$ .

Für die Ausgangskapazität gilt im Allgemeinen: Je höher die Kapazität gewählt wird, desto besser funktioniert die Glättung der Ausgangsspannung. Bei der Auslegung wird üblicherweise zunächst ein Maximum für die Spannungsschwankung  $\Delta U_{out}$  festgelegt. Komplementär zu dem Verhältnis zwischen Spannung und Strom bei Induktivitäten nach Gleichung 2.4 gilt für Kondensatoren die allgemeine Formel:

$$I = C \cdot \frac{dU}{dt} \quad (2.21)$$

Während der Einschaltphase  $dt = t_1$  des Transistors auf der Primärseite befindet sich die Ausgangsdiode  $D_1$  an der Sekundärspule im Sperrzustand. Es fließt demnach während dieser Zeit kein Strom durch die Sekundärwicklungen.[7] Zweck der Ausgangskapazität ist es, den Laststrom  $I = I_{out}$  über diesen Zeitraum hinweg weiterhin aufrecht zu erhalten. Der Ripple  $dU = \Delta U_{out}$  soll dabei möglichst klein gehalten werden. Stellt man die Gleichung 2.21 nach der Ausgangskapazität um, so erhält man den allgemeinen Zusammenhang:

$$C_{out} = \frac{I_{out} \cdot t_1}{\Delta U_{out}} \quad (2.22)$$

Bei Gleichspannung und konstantem Laststrom gilt für die zu speichernde elektrische Energie:

$$W_{el} = U_{out} \cdot I_{out} \cdot t_1 \quad \rightarrow \quad C_{out} = \frac{W_{el}}{U_{out} \cdot \Delta U_{out}} \quad (2.23)$$

Der Transformator soll hier als verlustfrei angenommen und die Vorwärtsspannung der Diode vernachlässigt werden, sodass gilt:[8]

$$W_{el} = W_{L1} = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_M^2 \quad \rightarrow \quad C_{out} = \frac{L_1 \cdot I_M^2}{2 \cdot U_{out} \cdot \Delta U_{out}} \quad \rightarrow \quad \Delta U_{out} = \frac{L_1 \cdot I_M^2}{2 \cdot U_{out} \cdot C_{out}} \quad (2.24)$$

In der Vorlage wurde eine Kapazität von  $400\mu F$  gewählt. Nimmt man beispielsweise eine Primärinduktivität von  $50\mu H$  - die Auslegung erfolgt in Kapitel 2.3 - so ergäbe sich mit der Ausgangsspannung  $U_{out} = 15V$  und einem, bedingt durch den Schalttransistor, maximalen Spulenstrom von  $2,4A$  eine Spannungsschwankung von:

$$\Delta U_{out} = \frac{50\mu H \cdot (2,4A)^2}{2 \cdot 15V \cdot 400\mu F} = 24mV \quad (2.25)$$

Gegenüber der Ausgangsspannung von  $15V$  ist dieser Wert vernachlässigbar klein. Im Datenblatt wird empfohlen, einen Ripple von maximal  $\pm 1\%$  der Eingangsspannung zuzulassen, also in diesem Fall:  $\Delta U_{out} = 0,3V$ . Die gewählte Ausgangskapazität wäre somit auch für größere Induktivitäten ausreichend. Um die Grenzen für die Spannungsschwankung einzuhalten, wäre anders herum das Maximum für die Hauptinduktivität:

$$L_1 = \frac{2 \cdot U_{out} \cdot \Delta U_{out}}{I_M^2} \quad \rightarrow \quad \frac{2 \cdot 15V \cdot 0,3V}{(2,4A)^2} = 625\mu H \quad (2.26)$$

Ein gewisser Spielraum für die Induktivität ist vorteilhaft, da in diesem Versuch auch mit verschiedenen Transformatoren experimentiert werden soll.

Parallel zu den Ausgangskondensatoren liegt an jedem Ausgang noch eine Zenerdiode in Sperrrichtung.[2] Deren hauptsächliche Funktion besteht darin, den korrekten Leerlaufbetrieb des Sperrwandlers zu gewährleisten. Sind die Ausgänge nämlich nicht belastet, so operiert der Sperrwandler weiterhin bei minimaler Schaltfrequenz ( $f_{s,min} = 11kHz$ ). Für die korrekte Arbeitsweise des Reglers ist ein minimaler Schalterstrom von  $I_{SW,min} = 0,48A$  beizubehalten.[8] Dementsprechend wird auch im Leerlaufbetrieb ein Magnetisierungsstrom  $I_M \geq I_{SW,min}$  in der Primärspule aufgebaut. Auf der Sekundärseite entsteht nach dem Abschalten ein Spitzenstrom von  $I_{M2} = N_{PS} \cdot I_M$ , welcher nach Gleichung 2.4 linear bis auf den Wert 0 absinkt.

Da sich im Leerlaufbetrieb kein Lastwiderstand am Ausgang befindet, fließt der gesamte Spulenstrom durch die Diode in die Ausgangskondensatoren. Diese haben im unbelasteten Zustand keine Möglichkeit, ihre Energie abzugeben. Durch die Ausgangsdiode wird verhindert, dass die Kondensatoren mit der Sekundärspule einen Schwingkreis bilden. Stellt man Gleichung 2.21 nach der Kondensatorspannung um, so erhält man den Ausdruck:

$$u_{Cout}(t) = \Delta u_{Cout} = \frac{1}{C_{out}} \cdot \int i_{L2}(t) dt \quad (2.27)$$

Da nach jedem Abschaltvorgang von der Sekundärspule ein Strom durch die Diode getrieben wird, würde sich die Kondensatorspannung im Leerlauf mit jeder Schaltperiode erhöhen, bis nach einer bestimmten Anzahl an Schaltperioden die Spannungs-Obergrenze der Ausgangskondensatoren erreicht wird. Für den Spulenstrom gilt nach Gleichung 2.4:

$$u_{L2} = L_2 \cdot \frac{di_{L2}}{dt} \quad \rightarrow \quad i_{L2}(t) = \frac{1}{L_2} \cdot \int u_{L2}(t) dt \quad (2.28)$$

Durch Einsetzen in die Gleichung für die Kondensatorspannung erhält man:

$$\Delta u_{Cout} = \frac{1}{C_{out}} \cdot \int \left( \frac{1}{L_2} \cdot \int u_{L2}(t) dt \right) dt = \frac{1}{L_2 \cdot C_{out}} \cdot \int \int u_{L2}(t) dt^2 \quad (2.29)$$

Für die Spulenspannung soll nach dem Abschalten  $u_{L2}(t) = U_{L2} = konst.$  gelten. Somit lässt sich das innere Integral auflösen:

$$\Delta u_{Cout} = \frac{1}{L_2 \cdot C_{out}} \cdot \int U_{L2} \cdot t dt = \frac{U_{L2}}{L_2 \cdot C_{out}} \cdot \int t dt = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{L2}}{L_2 \cdot C_{out}} \cdot t^2 \quad (2.30)$$

Von Interesse ist hier nur der Zeitraum, in welchem der Spulenstrom von seinem Anfangswert  $I_{M2}$  auf 0 absinkt. Dieser Zeitabstand soll im Folgenden mit  $t_g$  bezeichnet werden und lässt sich ebenfalls aus Gleichung 2.4 bestimmen:

$$U_{L2} = L_2 \cdot \frac{I_{M2}}{t_g} = \frac{L_1}{N_{PS}^2} \cdot \frac{I_M \cdot N_{PS}}{t_g} = \frac{L_1 \cdot I_M}{N_{PS} \cdot t_g} \quad \rightarrow \quad t_g = \frac{L_1 \cdot I_M}{N_{PS} \cdot U_{L2}} \quad (2.31)$$

Die Kondensatorspannung erhöht sich somit in jeder Schaltperiode um den Wert:

$$\begin{aligned} \Delta u_{Cout} &= \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{L2}}{L_2 \cdot C_{out}} \cdot t_g^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{L2} \cdot N_{PS}^2}{L_1 \cdot C_{out}} \cdot t_g^2 \\ &= \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{L2} \cdot N_{PS}^2}{L_1 \cdot C_{out}} \cdot \left( \frac{L_1 \cdot I_M}{N_{PS} \cdot U_{L2}} \right)^2 = \frac{L_1 \cdot I_M^2}{2 \cdot C_{out} \cdot U_{L2}} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Die Spulenspannung ergibt sich bei leitender Diode wiederum aus der Vorwärtsspannung und dem aktuellen Wert der Kondensatorspannung. Es gilt  $U_{L2} = U_{Cout} + U_{D1}$  und somit:

$$\Delta u_{Cout} = \frac{L_1 \cdot I_M^2}{2 \cdot C_{out} \cdot (U_{Cout} + U_{D1})} \quad (2.33)$$

Das Wachstum der Kondensatorspannung im Leerlauf lässt sich am besten als rekursive Folge beschreiben:

$$U_{Cout,n} = U_{Cout,n-1} + \Delta u_{Cout} \quad (2.34)$$

Die Laufvariable  $n$  steht dabei für die Anzahl der vergangenen Schaltperioden. Mit dem Ausdruck für  $\Delta u_{Cout}$  ergibt das:

$$U_{Cout,n} = U_{Cout,n-1} + \frac{L_1 \cdot I_M^2}{2 \cdot C_{out} \cdot (U_{Cout,n-1} + U_{D1})} \quad (2.35)$$

Um zu verhindern, dass die Kondensatorspannung auf diese Weise im Leerlaufbetrieb zu weit ansteigt, verwendet man eine Zenerdiode als Vorlast. Deren Durchbruchspannung sollte um etwa 10% größer sein als die Soll-Ausgangsspannung des Wandlers.[8] Beim Überschreiten der Zenerspannung werden die Dioden leitend, bis die Kondensatoren sich wieder auf einen Wert unterhalb der Zenerspannung entladen haben. Gegenüber einem ohmschen Widerstand als Vorlast hat diese Methode den Vorteil, dass im belasteten Betrieb durch die Vorlast keine zusätzlichen Verluste entstehen, solange die Ausgangsspannung unterhalb der Zenerspannung liegt.

In diesem Versuch werden Zenerdioden mit einer Nenn-Durchbruchspannung von 16V verwendet.

Zwischen der netzgebundenen Primärmasse und den einzelnen Sekundärmassen gibt es noch sogenannte Koppelkondensatoren:

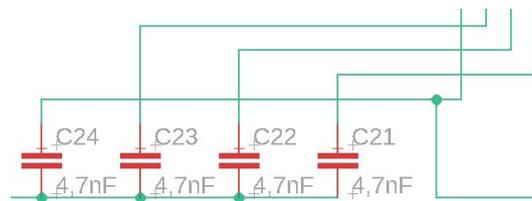


Abbildung 2.15: Koppelkondensatoren

Die Funktion dieser Kondensatoren ist im Wesentlichen die Unterdrückung der Gleichtaktspannung.[9] Das bedeutet in der Praxis, dass die Massepotenziale der Sekundärkreise gegenüber der netzseitigen Masse stabil gehalten werden, ohne dass dabei die galvanische Trennung verletzt wird. Auf diese Weise gibt es auch eine stabile Basis für die Ausgangsspannung. Die Wirkung der Koppelkondensatoren wird im Kapitel 3.2.6 genauer untersucht, durch eine Messung der wechselnden Potenzialdifferenz zwischen der Primärmasse und einer der Sekundärmasseflächen mit dem Oszilloskop. Zuvor werden die Koppelkondensatoren entfernt, damit der durch diese abzufilternde Wechselanteil der Spannung zwischen den Massen messbar wird.

## 2.3 Dimensionierung des Transformators und Auswahl des Ferritkerns

Die Leistungsübertragung soll in diesem Versuch durch einen selbst gewickelten und dimensionierten Transformator erfolgen. Zur Anfertigung des Platinenlayouts ist es wichtig, im Voraus eine Auswahl für den Transformator zu treffen, da die räumlichen Abmessungen sowie Pinanzahl und -anordnung jedes in der Schaltung verwendeten Bauteils für die korrekte Darstellung im Layout bekannt sein müssen. Letztendlich geht es beim Erstellen einer Leiterplatte darum, die Lötstellen und elektrischen Verbindungen so zu platzieren, dass die elektronischen Bauteile später nur noch an den für sie vorgesehenen Stellen auf der fertigen Platine festgelötet werden müssen.

Bei der Auswahl des richtigen Transformators ist vorrangig die korrekte Auslegung der Primärinduktivität von Bedeutung. Daraus ergeben sich dann die Werte für die Sekundärinduktivitäten, je nachdem welches Windungsverhältnis man für den Transformator wählt. Da bei einem Sperrwandler keine sinusförmige Leistung durch den Transformator übertragen wird, sondern ein durch getaktete Gleichspannung entstehendes Rechtecksignal, fungiert dieser hier als sogenannter Speichertransformator.[7]

### 2.3.1 Auslegung der Hauptinduktivität nach selbst gewählten Parametern

Zunächst soll das Windungsverhältnis nach Gleichung 2.3 bestimmt werden. Dabei wird auch die Vorwärtsspannung der Ausgangsdioden  $U_{D1}$  (siehe Abbildung 2.3, rechts) mit berücksichtigt.

Das ergibt nach Gleichung 2.3:

$$\frac{U_{out} + U_{D1}}{U_{in}} = \frac{D}{1 - D} \cdot \frac{N_2}{N_1} = \frac{D}{1 - D} \cdot \frac{1}{N_{PS}} \quad (2.36)$$

Es soll bei der Auslegung des Übersetzungsverhältnis zunächst von einem konstanten Tastverhältnis  $D = 0,5 = konst.$  ausgegangen werden, womit der Term des Hoch- / Tiefsetzstellers sich zu

$$\frac{D}{1-D} = \frac{0,5}{1-0,5} = 1 \quad (2.37)$$

aufföst.[5]

Das Übersetzungsverhältnis lässt sich nun direkt aus den Spannungswerten bestimmen. Laut Datenblatt der Ausgangsdiode beträgt deren Vorwärtsspannung  $U_{D1} = 0,64V$ . Mit einer Betriebsspannung von  $U_{in} = 45V$  sowie  $U_{out} = 15V$  als Sollwert der Ausgangsspannung ergibt das ein Übersetzungsverhältnis von:

$$\frac{U_{out} + U_{D1}}{U_{in}} = \frac{1}{N_{PS}} \quad \rightarrow \quad N_{PS} = \frac{U_{in}}{U_{out} + U_{D1}} = \frac{45V}{15V + 0,64V} \approx 2,88 \quad (2.38)$$

Da neben dem Windungsverhältnis auch die Werte für die Regelwiderstände als Stell-schraube für die Ausgangsspannung dienen, gibt es einen gewissen Spielraum für die Wahl des Windungsverhältnisses. Die Übersetzung sollte nur nicht zu groß gewählt werden. Im Datenblatt des LT8304 wird eine Formel für ein maximales Windungsverhältnis angegeben. Dadurch soll sichergestellt werden, dass die maximale Spannung am Leistungsschalter nicht überschritten wird. Diese Formel lautet:

$$N_{PS,max} = \frac{U_{sw,max} - U_{in} - U_L}{U_{out} + U_{D1}} \quad (2.39)$$

$U_L$  bezeichnet dabei einen Schätzwert für die Spannungsspitze, welche beim Abschalten der Hauptinduktivität entsteht. Besonders groß ist diese Spannungsspitze bei hohen Lasten am Ausgang, wenn im Kern eine besonders hohe Energie gespeichert werden muss. Im Datenblatt wird hierfür eine Reserve von  $40V$  eingeräumt. Dieser Wert soll im Folgenden übernommen werden, wodurch sich das maximale Übertragungsverhältnis zu

$$N_{PS,max} = \frac{150V - 45V - 40V}{15V + 0,64V} \approx 4,16 \quad (2.40)$$

ergibt.[8]

Damit wäre das bestimmte Übertragungsverhältnis von  $N_{PS} = 2,88$  deutlich unter dem berechneten Limit und kann daher verwendet werden.

Als nächstes soll sich nun der Dimensionierung der Hauptinduktivität zugewendet werden, zunächst unter der Verwendung von Berechnungsformeln aus der Fachliteratur. Dort wird eine Berechnungsvorschrift zur Dimensionierung der Hauptinduktivität aus dem Zusammenhang zwischen Strom- und Spannungsverlauf bei induktiven Elementen hergeleitet (siehe Gleichung 2.4), wobei hier für die Aufladedauer  $dt = t_1 = D \cdot T_s$  gilt.

$T_s$  steht dabei für die Schaltperiodendauer. Die Spule selbst soll als ideal angenommen werden, der ohmsche Drahtwiderstand wird damit vernachlässigt. Für den Strom bedeutet dies einen linearen Anstieg während der Einschaltzeit  $t_1$ . Der Scheitelwert des Stroms durch die Primärspule soll im Folgenden mit  $I_M$  (Magnetisierungsstrom) bezeichnet werden.[5] Ferner wird davon ausgegangen, dass der Sperrwandler stets im lückenden Betrieb oder an der Lückgrenze betrieben wird. Somit gilt für den Magnetisierungsstrom  $I_M = di$ . [7] Treibende Kraft ist dabei stets die Spulenspannung, welche bei leitendem Transistor der Eingangsspannung  $U_{in} = 45V$  entspricht. Diese Werte können nun in Gleichung 2.4 eingesetzt werden, sodass sich der folgende Zusammenhang ergibt:

$$U_{in} = L_1 \cdot \frac{I_M}{D \cdot T_s} = L_1 \cdot I_M \cdot f_s \cdot \frac{1}{D} \quad \rightarrow \quad L_1 = \frac{U_{in} \cdot D}{I_M \cdot f_s} \quad (2.41)$$

Der Magnetisierungsstrom  $I_M$  ist ausschlaggebend für den über eine Schaltperiode bestimmten Mittelwert des Primärstroms  $I_1$ . Bei einem linearen Anstieg des Primärstroms von 0 auf  $I_M$  während der Einschaltzeit ist der mathematische Zusammenhang:[5]

$$I_1 = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_1(t) dt = \frac{1}{T_s} \cdot \left( \int_0^{t_1} i_1(t) dt + \int_{t_1}^{T_s} i_1(t) dt \right) \quad (2.42)$$

Ferner gilt, da während der Ausschaltphase kein Strom durch die Primärspule fließt:

$$\int_{t_1}^{T_s} i_1(t) dt = 0 \quad \rightarrow \quad I_1 = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_1(t) dt = \frac{U_{in}}{L_1 \cdot T_s} \cdot \int_0^{t_1} t dt$$

$$= \frac{U_{in}}{L_1 \cdot T_s} \cdot \frac{1}{2} [t^2]_0^{t_1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{in} \cdot t_1^2}{L_1 \cdot T_s} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{in} \cdot (D \cdot T_s)^2}{L_1 \cdot T_s} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{in} \cdot D^2}{L_1} \cdot T_s = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{in} \cdot D^2}{L_1 \cdot f_s} \quad (2.43)$$

Daraus kann man nun sowohl den Zusammenhang zwischen Magnetisierungsstrom und Primärstrommittelwert herleiten:[16]

$$I_M = \frac{U_{in} \cdot D}{L_1 \cdot f_s} \quad ; \quad I_1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{in} \cdot D^2}{L_1 \cdot f_s} \quad \rightarrow \quad I_M = \frac{2}{D} \cdot I_1 \quad (2.44)$$

als auch eine direkte Berechnungsformel für die Hauptinduktivität mit dem Primärstrommittelwert als direkten Parameter:

$$L_1 = \frac{U_{in}}{I_1 \cdot f_s} \cdot \frac{D^2}{2} \quad (2.45)$$

Es soll weiterhin von  $D = 0,5$  ausgegangen werden, daher gilt:

$$I_M = 4 \cdot I_1 \quad ; \quad L_1 = \frac{U_{in}}{8 \cdot I_1 \cdot f_s} \quad (2.46)$$

Der mittlere Primärstrom  $I_1$  lässt sich aus der zu übertragenden Leistung sowie der Eingangsspannung bestimmen. Bei einem Sperrwandler mit  $n$  Sekundärwicklungen ergibt sich die Gesamtleistung durch:

$$P_{out,ges} = \sum_{k=1}^n P_{out,k} = \sum_{k=1}^n (U_{out,k} + U_{D1,k}) \cdot I_{out,k} \quad (2.47)$$

Die Eingangsleistung beträgt dann  $P_{in} = \frac{P_{out,ges}}{\eta}$  für einen Wirkungsgrad  $\eta \neq 1$ . Dieser kann nun direkt in die Formel für die Hauptinduktivität eingesetzt werden:

$$I_1 = \frac{P_{in}}{U_{in}} = \frac{P_{out,ges}}{U_{in} \cdot \eta} \quad \rightarrow \quad L_1 = \frac{U_{in}^2}{8 \cdot P_{out,ges} \cdot f_s} \cdot \eta \quad (2.48)$$

Für diesen Versuch ist der Gesamtstrom sowie eine für alle vier Ausgänge identische Ausgangsspannung gegeben. Die verwendeten Ausgangsdioden sind baugleich, weshalb deren Vorwärtsspannungen ebenfalls als identisch angenommen werden können. Setzt man nun alle gegebenen Werte in die Formel für  $L_1$  ein, so ergibt sich:

$$L_1 = \frac{U_{in}^2}{8 \cdot I_{out,ges} \cdot (U_{out} + U_{D1}) \cdot f_s} \cdot \eta \quad (2.49)$$

Den Datenblattangaben zufolge kann der Wirkungsgrad des Sperrwandlers zu  $\eta = 0,85$  angenommen werden. Die Schaltfrequenz des LT8304 kann jedoch im Bereich  $11kHz \leq f_s \leq 350kHz$  variieren, weshalb nachfolgend durch Einsetzen der gegebenen Werte in Gleichung 2.49 ein entsprechender Werteintervall für die Hauptinduktivität bestimmt werden soll. Als maximaler Gesamt- Sekundärstrom soll für diesen Versuch zunächst der Wert  $I_{out,ges} = 250mA$  verwendet werden:[7]

$$\begin{aligned} & \frac{(45V)^2}{8 \cdot 0,25A \cdot (15V + 0,64V) \cdot 11kHz} \cdot 0,85 \approx 5mH \\ & \frac{(45V)^2}{8 \cdot 0,25A \cdot (15V + 0,64V) \cdot 350kHz} \cdot 0,85 \approx 157,22\mu H \\ & \rightarrow \underline{\underline{157,22\mu H \leq L_1 \leq 5mH}} \end{aligned} \quad (2.50)$$

### 2.3.2 Auslegung der Hauptinduktivität nach Nenndaten

Laut Datenblatt des LT8304 ist dieser für eine maximale Ausgangsleistung von 24W ausgelegt. Soll die Leistung in vollem Umfang ausgeschöpft werden, muss man die frequenzbedingten Intervallgrenzen für die Hauptinduktivität dementsprechend anpassen. Nach Gleichung 2.49 ergibt sich demnach:

$$L_1 = \frac{U_{in}^2}{8 \cdot I_{out,ges} \cdot (U_{out} + U_{D1}) \cdot f_s} \cdot \eta = \frac{U_{in}^2}{8 \cdot P_{out,ges} \cdot f_s} \cdot \eta$$

$$\rightarrow \frac{(45V)^2}{8 \cdot 24W \cdot 11kHz} \cdot 0,85 \approx 815\mu H \quad ; \quad \frac{(45V)^2}{8 \cdot 24W \cdot 350kHz} \cdot 0,85 \approx 25,61\mu H$$

$$\rightarrow \underline{\underline{25,61\mu H \leq L_1 \leq 815\mu H}} \quad (2.51)$$

Entgegen der Erwartung sollte bei gleich bleibender Betriebsspannung  $U_{in}$  die Induktivität für größere Leistungen kleiner dimensioniert werden. Dieser Zusammenhang wird im Folgenden anschaulich erläutert, auch unter Rückgriff auf Analogien aus den Grundlagen der Mechanik.

Man betrachte die Spule  $L_1$  als träges Element bezogen auf den Strom, welcher durch die Windungen fließt. Es soll nun innerhalb eines begrenzten Zeitraums  $dt$  ein bestimmter Magnetisierungsstrom  $I_M = di$  bei einer konstanten treibenden Spannung  $U_{in}$  in den Windungen der Primärinduktivität aufgebaut werden. Vergleichbar wäre dieser Vorgang mit einem Schwungrad der Masse  $m$ , welches mit einem festgelegten Drehmoment  $M$  während einer begrenzten Zeit  $dt$  aus dem Stand auf eine Winkelgeschwindigkeit  $\omega = d\omega$  beschleunigt werden soll. Mit dem zweiten newtonschen Gesetz  $M = m \cdot \alpha$  sowie  $\alpha = \frac{d\omega}{dt}$  lässt sich die Analogie zwischen beiden Vorgängen sehr gut anhand der Formeln erkennen:

$$U_{in} = L_1 \cdot \frac{di}{dt} \quad ; \quad M = m \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (2.52)$$

Beide Formeln stelle man nun nach  $L_1$  bzw.  $m$  um, sodass sich ergibt:

$$L_1 = \frac{U_{in} \cdot dt}{di} \quad ; \quad m = \frac{M \cdot dt}{d\omega} \quad (2.53)$$

Wählt man  $m$  nun zu groß, so reicht das Drehmoment  $M$  nicht mehr aus, um die gewünschte Beschleunigung für die Masse des Schwungrads zu erzeugen. Gleiches gilt auch

für den Strom in der Induktivität eines Speichertrafos. Ferner sollte jedoch auch beachtet werden, dass diese Analogie auch auf die speicherbare elektrische Energie  $W_{el}$  in der Induktivität sowie die kinetische Energie  $E_{kin}$  in der Schwungmasse zutrifft:

$$W_{el} = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_M^2 \quad ; \quad E_{kin} = \frac{1}{2} \cdot m \cdot \omega^2 \quad (2.54)$$

Beide Formeln stelle man wiederum nach Masse und Induktivität um:

$$L_1 = \frac{2 \cdot W_{el}}{I_M^2} \quad ; \quad m = \frac{2 \cdot E_{kin}}{\omega^2} \quad (2.55)$$

Ein Schwungrad mit großer Masse hat auch ein dementsprechend hohes Trägheitsmoment. Kinetische Energie kann dadurch noch effizienter gespeichert, d.h. die Drehbewegung noch länger aufrechterhalten werden. Ein Schwungrad mit zu kleiner Masse ist daher als kinetischer Energiespeicher ungeeignet. Allerdings wird mit größerer Masse auch ein größeres Drehmoment benötigt, um das Schwungrad ausreichend zu beschleunigen. Daher muss bei der Wahl der Schwungmasse stets ein Kompromiss getroffen werden zwischen guter Speicherwirkung und ausreichend geringer Trägheit für den Beschleunigungsvorgang.

Gleiches gilt auch für die Hauptinduktivität eines Speichertransformators - mit dem Unterschied, dass hier anstelle der mechanischen Größen Drehmoment, Winkelgeschwindigkeit und Masse die elektrischen Größen Spannung, Strom und Induktivität betrachtet werden und die Zeitabstände sich im Bereich von Mikrosekunden bewegen, während bei mechanischen Vorgängen oft Zeiträume von mehreren Sekunden oder gar Minuten anzusetzen sind.

Eine Umstellung der Formel für die elektrische Energie in Spulen nach  $L_1$  bestätigt noch einmal die Richtigkeit von Gleichung 2.49:

$$W_{el} = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_M^2 = P_{el} \cdot T_s = \frac{P_{el}}{f_s} = \frac{P_{out,ges}}{f_s \cdot \eta}$$

$$\begin{aligned}
 \rightarrow L_1 &= \frac{2 \cdot P_{out,ges}}{I_M^2 \cdot f_s \cdot \eta} = \frac{2 \cdot P_{out,ges}}{(4 \cdot I_1)^2 \cdot f_s \cdot \eta} = \frac{P_{out,ges}}{8 \cdot I_1^2 \cdot f_s \cdot \eta} = \frac{P_{out,ges}}{8 \cdot \left(\frac{P_{out,ges}}{U_{in} \cdot \eta}\right)^2 \cdot f_s \cdot \eta} \\
 &= \frac{U_{in}^2 \cdot \eta}{8 \cdot P_{out,ges} \cdot f_s} = \frac{U_{in}^2}{8 \cdot I_{out,ges} \cdot (U_{out} + U_{D1}) \cdot f_s} \cdot \eta \quad (2.56)
 \end{aligned}$$

Somit sind für die hier betrachteten Leistungen mit den dazu gewählten Betriebsspannungen kleinere Induktivitäten von Vorteil. Größere Transformatoren sind dann anzusetzen, wenn auch die Eingangsspannungen deutlich größer sind als in diesem Versuch.

In dem Datenblatt von Linear Technology wird ein Minimum für die Hauptinduktivität nach der Verarbeitungszeit des Schaltreglers ausgelegt. Bei herkömmlichen Sperrwandler-Applikationen musste die Ausgangsspannung auf der Sekundärseite durch eine zusätzliche Messwicklung (Optokoppler) abgegriffen und dem Regler auf der Primärseite zugeführt werden.[8] Der LT8304 hingegen misst die Rückwirkung der Sekundärspannung auf der Primärseite. Im ausgeschalteten Zustand des Leistungstransistors nimmt die Schalterspannung den Wert  $U_{sw} = U_{in} + N_{PS} \cdot U_{L2}$  an. Im lückenden Betrieb sinkt die Spannung zwischenzeitig auf  $U_{in}$  ab, sobald der Sekundärstrom nach Gleichung 2.4 auf 0 abgesunken ist und dementsprechend nicht weiter abnehmen kann:

$$\frac{di_{L2}}{dt} = 0 \quad \rightarrow \quad U_{L2} = L_2 \cdot \frac{di_{L2}}{dt} = 0 \quad \rightarrow \quad U_{sw} \approx U_{in} \quad (2.57)$$

Für die Aufnahme des aktuellen Messwertes von  $U_{sw}$  benötigt der LT8304 eine Latenzzeit von  $t_{off,min} = 350ns$ . Dazu gehören auch die  $250ns$  für die Einschwingzeit, sodass für die Aufnahme des eingeschwungenen Endwertes faktisch nur  $100ns$  übrig bleiben.

Über den gesamten Zeitraum hinweg muss die reflektierte Spannung durch den linear abnehmenden Stromfluss über  $L_2$  aufrechterhalten werden. Zudem wird im Datenblatt ein minimaler Magnetisierungsstrom von  $I_{sw,min} = 0,48A$  angegeben, welcher auch im unbelasteten Zustand des Sperrwandlers in der Primärinduktivität erzeugt werden soll, um die Ausgangsspannung sowie die Kommunikation des Schaltreglers mit der Sekundärseite auch im Leerlaufbetrieb weiter aufrechtzuerhalten. Wäre der Schalter im Leerlauf nämlich dauerhaft geschlossen, so würde zum einen die Ausgangsspannung vollständig wegfallen und zum anderen gäbe es kein rückwirkendes Signal beim Anschließen einer Last, wodurch die Funktion des Sperrwandlers faktisch zum Erliegen käme. Der Leerlaufbetrieb bzw. der Betrieb mit sehr geringen Lasten wird im Datenblatt auch als 'Low Ripple Burst Mode' bezeichnet. In der Regel wird dieser Modus bei der minimalen Schaltfrequenz von  $11kHz$  gefahren.[8]

Im Datenblatt wird eine Formel zur Berechnung der Mindestinduktivität  $L_{1,min}$  nach der minimalen Ausschaltzeit genannt, welche sowohl die oben genannten Parameter berücksichtigt, als auch die variablen Werte für Ausgangsspannung, Windungsverhältnis und Dioden-Vorwärtsspannung:

$$L_{1,min,off} = \frac{t_{off,min} \cdot N_{PS} \cdot (U_{out} + U_{D1})}{I_{sw,min}} \quad (2.58)$$

Es gibt noch einen weiteren Parameter, welcher bei der Bestimmung der Mindestinduktivität beachtet werden muss. Nach dem Einschalten des Transistors schwingt sich die Spulenspannung zunächst auf den Wert der Betriebsspannung ein. Damit während dieses Einschwingvorgangs von dem Regler keine falschen Messwerte verwendet werden, soll die minimale Einschaltdauer auch im Leerlaufbetrieb  $t_{on,min} = 160ns$  betragen. In dieser Zeit sollte sich die Spannung soweit stabilisiert haben, dass sie als verwendbare Messgröße für den Regler geeignet ist. Innerhalb dieser Einschaltdauer sollte der Magnetisierungsstrom in etwa seinen Mindestwert von  $0,48A$  erreichen. Bei einer fest definierten Eingangsspannung  $U_{in}$  ergibt sich dann die Mindestinduktivität aus:

$$L_{1,min,on} = \frac{t_{on,min} \cdot U_{in}}{I_{sw,min}} \quad (2.59)$$

Durch Gleichsetzen beider Formeln kommt man auf:

$$L_{1,min} = \frac{t_{off,min} \cdot N_{PS} \cdot (U_{out} + U_{D1})}{I_{sw,min}} = \frac{t_{on,min} \cdot U_{in}}{I_{sw,min}}$$

$$\rightarrow t_{off,min} \cdot N_{PS} \cdot (U_{out} + U_{D1}) = t_{on,min} \cdot U_{in} \quad \rightarrow \quad \frac{N_{PS} \cdot (U_{out} + U_{D1})}{U_{in}} = \frac{t_{on,min}}{t_{off,min}} \quad (2.60)$$

Die minimale Ein- und Ausschaltdauer sollen nun zu einer theoretischen, minimalen Periodendauer  $T_{min,th} = t_{on,min} + t_{off,min}$  zusammengefasst werden. Eingesetzt in die obige Gleichung ergibt das:

$$\frac{N_{PS} \cdot (U_{out} + U_{D1})}{U_{in}} = \frac{t_{on,min}}{T_{min,th} - t_{on,min}} = \frac{D_{th}}{1 - D_{th}} \quad \rightarrow \quad \frac{U_{out} + U_{D1}}{U_{in}} = \frac{D_{th}}{1 - D_{th}} \cdot \frac{1}{N_{PS}} \quad (2.61)$$

mit dem theoretischen Tastverhältnis  $D_{th}$ .

Dieser Ausdruck stimmt wiederum mit Gleichung 2.3 überein. Dazu sei jedoch angemerkt, dass es niemals einen Betriebszustand geben wird, bei welchem die minimale Ein- und Ausschaltdauer zugleich - in einer Periode - geschaltet werden. Die Schaltfrequenz hätte dann nämlich den Wert:

$$f_{max,th} = \frac{1}{T_{min,th}} = \frac{1}{t_{on,min} + t_{off,min}} = \frac{1}{160ns + 350ns} \approx 1,96MHz \quad (2.62)$$

Das absolute Maximum für die Schaltfrequenz aus dem Datenblatt liegt mit  $385kHz$  deutlich darunter.

Somit gibt es für den LT8304 zwei Berechnungsformeln für die minimale Primärinduktivität. Es sollte dabei stets mit beiden Formeln ein Wert für die Mindestinduktivität bestimmt werden. Das jeweils größere Ergebnis ist dann letztendlich entscheidend für

die Auslegung der Primärinduktivität. Die gewählte Induktivität  $L_1$  sollte in jedem Fall größer sein als der berechnete Wert, der Anleitung im Datenblatt zufolge etwa um 40 bis 60 Prozent.

Setzt man nun die Datenblattangaben sowie die Versuchsspezifischen Parameter für Windungsverhältnis, Ein- und Ausgangsspannung in beide Formeln ein, so erhält man die folgenden Ergebnisse:

$$L_{1,min,off} = \frac{350ns \cdot 3 \cdot (15V + 0,64V)}{0,48A} \approx 34,21\mu H \quad (2.63)$$

Mit einem anderen Windungsverhältnis  $N_{PS} = 2$  ergäbe sich  $L_{1,min,off} \approx 22,81\mu H$ . Nach der minimalen Einschaltdauer beträgt die Mindestinduktivität:

$$L_{1,min,on} = \frac{160ns \cdot 45V}{0,48A} = 15\mu H \quad (2.64)$$

Demnach sollte  $L_1 = 34,21\mu H$  als höchster Wert für die minimale Primärinduktivität eingesetzt werden. Mit einem Aufschlag von 50 Prozent wären das:  $34,21\mu H \cdot 1,5 \approx 51,32\mu H$ . Dieser Wert liegt auch innerhalb des zuvor bestimmten Intervalls zwischen  $25,61\mu H$  und  $815\mu H$ , sodass es diesbezüglich keine Widersprüche gibt. Die Sekundärinduktivität(en) ergeben sich dann aus dem jeweiligen Windungsverhältnis:

$$L_2 = \frac{L_1}{N_{PS}^2} \quad (2.65)$$

Im Datenblatt ist eine Liste von fertigen Transformatoren von verschiedenen Herstellern und mit verschiedenen Windungsverhältnissen aufgeführt, welche speziell für den LT8304 angefertigt wurden. Diese haben laut Angabe allesamt eine Primärinduktivität von  $40\mu H$ . Gegenstand dieses Versuchs soll es aber auch sein, den Transformator selbst zu wickeln sowie einen passenden Kern mit verschiedenen Luftspaltmaßen auszuwählen. Letzteres ist wiederum ausschlaggebend für die Auswahl des richtigen Spulenkörpers und somit für die Erstellung des Platinenlayouts. Die Dimensionierung des Ferritkerns ist Gegenstand des nun folgenden Kapitels.

### 2.3.3 Auswahl eines Ferritkerns

Da im Datenblatt nur fertige Transformatoren für die Verwendung mit dem LT8304 vorgestellt werden, wird bei der Wahl des Trafokerns hauptsächlich auf Fachliteratur zurückgegriffen. Prinzipiell ist der Freiheitsgrad bei der Kernausswahl relativ groß, da es in erster Linie darauf ankommt, die unter Kapitel 2.3.1 bzw. 2.3.2 bestimmten Werte für die Induktivitäten einzuhalten. Zu diesem Zweck ist es wichtig darauf zu achten, bei einem Kern mit einem bestimmten  $A_L$ -Wert die Windungszahl gemäß der Grundgleichung zur Berechnung von Induktivitäten anzupassen:[2]

$$L = N^2 \cdot \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_e}{l_m} \quad (2.66)$$

$\mu_0$  bezeichnet dabei eine Naturkonstante mit dem Wert  $\mu_0 = 1,257 \cdot 10^{-6} \frac{Vs}{Am}$ , welche der spezifischen magnetischen Leitfähigkeit von Luft bzw. Vakuum entspricht.[10] Diese wird bei der Verwendung von Ferriten oder anderen gut magnetisierbaren Kernmaterialien um den einheitsfreien Faktor  $\mu_r$ , auch bekannt als 'Permeabilitätszahl', verstärkt.[2][5] Ferrite werden aufgrund ihrer schnellen Ummagnetisierbarkeit auch als 'weichmagnetische' Materialien bezeichnet und dementsprechend bevorzugt bei hochfrequenten Anwendungen eingesetzt. Im Gegensatz dazu stehen 'hartmagnetische' Materialien, deren einmalige Magnetisierung nur schwer wieder umkehrbar ist und die daher beispielsweise für die Herstellung von Permanentmagneten eingesetzt werden.[3]

Ferrite können Permeabilitätszahlen von 4 bis 15.000 aufweisen.[2][3][5][15] Das Produkt aus magnetischer Feldkonstante und Permeabilitätszahl kann zu der absoluten Permeabilität  $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$  zusammengefasst werden.[2]

Die von dem Magnetfeld durchsetzte Fläche wird in Gleichung 2.66 mit  $A_e$ , auch: 'effektiver magnetischer Kernquerschnitt' bezeichnet. Ebenso maßgeblich für die Bestimmung der Induktivität ist der sogenannte 'Eisenweg'  $l_m$ . Analog zu einem elektrischen Widerstand lässt sich aus diesen Größen der magnetische Widerstand  $R_m$  bestimmen:[10]

$$R_{el} = \rho \cdot \frac{l}{A} \quad ; \quad R_m = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{l_m}{A_e} \quad (2.67)$$

Dabei steht anstelle des materialspezifischen elektrischen Widerstandes  $\rho$  hier der Kehrwert der absoluten Permeabilität  $\mu$ . Die Auswirkung von Fläche und Weg hingegen ist in beiden Fällen identisch. Der Kehrwert des magnetischen Widerstandes ist dementsprechend der magnetische Leitwert  $A_L$ . Dieser ist in den Datenblättern von Ferritkernen in der Regel direkt mit angegeben, weshalb Gleichung 2.66 vereinfacht werden kann zu:

$$A_L = \frac{1}{R_m} = \frac{\mu \cdot A_e}{l_m} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_e}{l_m} \quad \rightarrow \quad L = N^2 \cdot A_L \quad (2.68)$$

Nach der Auswahl des Ferritkerns kann die aufzutragende Windungszahl so ganz einfach mit  $N_1 = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}}$  berechnet werden, die Sekundärwindungszahl dann jeweils mit  $N_2 = \frac{N_1}{N_{PS}} \cdot [10]$

Im Rahmen der Luftspaltauslegung ist es jedoch notwendig, eine Vorauslegung der Primärwindungszahl vorzunehmen. Es kommt nämlich bei Speicherdrosseln noch eine weitere Besonderheit hinzu, welche bei der Kernauslegung berücksichtigt werden muss. Im Gegensatz zu herkömmlichen Netztransformatoren, die für die Übertragung von sinusförmigen Spannungen konzipiert sind, muss der Speichertrafo in der Lage sein, Rechteckspannungen möglichst verlustfrei zu übertragen. In dem speziellen Fall des Sperrwandlers handelt es sich dabei um positive Gleichspannungspulse der Zeitdauer  $t_1 = \frac{D}{f_s}$  und der Höhe  $U_{in}$ , deren Energie während der Einschaltphase gespeichert und anschließend an die Sekundärseite abgegeben wird. Man spricht in diesem Fall auch von 'gekoppelten Spulen'. [15]

Das Problem mit Spulen unter Gleichspannung besteht darin, dass der Kern relativ schnell den Zustand der Sättigung erreicht. Dieser Vorgang lässt sich am besten beschreiben, indem man die Moleküle des Kernmaterials als sogenannte 'Elementarmagnete' betrachtet. Beim Anlegen eines Magnetfeldes der Feldstärke  $H$  richten sich die Elementarmagnete nacheinander dem anliegenden Feld entsprechend aus. Der Strom steigt währenddessen linear an. [2]

Der Begriff 'Sättigung' steht in diesem Zusammenhang für einen Zustand, ab dem sich alle Elementarmagnete im Material vollständig nach dem Magnetfeld ausgerichtet haben. Die ursprüngliche Permeabilitätszahl des Kernmaterials sinkt dann auf den Wert  $\mu_{r,s} = 1$  ab, sodass die Induktivität der Spule nach Gleichung 2.66 nur noch durch  $L = N^2 \cdot \frac{\mu_0 \cdot A_e}{l_m}$  bestimmt wird. Die Spule nimmt dann die Eigenschaften einer Luftspule an. Nach Glei-

chung 2.4 erhöht sich dadurch die Steigung des Stroms antiproportional zur abnehmenden Induktivität um den Faktor der Anfangspermeabilitätszahl  $\mu_{r,0}$ . Im Extremfall, wenn über der Spule eine konstante Gleichspannung anläge, würde der Strom am Ende nur noch durch die ohmschen Widerstände des Stromkreises begrenzt.[3]

Geht der Kern vor Erreichen des maximalen Magnetisierungsstroms  $I_M$  in die Sättigung über, so wird die Energiespeicherwirkung der Spule dadurch erheblich eingeschränkt. Während der Strom in der Primärspule und somit auch die Eingangsleistung nach  $p_1(t) = u_{in}(t) \cdot i_1(t)$  noch schneller als zuvor ansteigen, kann hingegen weniger Energie gespeichert und an die Sekundärseite übertragen werden. Dadurch wird der Wirkungsgrad des Sperrwandlers stark reduziert. Um die Sättigung des Kerns auch bei größeren Magnetisierungsströmen zu verhindern, werden die Kerne von Speichertransformatoren daher mit einem Luftspalt, also einer Unterbrechung des Eisenwegs versehen. Dieser befindet sich zumeist auf halber Länge des Mittelschenkels - jenem Teil des Kerns, welcher auch das Innere des Wickelkörpers bildet.[11][12]

Der magnetische Widerstand  $R_m$  ergibt sich dann aus dem Widerstand des Ferrits  $R_{m,e} = \frac{1}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot \frac{l_{m,e}}{A_e}$  und dem des Luftspalts  $R_{m,l} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{l_{m,l}}{A_e}$ . Die Querschnittsfläche  $A_e$  soll dabei als homogen angenommen werden.

Die folgende Abbildung zeigt die Anordnung basierend auf der Analogie zwischen magnetischen und elektrischen Schaltkreisen:

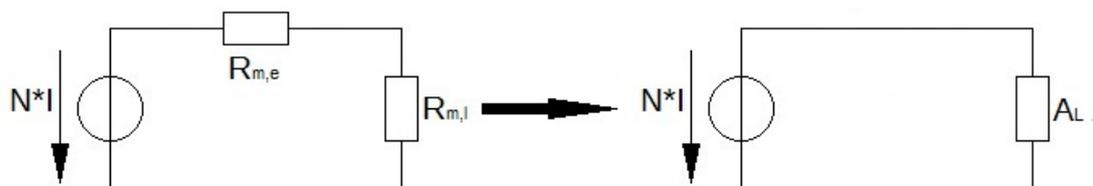


Abbildung 2.16: Magnetischer Schaltkreis eines Kerns mit Luftspalt [7]

Der magnetische Gesamtleitwert  $A_L$  ist der Kehrwert des Gesamtwiderstandes, welcher wiederum der Summe der beiden magnetischen Einzelwiderstände entspricht:

$$A_L = \frac{1}{R_{m,e} + R_{m,l}} = \frac{1}{\frac{l_{m,e}}{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_e} + \frac{l_{m,l}}{\mu_0 \cdot A_e}} = \frac{\mu_0 \cdot A_e}{\frac{l_{m,e}}{\mu_r} + l_{m,l}} = \frac{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_e}{l_{m,e} + \mu_r \cdot l_{m,l}}$$

$$= \mu_0 \cdot \frac{\mu_r}{1 + \frac{l_{m,l}}{l_{m,e}} \cdot \mu_r} \cdot \frac{A_e}{l_{m,e}} \quad (2.69)$$

Der mittlere Term wird noch zu der sogenannten 'effektiven Permeabilitätszahl'  $\mu_{eff}$  zusammengefasst:[15]

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_r}{1 + \frac{l_{m,l}}{l_{m,e}} \cdot \mu_r} \quad (2.70)$$

Daraus folgt für den  $A_L$ -Wert:

$$A_L = \mu_0 \cdot \mu_{eff} \cdot \frac{A_e}{l_{m,e}} \quad (2.71)$$

Für einen Kern ohne Luftspalt gilt  $l_{m,l} = 0$  und dementsprechend  $\mu_{eff} = \mu_r$ . [15][16]  
 Der Luftspalt reduziert somit den magnetischen Leitwert und dadurch auch die Induktivität  $L = N^2 \cdot A_L$ . Bei einem Kern mit Luftspalt muss die Windungszahl gegenüber einem vergleichbaren Exemplar ohne Luftspalt dementsprechend angepasst werden, um dieselbe Induktivität zu erhalten.

Analog zum ohmschen Gesetz  $U = R \cdot I$  erzeugt eine stromdurchflossene Spule in einem magnetischen Kreis mit dem Widerstand  $R_m$  einen magnetischen Fluss  $N \cdot I_L = R_m \cdot \phi$ . Die magnetische Flussdichte  $B$ , auch bezeichnet als Induktion, ergibt sich aus dem Querschnitt mit  $B = \frac{\phi}{A_e}$ . [16] Ähnlich einem Strom in einer elektrischen Reihenschaltung bleibt auch der magnetische Fluss über die gesamte Strecke konstant. Ausgehend von einer homogenen Querschnittsfläche  $A_e$  bekommt man damit auch eine homogene Flussdichte über den gesamten Weg. Die magnetische Feldstärke hingegen ist inhomogen. Der Zusammenhang zwischen magnetischer Flussdichte und Feldstärke wird bei Kernen ohne Luftspalt mit folgender Gleichung beschrieben:[5]

$$B = \mu_o \cdot \mu_r \cdot H \quad (2.72)$$

Umgestellt nach der Feldstärke  $H$  bei gleichbleibender Flussdichte  $B$  ergeben sich somit zwei verschiedene Werte für Luftspalt und Ferritstrecke:

$$H_e = \frac{B}{\mu_0 \cdot \mu_r} \quad ; \quad H_l = \frac{B}{\mu_0} \quad (2.73)$$

Die Feldstärke ist somit im Luftspalt um den Faktor  $\mu_r$  größer als im Ferrit. Aus diesem Grund wird in dem Luftspalt nach Gleichung 2.5 auch ein Großteil der Energie gespeichert.[11]

Eine resultierende Feldstärke ergibt sich aus dem effektiven Permeabilitätsfaktor  $\mu_{eff}$  mit:

$$H_{eff} = \frac{B}{\mu_0 \cdot \mu_{eff}} \quad (2.74)$$

So gilt allgemein für Spulen mit Luftspalt nach Gleichung 2.72:

$$B = \mu_0 \cdot \mu_{eff} \cdot H_{eff} \quad (2.75)$$

Im ungesättigten Zustand des Materials ist der Zusammenhang zwischen Feldstärke und Flussdichte nahezu linear. Geht der Kern jedoch in die Sättigung über, so nimmt die Steigung der  $BH$ -Kennlinie rapide ab, bis sie schließlich nur noch durch die Konstante  $\mu_0$  bestimmt wird.[3]

Für die Spulenspannung gilt neben dem durch Gleichung 2.4 beschriebenen Zusammenhang auch das Induktionsgesetz:[7]

$$u(t) = N \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (2.76)$$

Durch Gleichsetzen mit (2.4) erhält man:

$$u(t) = L \cdot \frac{di}{dt} = N \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad \rightarrow \quad L \cdot i = N \cdot \phi = N \cdot B \cdot A_e \quad (2.77)$$

Daraus folgt:

$$B = \frac{L \cdot i}{N \cdot A_e} = \frac{N^2 \cdot A_L \cdot i}{N \cdot A_e} = \frac{N \cdot A_L \cdot i}{A_e} = \frac{N \cdot \mu_0 \cdot \mu_{eff} \cdot \frac{A_e}{l_{m,e}} \cdot i}{A_e} = \frac{N \cdot \mu_0 \cdot \mu_{eff} \cdot i}{l_{m,e}} \quad (2.78)$$

Das ließe sich noch ein wenig umstellen zu:

$$B = \mu_0 \cdot \mu_{eff} \cdot \frac{N \cdot i}{l_{m,e}} \quad (2.79)$$

Unter Betrachtung von Gleichung 2.75 lässt sich daraus ein proportionaler Zusammenhang zwischen magnetischer Feldstärke und Spulenstrom herleiten:[15]

$$H_{eff} = \frac{N \cdot i}{l_{m,e}} \quad (2.80)$$

oder als allgemeine Funktion der Zeit:

$$h(t) = \frac{N}{l_{m,e}} \cdot i(t) \quad (2.81)$$

Bei einem linearen Anstieg des Spulenstroms ist somit auch ein lineares Zeitverhalten der magnetischen Feldstärke zu erwarten, zumindest solange der Kern noch nicht gesättigt ist.

Der durch Gleichung 2.72 sowie 2.75 gegebene Zusammenhang zwischen magnetischer Feldstärke und Flussdichte lässt sich auch graphisch darstellen. Dadurch wird die Sättigung des Kerns noch besser veranschaulicht.

Die folgende Abbildung zeigt eine schematische Darstellung dreier verschiedener, bipolarer  $BH$ -Kennlinien, welche auch unter der Bezeichnung 'Hystereseschleifen' bekannt sind:

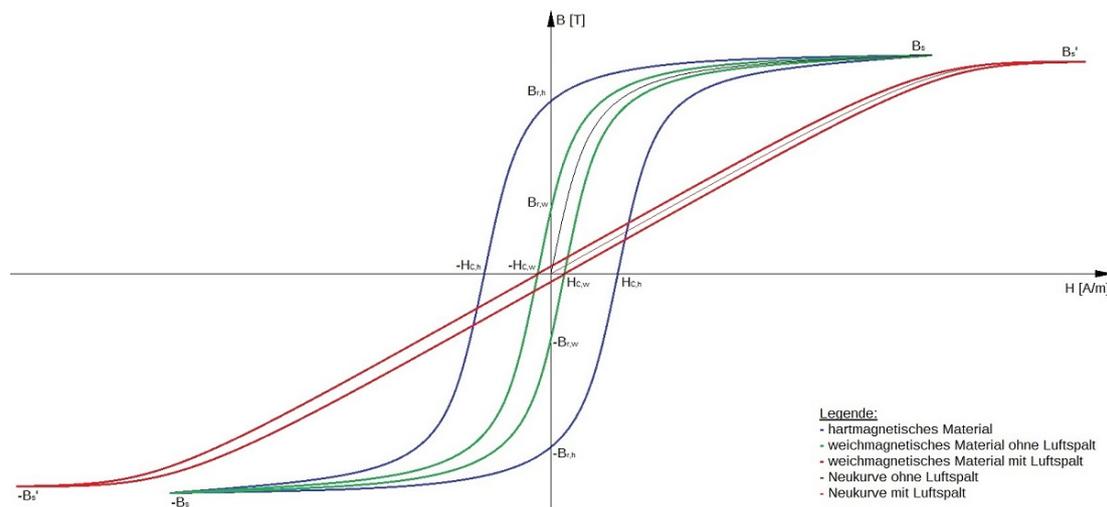


Abbildung 2.17: Bipolare Hysteresekurven verschiedener Kerne [3]

Ein weichmagnetischer Kern zeichnet sich durch eine besonders schmale Hystereseschleife aus, d.h. es ist ein geringeres Gegenfeld  $-H_C$  erforderlich als bei hartmagnetischen Materialien, um eine zuvor erfolgte Magnetisierung wieder zu neutralisieren. Auch die Restinduktion  $B_r$ , welche nach Ausfall des Magnetfeldes  $H$  weiter bestehen bleibt, ist damit wesentlich geringer.

Die sogenannte 'Neukurve' beginnt im Ursprung des  $BH$ -Kennlinienfeldes und gibt den Verlauf der Flussdichte bei erstmaliger Magnetisierung eines Kerns an. Sie liegt genau in der Mitte der Hystereseschleife im ersten Quadranten. Bei besonders weichmagnetischen Materialien wie z.B. Ferrit N87 kann der Verlauf von Hystereseschleife und Neukurve als annähernd deckungsgleich angesehen werden, d.h.  $|H_C| \approx 0$ . Bei Ausfall des Spulenstroms ( $I_L = 0$ ) würde sich der Kern demnach wieder vollständig entmagnetisieren ( $|B_r| \approx 0$ ). Im Fall des Sperrwandlers erfolgt die Entmagnetisierung durch die Energieabgabe an die Last auf der Sekundärseite.

Anhand von Abbildung 2.17 kann außerdem die Wirkung des Luftspaltes gut nachvollzogen werden. Der Wert der Sättigungs-Flussdichte  $B_s$ , ab welcher die Kurve dem Verlauf  $B = \mu_0 \cdot H$  folgt, wird durch den Luftspalt nicht verändert, da der Parameter  $B_s$  in erster Linie materialabhängig ist. Demnach kann in guter Näherung von  $B_s \approx B_s'$  ausgegangen werden.

Einen wesentlich größeren Effekt jedoch hat der Luftspalt auf die relative Permeabilität  $\mu_{eff}$  und somit auf die Steigung der  $BH$ -Kennlinie im ungesättigten Bereich. Setzt man für das Luftspaltmaß in Gleichung 2.70 einen Wert  $l_{m,l} > 0$  ein, so wird die Permeabilitätszahl gegenüber der ursprünglichen Materialkonstante  $\mu_r$  reduziert. Die Steigung der Kennlinie wird nach Gleichung 2.75 dementsprechend geringer.

Das hat wiederum zur Folge, dass ein Kern mit Luftspalt erst bei größeren Feldstärken in die Sättigung übergeht. Eine größere Feldstärke bedeutet nach Gleichung 2.81 auch einen größeren Spulenstrom, welchen die Primärwicklung aufnehmen kann, ohne dass sich das Verhalten der Spule merklich verändert.[3]

Welche Größe  $l_{m,l}$  für den Luftspalt zu wählen ist, hängt von verschiedenen Faktoren ab. Im Allgemeinen wird dazu geraten, den Luftspalt möglichst klein zu halten, da sich mit zunehmender Luftspaltlänge die Bündelung der magnetischen Feldlinien und damit auch die Kopplung zwischen Primär- und Sekundärwicklung merklich verschlechtert.[15] Zudem steigt der Anteil der Streuinduktivitäten an der Gesamtinduktivität. Wird der Luftspalt hingegen zu klein gewählt, so kann es passieren, dass der Kern bei größeren Magnetisierungsströmen in die Sättigung übergeht und die Energie nicht mehr einwandfrei übertragen werden kann.

$$\lim_{l_{m,l} \rightarrow 0} \mu_{eff} = \lim_{l_{m,l} \rightarrow 0} \frac{\mu_r}{1 + \frac{l_{m,l}}{l_{m,e}} \cdot \mu_r} = \mu_r \quad (2.82)$$

Um ein ideales Spaltmaß zu bestimmen, müssten im Vorfeld bereits alle übrigen Freiheitsgrade beseitigt werden. Im Wesentlichen handelt es sich bei diesen Freiheitsgraden um drei Parameter:

- die Abmessungen des Kerns, speziell den *Eisenweg*  $l_{m,e}$ , um zusammen mit der
- *Primärwindungszahl*  $N_1$  den Proportionalitätsfaktor für den Zusammenhang  $H \sim I$  (siehe Gleichung 2.81) bestimmen zu können,
- sowie das Kernmaterial zur Bestimmung der *Sättigungsinduktion*  $B_s$ .

Daher ist es ratsam, zunächst eine Vorauswahl bezüglich des Kerns zu treffen. Hierbei ist es in erster Linie wichtig, auf die Verwendung des richtigen Materials zu achten. Das Ferrit muss für die verwendeten Schaltfrequenzen geeignet sein. Idealerweise sollte zudem das Volumen des Trafos und somit der Platzbedarf möglichst gering gehalten werden. Letzteres ist hauptsächlich für die industrielle Serienfertigung von Bedeutung. Für diesen Versuch gibt es bezüglich der räumlichen Dimensionen nur die grobe Vorgabe, dass die Kernbreite kleiner als  $4\text{cm}$  sein soll. Damit wäre der Transformator immer noch deutlich größer als jene im Datenblatt des Schaltreglers genannten Exemplare. Da der Transformator hier von Hand gewickelt werden soll, ist zudem ein hohes  $A_L$  wünschenswert, da so nach  $N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$  eine geringere Windungszahl aufgetragen werden muss.

Eine große Einschränkung bei der Umsetzung dieses Versuchs besteht aber noch in der Verfügbarkeit der Kerne und Zubehörteile, welche durch die aktuelle wirtschaftliche Lage mit Lieferengpässen derzeit stark eingeschränkt ist. Um einen vollständigen Transformator zusammenzusetzen braucht es neben den beiden Kernhälften noch einen Spulenkörper zum Auftragen des Kupferdrahtes sowie Befestigungsklammern zum Anbringen des Ferritkerns an dem Spulenkörper.

Der Spulenkörper ist in der Regel aus Kunststoff gefertigt und beinhaltet die Metallpins zur Befestigung auf der Leiterplatte, an welcher auch die Enden des Spulendrahtes angelötet werden. Somit ist dieser letztendlich auch maßgebend für das Erstellen des Platinenlayouts.

Gegenstand des Versuchs soll es außerdem sein, verschiedene Luftspaltmaße im Ferritkern zu testen, d.h. es müssen für den gewählten Trafo auch Kernhälften mit unterschiedlichen Spaltmaßen (verkürzter Mittelschenkel) verfügbar sein.

Ein Ferritkern, welcher mit verschiedenen Spaltmaßen sowie allen erforderlichen Zubehörteilen im Handel verfügbar ist und letztendlich für den Versuch verwendet wird, ist der ETD 34-17-11. Dieser hat eine Breite von etwa  $3,4\text{cm}$  und ist der Bezeichnung entsprechend in ETD-Form konstruiert. Dabei handelt es sich um einen E-Kern mit rundem

Mittelschenkel. 'E-Kern' steht dabei für eine Kernform, welche der Gestalt des Großbuchstaben 'E' ähnelt. Der kreisförmige Mittelschenkel erleichtert das Wickeln der Spule gegenüber einem Wickelgut mit eckiger Querschnittsfläche.

Für diesen Kern sind vier verschiedene Spaltmaße erhältlich:  $0,2\text{mm}$ ,  $0,5\text{mm}$ ,  $1\text{mm}$  und  $0\text{mm}$ . Letzterer ermöglicht auch das Untersuchen der Auswirkung eines fehlenden Luftspalts auf das Verhalten der Schaltung. Die Spaltmaße sind im Datenblatt des Kerns angegeben und beziehen sich auf eine Kernhälfte ohne Luftspalt zusammen mit einer Kernhälfte, deren Mittelschenkel um das angegebene Maß  $l_{m,l}$  gegenüber den Außenschenkeln verkürzt ist. Die folgende Abbildung zeigt Fotografien der zusammengesetzten Kernhälften zur Verdeutlichung:

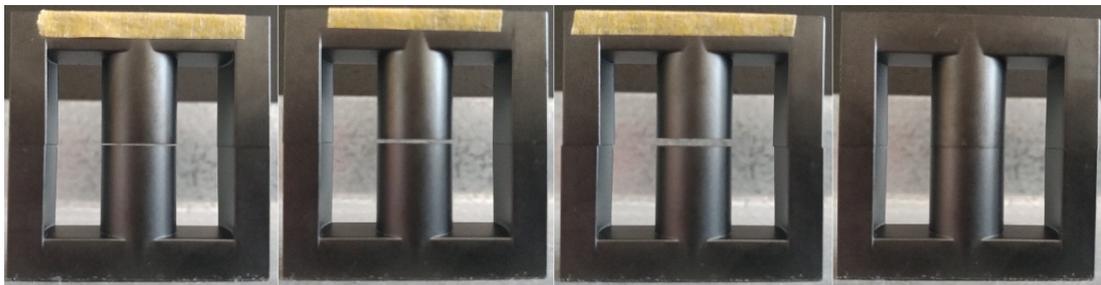


Abbildung 2.18: Kerne mit verschiedenen Spaltmaßen - von links:  $0,2\text{mm}$ ;  $0,5\text{mm}$ ;  $1\text{mm}$ ;  $0\text{mm}$

Der Mittelschenkel mit dem Luftspalt bildet das innere des Spulenkörpers. Die Außenschenkel schließen den magnetischen Kreis gemäß Abbildung 2.16.

Als nächstes soll nun das verwendete Kernmaterial genauer betrachtet werden.

Die hier verwendeten ETD-Kerne sind aus dem Ferrit N87 gefertigt. Dieses Material ist für Leistungstransformatoren bei Schaltfrequenzen bis zu  $500\text{kHz}$  geeignet. Dadurch wäre die maximale Schaltfrequenz für diesen Versuch von rund  $400\text{kHz}$  in jedem Fall mit abgedeckt. Die Magnetisierungskennlinie von N87 wird in der folgenden Abbildung gezeigt. Diese ist ein Auszug aus einem Sammeldatenblatt der Firma 'TDK Epcos', in welchem mehrere Kernformen und -materialien mit ihren Eigenschaften vorgestellt werden.

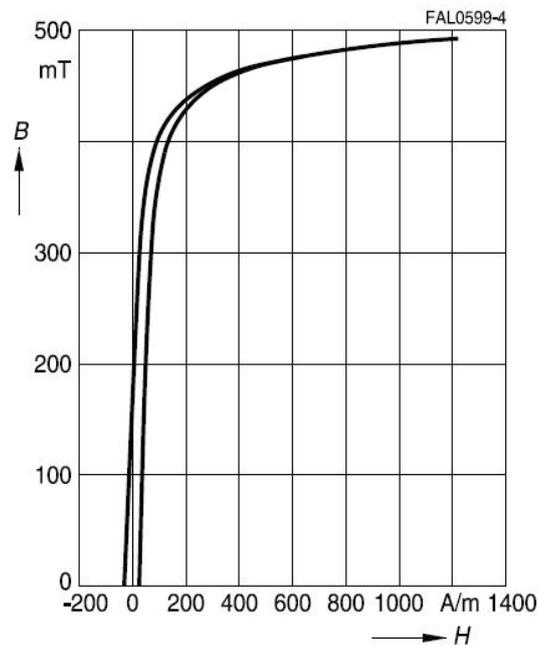


Abbildung 2.19: Magnetisierungskennlinie N87 [12]

Aus der  $BH$ -Kennlinie lässt sich eine Sättigungsinduktion von etwa  $500\text{mT}$  ablesen. Laut tabellarischer Datenblattangabe beträgt sie genau  $490\text{mT}$ . Ab einer magnetischen Flussdichte von ca.  $300\text{mT}$  geht die Kennlinie allmählich in den nicht-linearen Bereich über. Eine signifikante Abnahme der Steigung von  $B(H)$  ist ab etwa  $400\text{mT}$  erkennbar. Daher sollte der Wert  $B_{max} = 400\text{mT}$  im Versuch nicht überschritten werden.

Anhand der Kerndaten lässt sich ein Minimum für das Luftspaltmaß bestimmen. Es wird davon ausgegangen, dass die magnetische Energie hauptsächlich im Luftspalt gespeichert wird. Bei einer als verlustfrei angenommenen Umwandlung von elektrischer in magnetische Energie können die Formeln für beide Energieformen gleichgesetzt werden:[11]

$$W_{el} = W_m \quad \rightarrow \quad \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_M^2 = \frac{1}{2} \cdot B \cdot H_l \cdot V_l$$

$$\rightarrow \quad L_1 \cdot I_M^2 = B \cdot H_l \cdot V_l = B \cdot H_l \cdot A_e \cdot l_{m,l} \quad (2.83)$$

Für das elektrische Feld im Luftspalt gilt bei konstanter Flussdichte:  $H_l = \frac{B}{\mu_0}$ . Eingesetzt in die obige Gleichung ergibt das:

$$L_1 \cdot I_M^2 = \frac{A_e \cdot l_{m,l}}{\mu_0} \cdot B^2 \quad (2.84)$$

Stellt man die Gleichung nach dem Luftspaltmaß um, so erhält man:

$$l_{m,l} = \frac{\mu_0 \cdot L_1 \cdot I_M^2}{A_e \cdot B^2} \quad \rightarrow \quad l_{ml,min} = \frac{\mu_0 \cdot L_{1,min} \cdot I_M^2}{A_e \cdot B_{max}^2} \quad (2.85)$$

Die effektive magnetische Querschnittsfläche beträgt laut Datenblatt:  $A_e = 97,1 \text{ mm}^2$ . [12]  
 Für die minimale Hauptinduktivität wird der nach Kapitel 2.3.2 berechnete Wert  $L_{1,min} = 51,32 \mu\text{H}$  angesetzt. Die maximale Flussdichte beträgt nach Abbildung 2.19:  $B_{max} = 400 \text{ mT}$ , weil die  $BH$ -Kennlinie bis zu diesem Wert annähernd linear bleibt. Das absolute Maximum für den Schalterstrom des LT8304 beträgt laut Datenblatt des Schaltreglers:  $I_M = 2,4 \text{ A}$ . Der Kern soll dieses Maximum voll ausreizen können, ohne dabei in die Sättigung überzugehen.

Durch Einsetzen in die obige Gleichung ergibt sich ein Mindestspaltmaß von:

$$l_{ml,min} = \frac{1,257 \frac{\mu\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 51,32 \mu\text{H} \cdot (2,4 \text{ A})^2}{97,1 \text{ mm}^2 \cdot (0,4 \text{ T})^2} \approx 0,024 \text{ mm} \quad (2.86)$$

Der kleinste verfügbare Luftspalt ist demnach schon fast 10 Mal so groß wie das berechnete Minimum. Durch Umstellen der Formel kann noch berechnet werden, wie groß der Magnetisierungsstrom in Abhängigkeit von der Größe des Luftspalts maximal werden kann, ohne dass der Kern in die Sättigung geht:

$$I_M = \sqrt{\frac{l_{m,l} \cdot A_e}{\mu_0 \cdot L_{1,min}}} \cdot B_{max} \quad (2.87)$$

Die  $A_L$ -Werte für die verschiedenen Spaltmaße sind im Datenblatt des ETD 34-17-11 angegeben, sodass die Windungszahl mittels  $N_{1,min} = \sqrt{\frac{L_{1,min}}{A_L}}$  berechnet werden kann.

Mit der errechneten Windungszahl ist es wiederum möglich, die resultierende Feldstärke  $H_{eff,max}$  zu ermitteln, ab welcher die Induktion  $B_{max}$  erreicht wird. Dabei soll die Datenblattangabe des maximalen Eisenwegs zur Berechnung von  $l_{m,e}$  verwendet werden. Diese gegebene Größe wird im Folgenden mit dem Formelzeichen  $l_m$  gekennzeichnet und gibt den magnetischen Eisenweg des Kerns ohne Luftspalt an. Die maximale Feldstärke ergibt sich nach Gleichung 2.81 zu:

$$H_{eff,max} = \frac{N_1 \cdot I_M}{l_m - l_{m,l}} \quad (2.88)$$

Mithilfe von Gleichung 2.75 können die vorangegangenen Rechenschritte dann noch einmal auf ihre Richtigkeit überprüft werden:

$$B = \mu_o \cdot \mu_{eff} \cdot H_{eff} = \mu_o \cdot \mu_{eff} \cdot \frac{N_1 \cdot I_M}{l_m - l_{m,l}} \quad (2.89)$$

Zusammen mit Gleichung 2.70 ergibt das:

$$B_{max} = \frac{\mu_o \cdot \mu_r}{1 + \frac{l_{m,l}}{l_m - l_{m,l}} \cdot \mu_r} \cdot \frac{N_1 \cdot I_M}{l_m - l_{m,l}} = \frac{N_1 \cdot \mu_o \cdot \mu_r \cdot I_M}{l_m - l_{m,l} + l_{m,l} \cdot \mu_r} = \frac{N_1 \cdot \mu_o \cdot \mu_r \cdot I_M}{l_m + l_{m,l} \cdot (\mu_r - 1)} \quad (2.90)$$

In dem Epcos-Sammeldatenblatt wird die Permeabilitätszahl für Ferrit N87 mit  $\mu_r = 2200$  angegeben.[12]

Die folgende Tabelle zeigt eine Zusammenstellung der Werte für alle verfügbaren Spaltmaße  $l_{m,l} > 0mm$ . Sie beinhaltet zu jedem Spaltmaß den entsprechenden  $A_L$ -Wert aus dem Datenblatt, die daraus resultierende Windungszahl  $N_{1,min}$  nach  $L_{1,min} = 51,32\mu H$ , den größtmöglichen Magnetisierungsstrom nach Gleichung 2.87, die resultierende Feldstärke  $H_{eff,max}$ , berechnet nach Gleichung 2.88 sowie zur abschließenden Kontrolle noch einmal den daraus errechneten Spitzenwert für die Induktion  $B_{max}$ :

Luftspalt	$A_L$ -Wert	Windungszahl	Magnetisierungsstrom	Feldstärke	Induktion
$l_{m,l}[mm]$	in $nH$	$N_1$	$I_M[A]$	$H_{eff,max} [\frac{A}{m}]$	$B_{max}[mT]$
0,2	482	10	6,94	913,43	382,02
0,5	251	14	10,97	2.009,09	368,32
1,0	153	18	15,52	3.662,64	345,09

Tabelle 2.1: Luftspaltauslegung nach gegebenen  $A_L$ -Werten [12]

Da der kleinste Wert aus der Spalte mit den Magnetisierungsströmen  $I_M = 6,94A$  für diesen Versuch bereits vollkommen ausreicht, würde eine Primärwindungszahl, ausgelegt nach dem kleinsten Luftspalt  $l_{m,l} = 0,2mm$  mit  $N_1 = 10$  genügen.

Ebenfalls deutlich erkennbar ist der Anstieg der maximalen Feldstärke  $H_{eff,max}$ , ab welcher der Kern in die Sättigung geht. Die  $H$ -Achse des Diagramms in Abbildung 2.19 müsste um ein vielfaches erweitert werden, um die Kennlinien aller Kerne mit abbilden zu können.

Die folgende Grafik zeigt noch einmal das Diagramm aus Abbildung 2.19 mit provisorisch erweiterter  $H$ -Skala zur Darstellung der Magnetisierungskennlinien jener Kerne mit verschiedenen Luftspaltmaßen, deren Verläufe anhand der Werte aus Tabelle 2.1 grob bestimmt werden können:

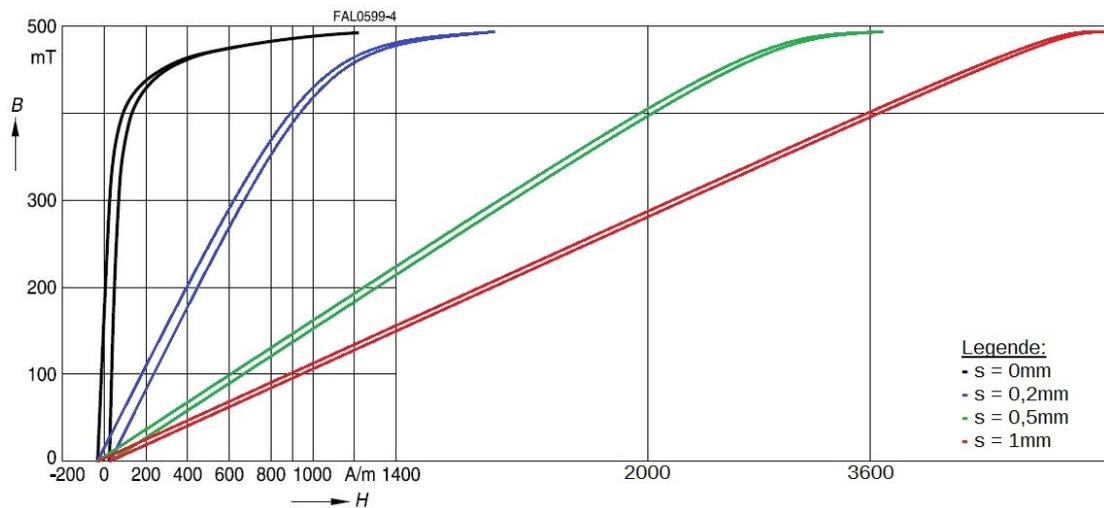


Abbildung 2.20: Magnetisierungskennlinien mit Luftspalt

Die optische Darstellung macht noch einmal deutlich, wie stark sich der Luftspalt auf die Speicherfähigkeit des Transformators auswirkt. Wird der Luftspalt jedoch zu groß gewählt, so ist die Bündelung der magnetischen Feldlinien im Kern nicht mehr ausreichend gegeben, wodurch die Spulen nicht mehr gut genug gekoppelt sind.

Der  $A_L$ -Wert ist in Tabelle 2.1 direkt aus dem Datenblatt entnommen worden. Es besteht jedoch auch die Möglichkeit, diesen Anhand der Angaben für  $l_m$  und  $A_e$  mit Gleichung 2.70 bzw. 2.71 zu bestimmen. Damit ergeben sich die Werte:

Luftspalt	$A_L$ -Wert	Windungszahl	Magnetisierungsstrom	Feldstärke	Induktion
$l_{m,l}[mm]$	in $nH$	$N_1$	$I_M[A]$	$H_{eff,max} [\frac{A}{m}]$	$B_{max}[mT]$
0,2	518	10	6,94	881,14	368,51
0,5	228	15	10,97	2.108,33	386,51
1,0	118	21	15,52	4.172,44	393,13

Tabelle 2.2: Luftspaltauslegung nach berechneten  $A_L$ -Werten

Beim Vergleich der Werte aus beiden Tabellen fällt auf, wie stark rechnerisch bestimmte Werte von den Datenblattangaben abweichen können. Die vom Hersteller verwendeten Methoden zur Bestimmung der  $A_L$ -Werte werden im Datenblatt leider nicht genannt.

Die Abweichungen bezüglich  $A_L$ -Wert, Windungszahl und Feldstärke nehmen mit der Größe des Luftspalts zu. Bei der Rückrechnung auf  $B_{max}$  hingegen nähert sich das Er-

gebnis mit zunehmender Luftspaltlänge dem zuvor festgelegten Wert von  $400mT$  an. Dieses Phänomen lässt sich dadurch erklären, dass die Berechnung des Magnetisierungsstroms nach der Näherung erfolgt, dass 100% der magnetischen Energie im Luftspalt gespeichert werden, obwohl tatsächlich auch ein kleiner Teil der Gesamtenergie im magnetischen Feld des Kernmaterials gespeichert werden kann. Je größer das Luftspaltvolumen gewählt wird, desto mehr trifft diese Näherung zu.

Der Grund: je größer das Luftspaltvolumen ist, desto kleiner ist auch das Gesamtvolumen des Kernmaterials, da  $V = V_l + V_e$  gilt. Weil die speicherbare magnetische Energie eines Materials mit dessen Volumen zunimmt, wird die Speicherfähigkeit des Luftspaltes mit zunehmender Länge  $l_{m,l}$  größer, während das Volumen und damit auch die Energiekapazität des Kernmaterials bei konstantem  $B_{max}$  abnehmen:

$$W_{m,l} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_l}{\mu_0} \cdot B_{max}^2 \quad ; \quad W_{m,e} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V - V_l}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot B_{max}^2$$

$$\rightarrow \frac{W_{m,e}}{W_{m,l}} = \frac{V - V_l}{V_l \cdot \mu_r} = \frac{l_m - l_{m,l}}{l_{m,l}} \cdot \frac{1}{\mu_r} \quad (2.91)$$

Mit zunehmender Luftspaltlänge verliert der im Ferrit gespeicherte Teil der Energie somit immer mehr an Bedeutung.

Die Bewicklung des Spulenkörpers erfolgt in mehreren Schichten, wobei die innerste Schicht die Primärwicklung ist. Die Sekundärwicklungen werden dann auf den äußeren Schichten aufgetragen. Die einzelnen Schichten sind durch Isolierband voneinander getrennt. Am Besten lässt sich dies durch Schnittansichten des Spulenkörpers verdeutlichen:

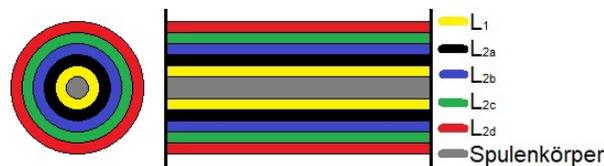


Abbildung 2.21: Quer- und Seitenschnitt des Spulenkörpers

Der Spulenkörper wird stehend auf der Platine befestigt.

## 2.4 Platinenlayout und Endresultat

Auf der Grundlage des Schaltplans (siehe Abbildung 2.3) sowie der unter Kapitel 2.2 und 2.3 ausgewählten Bauteile wurde das folgende Platinenlayout entworfen:

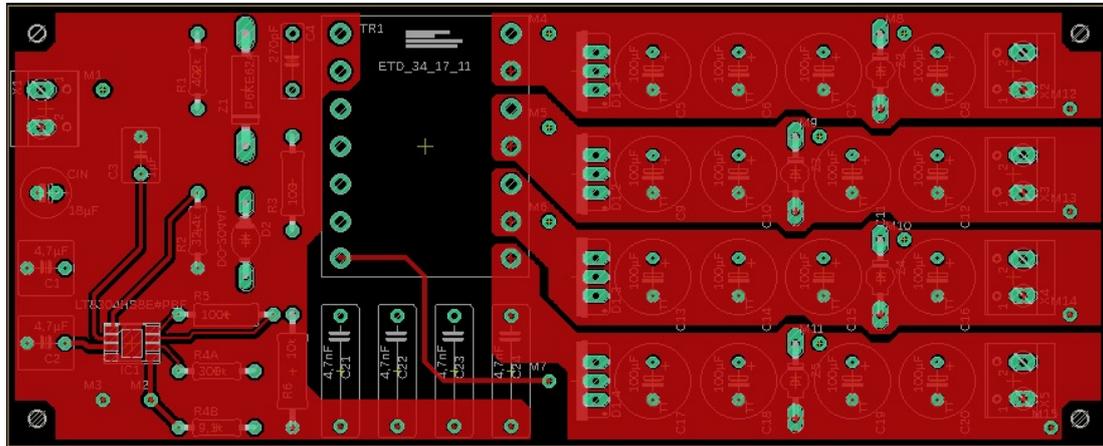


Abbildung 2.22: Platinenlayout, Top Layer

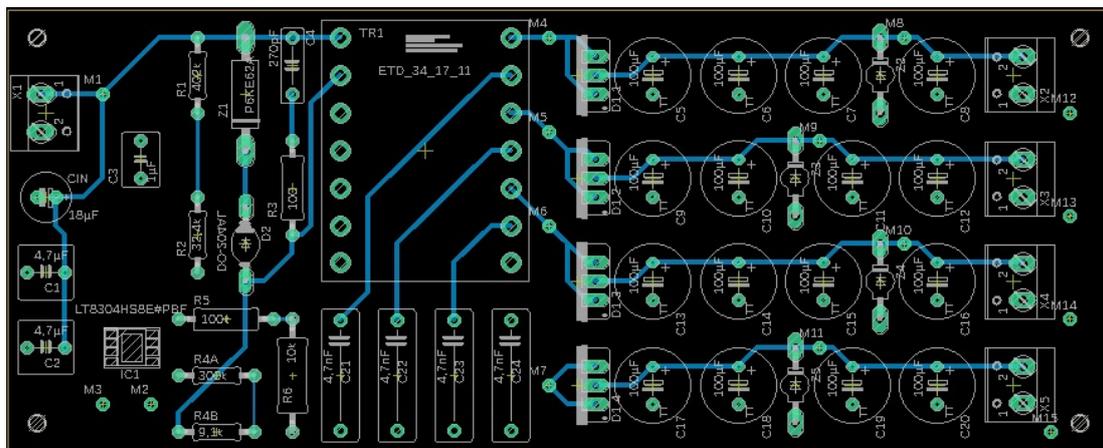


Abbildung 2.23: Platinenlayout, Bottom Layer

Von der Leiterplatte wurden insgesamt 3 Exemplare geliefert. Die folgende Abbildung zeigt einen beidseitigen Scan der anhand des EAGLE-Layouts gefertigten Platinen:

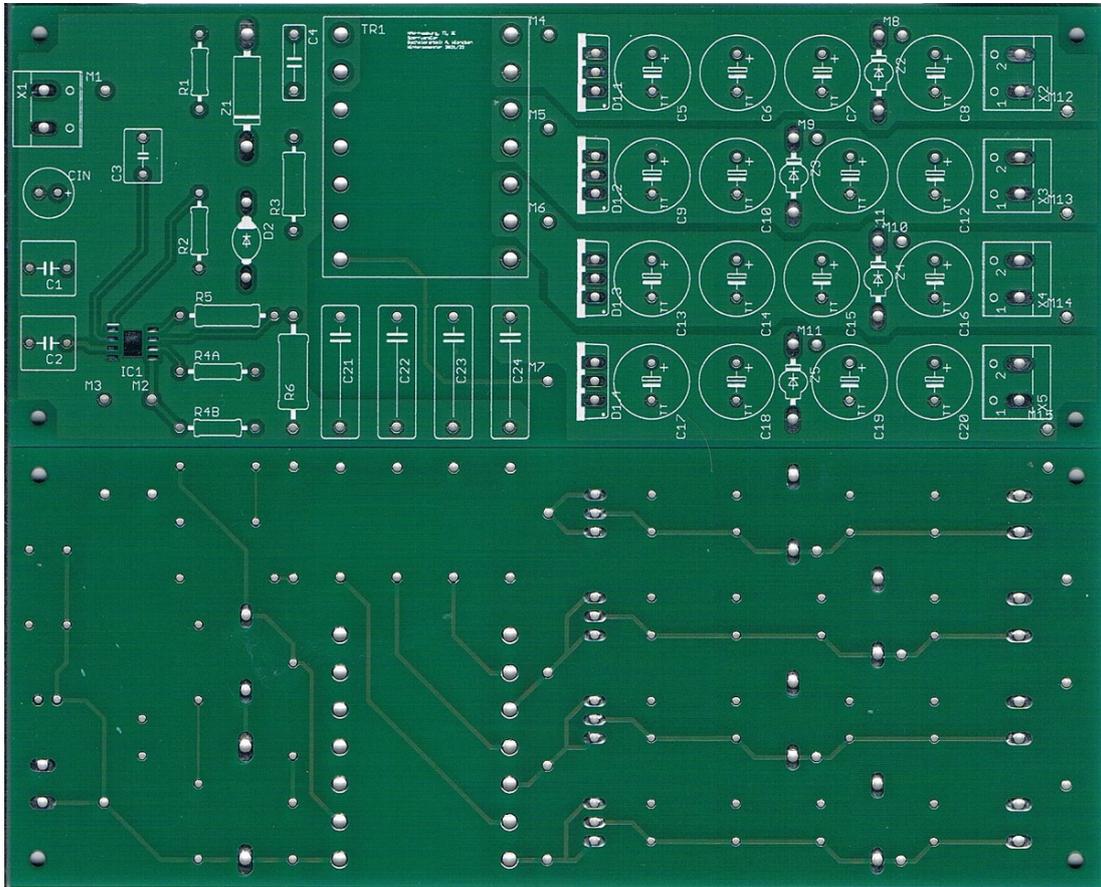


Abbildung 2.24: Leiterplatten-Scan, unbestückt - Vorderseite (oben) und Rückseite (unten)

Es sei hierbei noch darauf hingewiesen, dass die Unterseite der Platine gegenüber dem Bottom-Layout in Abbildung 2.23 spiegelverkehrt ist.

Als nächstes folgt noch eine Fotografie der fertig bestückten Platine aus der Draufsicht:



Abbildung 2.25: Fertige Schaltung, Version 1

Der Lötplatz für den Transformator wird später noch mit einer Steckverbindung versehen, damit der Trafo unter wenig Aufwand ausgewechselt werden kann:

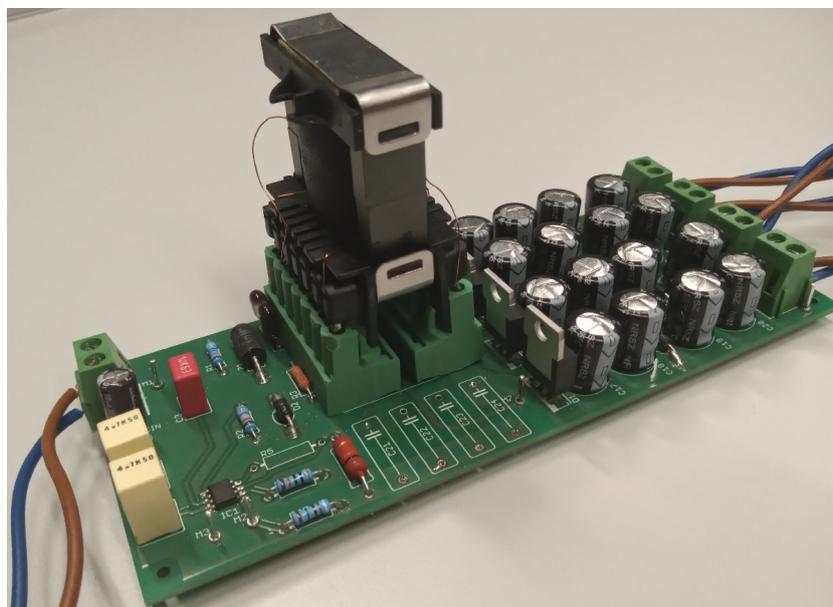


Abbildung 2.26: Fertige Schaltung, Version 2

## 3 Versuchsdurchführung und Messergebnisse

Hauptsächlicher Inhalt dieses Kapitels wird eine kurze Schilderung der Versuchsschritte mit anschließender Darstellung der resultierenden Messwerte in tabellarischer oder grafischer Form sowie einer ausführlichen Auswertung der Ergebnisse. Auch einige Oszilloskopaufnahmen, in erster Linie von den zeitlichen Strom- und Spannungsverläufen auf der Primärseite, sollen in diesem Abschnitt gezeigt und ausgewertet werden.

### 3.1 Vermessung der Transformatoren

In dem Versuch werden drei verschiedene Transformatoren verwendet:

- selbst bewickelter ETD 34-17-11 Spulenkörper mit dem Windungsverhältnis:  $N_{PS} = \frac{60}{21} \approx 2,86$
- WURTH Transformator 750315126 mit der Hauptinduktivität  $L_1 = 40\mu H$  und dem Windungsverhältnis  $N_{PS} = 2$
- selbst bewickelter ETD 34-17-11 Spulenkörper mit dem Windungsverhältnis:  $N_{PS} = \frac{10}{5} = 2$

Die Induktivitäten der selbst gewickelten ETD-Transformatoren hängen von den gewählten Ferritkernen bzw. Luftspaltmaßen ab.

### 3.1.1 Bestimmung der Hauptinduktivität

Die Induktivität einer Spule kann mithilfe eines digitalen LR-Messgerätes bestimmt werden. Eine Überprüfung erfolgt dann mit der Auswertung der Oszilloskopaufnahmen anhand des Stromanstiegs während der Einschaltphase des Transistors durch Umstellen der Gleichung 2.4 nach der Induktivität  $L_1$ . Eine theoretische Bestimmung der Induktivität wird mit der Formel  $L = A_L \cdot N^2$  durchgeführt, wobei sowohl die aus dem Datenblatt direkt entnommenen (siehe Tabelle 2.1) als auch die berechneten  $A_L$ -Werte (siehe Tab. 2.2) verwendet werden sollen. Hinzu kommt in diesem Versuchsteil noch der Kern ohne Luftspalt, welcher laut Datenblattangabe den magnetischen Leitwert  $A_L = 2.600nH$  und nach Gleichung 2.71 bzw. 2.70 den Wert  $A_L = 3.426nH$  hat.

Für die Induktivitätsmessung mit dem LR-Messgerät muss zunächst der zu untersuchende Frequenzbereich eingestellt werden, da sich die Gesamtimpedanz einer Spule frequenzabhängig verhält. Dieses Phänomen lässt sich anhand des vollständigen Ersatzschaltbildes erklären:

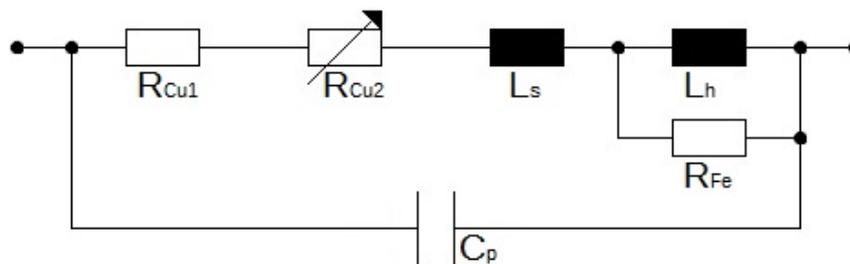


Abbildung 3.1: Vollständiges Ersatzschaltbild einer Spule [3]

Der Parallelwiderstand  $R_{Fe}$  resultiert aus den Ummagnetisierungs- und Wirbelstromverlusten im Spulenkern, welche auch unter der Bezeichnung 'Eisenverluste' bekannt sind. Der Wert von  $R_{Fe}$  ist in erster Linie abhängig vom Kernmaterial.

Zusätzlich zu dem Drahtwiderstand  $R_{Cu1}$  gibt es noch den frequenzabhängigen Widerstand  $R_{Cu2}$ . Letzterer wird durch den sogenannten 'Skinneffekt' hervorgerufen. Der Begriff 'Skinneffekt' bezeichnet ein Phänomen, durch welches sich der Stromfluss bei größeren Frequenzen nicht mehr über den gesamten Leiterquerschnitt verteilt, sondern hauptsächlich an den Randbereich der Querschnittsfläche verlagert wird. Dadurch reduziert sich der effektive Leiterquerschnitt und somit der elektrische Leitwert des Spulendrahtes.

Die Streuinduktivität  $L_s$  beschreibt jenen Teil des elektromagnetischen Feldes, welcher nicht durch den Spulenkern gebündelt wird. Bei Transformatoren entstehen durch die Streuinduktivität Verluste, weil die dort gespeicherte Energie nicht an die Sekundärseite weitergegeben wird. Daher sind die Streuinduktivitäten durch eine gute Bündelung der magnetischen Feldlinien im Kern möglichst klein zu halten.

Für das Frequenzverhalten ist in erster Linie die parasitäre Kapazität der Spule  $C_p$  entscheidend. Diese wird durch die Spannungsunterschiede zwischen den einzelnen Windungen hervorgerufen und bildet zusammen mit der Gesamtinduktivität einen Resonanzkreis mit der Eigenfrequenz  $f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C_p}}$ . Wird an die Spule eine Wechselspannung angelegt, deren Frequenz die Resonanzfrequenz der Spule überschreitet, so gewinnt die Windungskapazität die Überhand und das Verhalten der gesamten Spule wird kapazitiv.[3]

Da die für Sperrwandler verwendeten Transformatoren auf höhere Schaltfrequenzen ausgelegt sind, bleibt deren Induktivität über den hier betrachteten Frequenzbereich von  $11kHz$  bis  $350kHz$  weitgehend stabil. Die folgende Tabelle zeigt die Ergebnisse der LR-Messung an den selbst gewickelten ETD-Trafos zusammenn mit den berechneten Werten:

$N_1/N_2$	60/21				10/5			
$l_{m,l}[mm]$	0,0	0,2	0,5	1,0	0,0	0,2	0,5	1,0
LR-Messung								
$L_1[H]$	10,0m	1,87m	935 $\mu$	555,0 $\mu$	317,5 $\mu$	62,0 $\mu$	31,3 $\mu$	19,0 $\mu$
$L_{2a}[H]$	1,2m	240 $\mu$	129 $\mu$	83,0 $\mu$	66,5 $\mu$	13,4 $\mu$	7,0 $\mu$	4,5 $\mu$
$L_{2b}[H]$	1,2m	228 $\mu$	115 $\mu$	70,0 $\mu$	66,1 $\mu$	13,4 $\mu$	7,0 $\mu$	4,5 $\mu$
$L_{2c}[H]$	1,2m	238 $\mu$	125 $\mu$	80,0 $\mu$	66,2 $\mu$	13,4 $\mu$	7,0 $\mu$	4,5 $\mu$
$L_{2d}[H]$	1,3m	264 $\mu$	135 $\mu$	85,0 $\mu$	80,0 $\mu$	17,3 $\mu$	9,6 $\mu$	6,6 $\mu$
Berechnung mit $A_L$ -Wert aus dem Datenblatt								
$L_1[H]$	9,4m	1,74m	904 $\mu$	551,0 $\mu$	260,0 $\mu$	48,2 $\mu$	25,1 $\mu$	15,3 $\mu$
$L_2[H]$	1,1m	213 $\mu$	111 $\mu$	67,5 $\mu$	65,0 $\mu$	12,1 $\mu$	6,3 $\mu$	3,8 $\mu$
Berechnung mit $A_L$ -Wert nach Gleichung 2.70 und 2.71								
$L_1[H]$	12,3m	1,86m	821 $\mu$	424,0 $\mu$	341,6 $\mu$	51,8 $\mu$	22,8 $\mu$	11,8 $\mu$
$L_2[H]$	1,5m	228 $\mu$	101 $\mu$	52,0 $\mu$	85,4 $\mu$	12,9 $\mu$	5,7 $\mu$	2,9 $\mu$

Tabelle 3.1: Induktivitätsmessung und -berechnung der ETD-Trafos

Wenngleich einige der gemessenen Induktivitäten deutlich von den berechneten abweichen, liegen die Werte im Allgemeinen doch hinreichend nah beieinander. Dies trifft auf die abgelesenen  $A_L$ -Werte ebenso zu wie auf die berechneten. Es sei dabei noch angemerkt, dass für die Sekundärinduktivität in der Tabelle immer nur ein Wert berechnet

wird, da alle vier Ausgangswicklungen dieselbe Windungszahl bekommen und damit im Idealfall auch identische Induktivitätswerte annehmen sollten. Die Abweichungen der einzelnen Sekundärinduktivitäten voneinander lassen sich durch die Positionierung der Anschlusspins an dem Spulenkörper erklären. Die nachfolgende Skizze soll dies verdeutlichen:

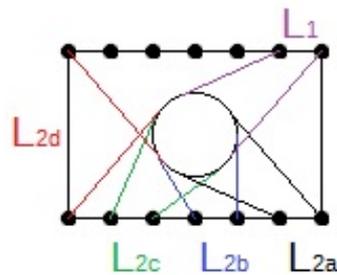


Abbildung 3.2: Skizze des bewickelten Spulenkörpers (Draufsicht)

Betrachtet man beispielsweise die zweite und die vierte Sekundärwicklung  $L_{2b}$  und  $L_{2d}$ , so sind die Anschlüsse für  $L_{2b}$  dem Spulenkörper am nächsten, während die Pins für die vierte Wicklung sowohl die größte Entfernung zum Spulenkörper als auch zueinander haben. Damit wird die Windungszahl der vierten Spule um einen Bruchteil größer als die der übrigen Wicklungen. Die Induktivität wird dadurch ebenfalls minimal erhöht. Die Messwerte für  $L_{2b}$  aus Tabelle 3.1 sind dementsprechend zumeist am geringsten, während die Induktivität  $L_{2d}$  die höchsten Werte erzielt.

Abschließend sollen noch einmal die prozentualen Abweichungen  $p_L$  der gemessenen Induktivitäten von den gemessenen Werten betrachtet werden:

$N_1/N_2$	60/21				10/5			
$l_{m,l}[mm]$	0,0	0,2	0,5	1,0	0,0	0,2	0,5	1,0
Berechnung mit $A_L$ -Wert aus dem Datenblatt								
$p_{L1}[\%]$	6,40	7,21	3,36	0,76	18,11	22,26	19,81	19,39
$p_{L2a}[\%]$	4,45	11,43	14,19	20,62	2,26	9,74	10,10	15,00
$p_{L2b}[\%]$	4,45	6,77	3,75	3,61	1,66	9,81	10,36	14,04
$p_{L2c}[\%]$	4,45	10,69	11,45	15,66	1,81	9,94	10,74	15,00
$p_{L2d}[\%]$	13,14	19,48	18,01	18,71	18,75	30,43	34,77	41,87
Berechnung mit $A_L$ -Wert nach Gleichung 2.70 und 2.71								
$p_{L1}[\%]$	22,99	0,28	12,24	23,53	7,60	16,45	27,18	37,88
$p_{L2a}[\%]$	25,55	4,82	22,08	38,83	28,43	3,00	18,36	34,50
$p_{L2b}[\%]$	25,55	0,19	12,60	25,73	29,21	3,07	18,60	33,77
$p_{L2c}[\%]$	25,55	4,02	19,59	35,01	29,01	3,22	18,95	34,50
$p_{L2d}[\%]$	14,14	13,47	25,54	37,36	6,76	25,23	40,77	55,21

Tabelle 3.2: Prozentuale Abweichungen

Bei der Vermessung des WURTH-Transformators ergeben sich die Werte:

$$L_1 \approx 41\mu H \quad ; \quad L_2 \approx 10\mu H \quad (3.1)$$

Damit stimmen sie hinreichend gut mit den Datenblattwerten von WURTH überein, in welchem eine Hauptinduktivität von  $40\mu H$  mit einer Toleranz von  $\pm 10\%$  und dem Windungsverhältnis  $N_{PS} = 2$  angegeben wird.

Im Vergleich zu den berechneten Werten fallen die gemessenen Induktivitäten meistens eher größer aus. Eine mögliche Erklärung dafür wären unter anderem die Streuinduktivitäten, welche bei der Berechnung nicht mit berücksichtigt werden. Die Bestimmung der Streuinduktivität ist Gegenstand des nächsten Kapitels.

Zum Vergleich wird mit dem LR-Messgerät noch ein Ringkerntrafo vermessen, welcher für die übliche  $50Hz$ -Netzspannung ausgelegt ist. Der gewählte Frequenzbereich wird für diese Messung beibehalten.

Das RL-Messgerät zeigt dabei über den gesamten Bereich negative Induktivitäten an - ein Zeichen dafür, dass die Resonanzfrequenz der Spule bei  $11kHz$  bereits überschritten

ist. Demzufolge ist bei hochfrequenten Anwendungen von Transformatoren unbedingt darauf zu achten, dass diese für die vorliegenden Frequenzen geeignet sind. Maßnahmen zur Verminderung der Windungskapazitäten wären beispielsweise ein ausreichend großer Windungsabstand sowie - im Falle von mehrlagiger Bewicklung des Spulenkörpers - ein ausreichender Isolationsabstand der einzelnen Lagen voneinander.

Letzteres fällt dabei sogar noch mehr ins Gewicht, da die betriebsspannungsseitige (erste) Windung oft genau innerhalb masseseitigen (letzten) Windung des Spulendrahtes liegt und sich somit ein besonders starkes elektrisches Feld zwischen diesen beiden Windungen aufbauen kann.

Für diesen Versuch ist eine einlagige Bewicklung des Spulenkörpers ausreichend, da die Länge des Wickelguts genug Raum für die erforderlichen Windungszahlen bietet.

#### 3.1.2 Bestimmung von Streuinduktivität und Drahtwiderstand

Die Ermittlung der Gesamt-Streuinduktivitäten erfolgt mittels Kurzschlussversuch. Der Trafo wird dabei primärseitig durch einen Signalgenerator mit einer Sinusspannung versorgt und sekundärseitig kurzgeschlossen. Anhand der Effektivwerte und der Phasenverschiebung zwischen Eingangsspannung und -strom kann die Kurzschlussimpedanz des Transformators ermittelt werden, welche sich im Wesentlichen aus den Drahtwiderständen und der Gesamt-Streuinduktivität zusammensetzt. Hauptinduktivität  $L_h$  und Eisenwiderstand  $R_{Fe}$  können dabei vernachlässigt werden, da diese gegenüber der Kurzschlussimpedanz deutlich größer sind.

Anhand des allgemeinen Ersatzschaltbildes für Transformatoren soll dies noch einmal verdeutlicht werden:

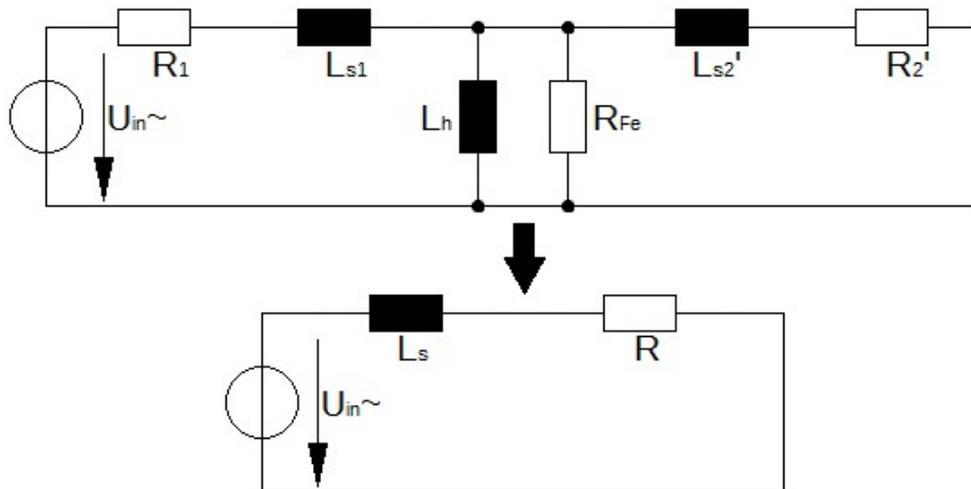


Abbildung 3.3: Ersatzschaltbild eines Transformators im Kurzschlussbetrieb [7]

Es gilt für den Realteil der Kurzschlussimpedanz:  $R = R_1 + R_2'$  sowie für den Imaginärteil:  $L_s = L_{s1} + L_{s2}'$ . Die Impedanz ergibt sich aus den Effektivwerten von Strom und Spannung:

$$Z_k = |R + j \cdot \omega \cdot L_s| = \frac{U_{eff}}{I_{eff}} \quad (3.2)$$

Die Effektivwerte werden in diesem Versuch mit Multimetern gemessen. Die Phasendifferenz zwischen zwei periodischen Signalen  $\varphi$  kann mittels einer eigens dafür vorgesehenen Funktion am Oszilloskop ermittelt werden. Daraus ergeben sich der Leiterwiderstand und die Streuinduktivität mit:

$$R = Z_k \cdot \cos(\varphi) \quad ; \quad L_s = \frac{Z_k}{2\pi \cdot f_{sin}} \cdot \sin(\varphi) \quad (3.3)$$

Da der ETD-Trafo über vier Sekundärwicklungen verfügt, gibt es eine Vielzahl an Optionen, die einzelnen Ausgänge kurzzuschließen. Es soll in diesem Versuch zunächst jeder Ausgang einzeln kurzgeschlossen werden und abschließend noch einmal alle Ausgänge gleichzeitig. Letzteres kann näherungsweise als Parallelschaltung aller vier Sekundärimpedanzen interpretiert werden:

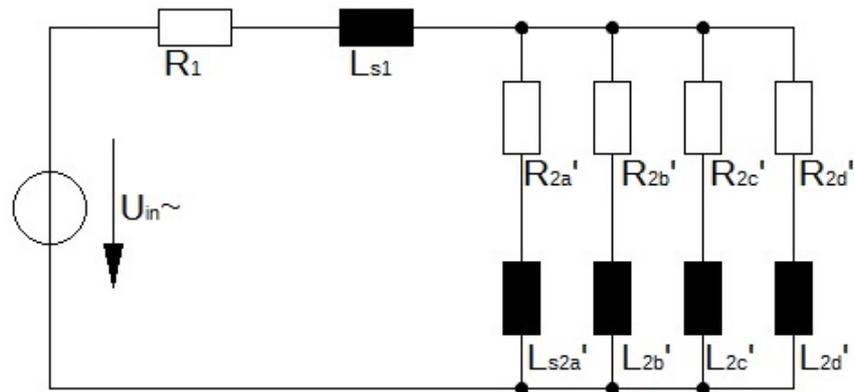


Abbildung 3.4: Ersatzschaltbild eines Transformators mit mehreren Ausgangswindungen

Die Gesamtimpedanz der Sekundärwicklungen  $\underline{Z}_{k2}$  wird damit deutlich kleiner gegenüber der Primärimpedanz  $\underline{Z}_{k1}$ .

Die Frequenz des angelegten Sinussignals für den Kurzschlussversuch beträgt  $f_{sin} = 80\text{kHz}$ . Die Amplitude wird stets so eingestellt, dass der Effektivwert der Primärstroms unterhalb von  $1\text{A}$  bleibt, damit keine zu starke Erhitzung des Transformators eintritt.

Die nachstehende Tabelle zeigt die Ergebnisse der Kurzschlussmessung mit den ETD-Transformatoren. Sie beinhaltet die Effektivwerte des Stroms  $I_{eff}$  und der Spannung  $U_{eff}$  auf der Primärseite sowie der sich daraus ergebende Betrag der Kurzschlussimpedanz  $Z_k$ . Aus der Phasenverschiebung  $\varphi$  (hier angegeben im Gradmaß) lassen sich die Gesamt-Streuinduktivität  $L_s$  und der ohmsche Anteil der Kurzschlussimpedanz  $R_k$  bestimmen.

Ferner wird der prozentuale Streuanteil  $p$  an der Hauptinduktivität mit angegeben. Als Referenz dienen dabei die gemessenen Werte aus Tab. 3.1. Auch die relativen Abweichungen aus Tab. 3.2 werden hier noch einmal zu Vergleichszwecken mit aufgeführt. Dabei steht  $p_{AL1}$  für die Berechnung nach gegebenem  $A_L$ -Wert und  $p_{AL2}$  für den berechneten Wert nach Gleichung 2.70 und 2.71.

### 3 Versuchsdurchführung und Messergebnisse

$l_{m,l}$ [mm]	Ausg. kurz	$I_{eff}$ [mA]	$U_{eff}$ [V]	$Z_k$ [ $\Omega$ ]	$\varphi$ [deg]	$R_k$ [ $\Omega$ ]	$L_s$ [ $\mu H$ ]	$p$ [%]	$p_{AL1}$ [%]	$p_{AL2}$ [%]
$N_1/N_2 = 60/21$										
0,0	Nur A1	230,1	14,95	64,97	83	7,92	128,29	1,28	4,45	25,55
	Nur A2	385,0	14,50	37,66	77	8,47	73,01	0,73	4,45	25,55
	Nur A3	275,6	14,83	53,81	81	8,42	105,73	1,06	4,45	25,55
	Nur A4	427,0	14,31	33,51	75	8,67	64,40	0,64	13,14	14,14
	Alle	482,7	5,78	11,97	74	3,30	22,90	0,23	6,40	22,99
0,2	Nur A1	242,3	14,93	61,62	84	6,44	121,91	6,52	11,43	4,82
	Nur A2	388,6	14,50	37,31	78	7,76	72,61	3,88	6,77	0,19
	Nur A3	286,5	14,81	51,69	82	7,19	101,84	5,45	10,69	4,02
	Nur A4	418,0	14,35	34,33	76	8,31	66,27	3,54	19,48	13,47
	Alle	490,0	5,76	11,76	73	3,44	22,36	1,20	7,21	0,28
0,5	Nur A1	259,4	14,89	57,40	84	6,00	113,57	12,15	14,19	22,08
	Nur A2	394,4	14,48	36,71	79	7,01	71,70	7,67	3,75	12,60
	Nur A3	300,1	14,78	49,25	82	6,85	97,03	10,38	11,45	19,59
	Nur A4	431,8	14,32	33,16	76	8,02	64,02	6,85	18,01	25,54
	Alle	494,0	5,74	11,62	73	3,40	22,11	2,36	3,36	12,24
1,0	Nur A1	286,2	14,83	51,82	84	5,42	102,52	18,47	20,62	38,83
	Nur A2	404,5	14,46	35,75	79	6,82	69,81	12,58	3,61	25,73
	Nur A3	319,1	14,74	46,19	83	5,63	91,21	16,43	15,66	35,01
	Nur A4	448,0	14,27	31,85	77	7,17	61,75	11,13	18,71	37,36
	Alle	499,5	5,68	11,37	73	3,33	21,64	3,90	0,76	23,53
$N_1/N_2 = 10/5$										
0,0	Nur A1	532,0	1,06	1,99	60	1,00	3,43	1,08	2,26	28,43
	Nur A2	534,2	1,08	2,02	60	1,01	3,48	1,10	1,66	29,21
	Nur A3	523,6	1,13	2,15	60	1,07	3,70	1,17	1,81	29,01
	Nur A4	368,8	1,97	5,34	77	1,20	10,35	3,26	18,75	6,76
	Alle	603,5	0,93	1,54	70	0,53	2,88	0,91	18,11	7,60
0,2	Nur A1	550,0	1,06	1,93	60	0,96	3,32	5,36	9,74	3,00
	Nur A2	548,3	1,09	1,99	60	0,99	3,43	5,52	9,81	3,07
	Nur A3	535,8	1,13	2,11	61	1,02	3,67	5,92	9,94	3,22
	Nur A4	392,6	1,91	4,87	77	1,09	9,43	15,21	30,43	25,23
	Alle	608,6	0,92	1,51	70	0,52	2,83	4,56	22,26	16,45
0,5	Nur A1	554,0	1,06	1,91	60	0,96	3,30	10,53	10,10	18,36
	Nur A2	551,4	1,09	1,98	60	0,99	3,41	10,88	10,36	18,60
	Nur A3	539,0	1,12	2,08	61	1,01	3,62	11,55	10,74	18,95
	Nur A4	417,3	1,83	4,39	77	0,99	8,50	27,16	34,77	40,77
	Alle	610,0	0,92	1,51	71	0,49	2,84	9,06	19,81	27,18
1,0	Nur A1	557,5	1,07	1,92	60	0,96	3,31	17,42	15,00	34,50
	Nur A2	553,7	1,10	1,99	61	0,96	3,46	18,21	14,04	33,77
	Nur A3	542,5	1,13	2,08	63	0,95	3,69	19,45	15,00	34,50
	Nur A4	445,8	1,74	3,90	79	0,74	7,62	40,16	41,87	55,21
	Alle	615,3	0,92	1,50	72	0,46	2,83	14,91	19,39	37,88

Tabelle 3.3: Messung der Streuinduktivitäten an den ETD-Trafos

Aufgrund des geringeren Drahtwiderstandes und der wesentlich kleineren Induktivität des Trafos mit nur 10 gegenüber 60 Windungen auf der Primärspule wird auch die Gesamtimpedanz deutlich reduziert. Daher wird der Kurzschlussversuch mit dem kleiner Dimensionierten Trafo bei einer wesentlich geringeren Eingangsspannung durchgeführt, um Überströme zu vermeiden. Besonders aufgrund der Sekundärwicklungen, in denen der Strom noch einmal um den Faktor  $N_{PS}$  größer ist als auf der Primärseite gemessene, sollte die Eingangsspannung im Kurzschlussbetrieb nicht zu groß gewählt werden.

Die gemessenen Streuinduktivitäten fallen bei der geringeren Windungszahl ebenfalls wesentlich kleiner aus, sind aber weitgehend unabhängig von der Luftspaltlänge  $l_{m,l}$ . Dafür wird die Gesamtinduktivität mit zunehmender Luftspaltlänge deutlich kleiner, wodurch sich der prozentuale Anteil der Streuinduktivität wiederum erhöht.

Bei einem sporadischen Vergleich der relativen Streuinduktivitäten mit den Abweichungen aus Tabelle 3.2 fällt auf, dass die Werte sich bezüglich des Luftspaltmaßes ähnlich verhalten. Dieses Ergebnis ist durchaus plausibel, da bei der Berechnung von Induktivitäten auf Grundlage der räumlichen und materiellen Eigenschaften einer Spule nach Gleichung 2.71 stets von einer perfekten Bündelung der magnetischen Feldlinien ausgegangen wird. Demnach kann mit den hier verwendeten Gleichungen 2.66, 2.70 und 2.71 nur der Nutz- oder Hauptanteil einer Induktivität berechnet werden, nicht jedoch die Gesamtinduktivität, welche den Haupt- und Streuanteil umfasst.

Beim Vermessen der Induktivität mit einem RL-Messgerät hingegen wird stets die Gesamtinduktivität ausgegeben, wodurch starke Abweichungen von dem berechneten Wert entstehen können.

Dabei stimmt die relative Streuinduktivität mit den Abweichungen nach gegebenem  $A_L$ -Wert noch besser überein als mit jenen Abweichungen, welche bei der Berechnung der Induktivität nach Eisenweg und Luftspaltlänge sowie Eisenquerschnitt und Permeabilitätszahl entstehen. Demzufolge wäre der im Datenblatt gegebene  $A_L$ -Wert noch etwas genauer.

Es ist noch zu beachten, dass mit dem Kurzschlussversuch nicht die Streuinduktivität einer einzelnen Spule bestimmt wird, sondern stets die Gesamtstreuung der Primärspule, gekoppelt mit der kurzgeschlossenen Sekundärwicklung. Für letztere muss noch die Übersetzung des Transformators mitbedacht werden, sodass sich für die Gesamtstreuung ergibt:  $L_s = L_{s1} + N_{PS}^2 \cdot L_{s2}$ . Bei der direkten Induktivitätsmessung (Kapitel 3.1.1) wird hingegen jede Spule einzeln für sich behandelt.

Abgesehen von ein paar starken Ausreißern wird das Verhältnis von Gesamt- Streu- und Nutzinduktivität dennoch recht gut durch die Ergebnisse in Tabelle 3.3 repräsentiert.

Von dem Kurzschlussversuch mit dem WURTH-Trafo liegt als Ergebnis die Streuinduktivität  $L_s = 4\mu H$  vor. Laut dem Datenblatt des Trafos sollte diese maximal nur  $1\mu H$  betragen. Demzufolge ist die Genauigkeit der in diesem Versuch durchgeführten Messungen ohnehin als eher grob einzuschätzen.

Allgemein gilt: Je größer der Streuanteil eines Transformators in einer Sperrwandler-schaltung ist, desto schlechter wird die Energieübertragung funktionieren, da nur der in der Nutzinduktivität gespeicherte Teil der während der Leitphase des Transistors aufgenommenen elektrischen Energie an die Sekundärseite weitergegeben wird. Ein großer Streuanteil wirkt sich somit negativ auf den Wirkungsgrad des Transformators aus und führt zu einer stärkeren Belastung der primärseitigen Schutzschaltung. Da der Streuanteil mit zunehmendem Luftspalt steigt, ist dieser je nach Höhe des Magnetisierungsstroms stets möglichst klein zu halten.

## 3.2 Inbetriebnahme des Wandlers

In diesem Kapitel sollen die Ergebnisse der Messungen bei laufendem Betrieb des Sperrwandlers mit den für diesen Versuch zur Verfügung stehenden Transformatoren präsentiert werden. Von Relevanz ist dabei hauptsächlich das Verhalten der Schaltung mit den von Hand gewickelten ETD-Trafos. Der WURTH-Transformator dient lediglich zum Vergleich bezüglich der allgemeinen Funktionsfähigkeit des Sperrwandlers mit den unterschiedlichen Transformatoren.

Ein zentraler Bestandteil dieses Abschnitts werden die im Versuch aufgenommenen Oszilloskopbilder, anhand derer die Arbeitsweise der Schaltung bei verschiedenen Belastungszuständen mit den unterschiedlichen Trafos untersucht werden soll. Bei den dargestellten Größen handelt es sich im Wesentlichen um die zeitlichen Verläufe von Größen auf der Primärseite des Transformators, welche da wären: Spannung und Strom an der Primärspule sowie die Spannung über dem Transistorschalter.

Diese drei Größen werden mittels Cursormessung in MATLAB genauer untersucht.

Ferner dienen die mit Multimetern aufgenommenen Werte für die Ausgangsspannung

und den Laststrom zur Berechnung der Ausgangsleistung. Bei gleichmäßiger Belastung aller vier Ausgänge werden die Lastströme und Ausgangsspannungen nacheinander gemessen und anschließend die Leistungs- und Stromwerte addiert. Dies ist im Übrigen nur mit den handgewickelten Trafos möglich, da der WURTH-Trafo nur über einen Ausgang verfügt.

Eine Anzeige an dem netzseitigen Gleichspannungsversorgungsgerät gibt den Eingangsstrom der Schaltung an, sodass zusammen mit der Eingangsspannung  $U_{in} = 45V$  auch die Eingangsleistung und damit wiederum der Wirkungsgrad des Sperrwandlers bestimmt werden kann.

Der LT8304 arbeitet hauptsächlich in zwei der drei üblichen Betriebsarten für Sperrwandler - dem lückenden Betrieb und dem Betrieb an der Lückgrenze.[8] Letzterer soll der Einfachheit halber im Folgenden lediglich als 'Grenzbetrieb' bezeichnet werden. Der Lückbetrieb ist für kleine Lastströme vorgesehen, während der Grenzbetrieb bei größeren Lasten gefahren wird. Der nicht lückende Betrieb ist aufgrund der Arbeitsweise des LT8304 nicht umsetzbar, da der Regler auf den primärseitigen Spannungsabfall bei lückendem Ausgangsstrom reagiert. Ab welcher Belastung der Wandler in den Grenzbetrieb übergeht, wird im Versuch ebenfalls anhand von Oszilloskopaufnahmen ermittelt. Ferner soll der ETD-Trafo mit drei verschiedenen Spaltmaßen betrieben werden:  $0,2mm$ ,  $0,5mm$  und  $1mm$ . Der Kern ohne Luftspalt wird zur Untersuchung der magnetischen Sättigung im laufenden Betrieb verwendet.

Zu Beginn des Versuchs soll das Leerlaufverhalten der Schaltung betrachtet werden.

#### 3.2.1 Leerlaufbetrieb

Nachfolgend werden drei Oszilloskopbilder gezeigt. Darauf sind die Strom- und Spannungsverläufe auf der Primärseite im Leerlauf zu sehen. Verglichen wird dabei der WURTH-Transformator mit den beiden ETD-Trafos - jeweils mit einem Luftspalt von  $0,2mm$ . Laut den Berechnungen in Kapitel 2.3.3 ist dieser für einen Magnetisierungsstrom von maximal  $2,4A$  bereits vollkommen ausreichend. In einem späteren Teil des Versuchs soll auch noch mit anderen Luftspaltmaßen experimentiert werden.

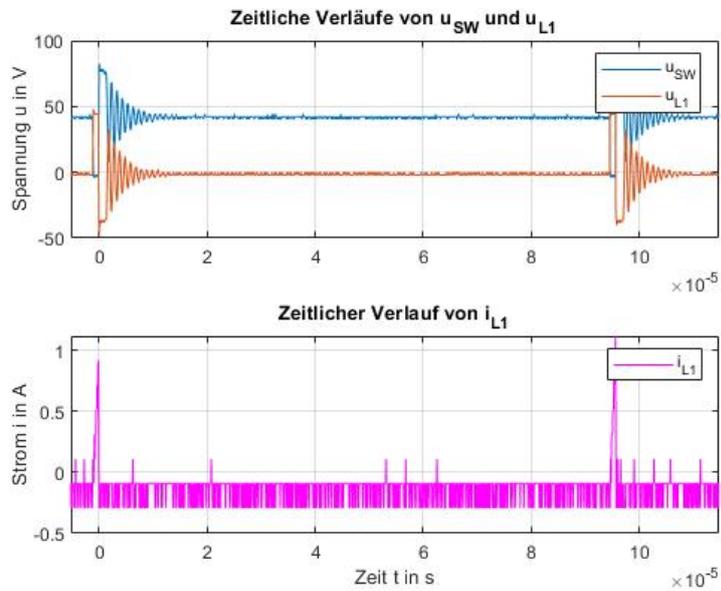


Abbildung 3.5: Leerlaufbetrieb WURTH 750315126

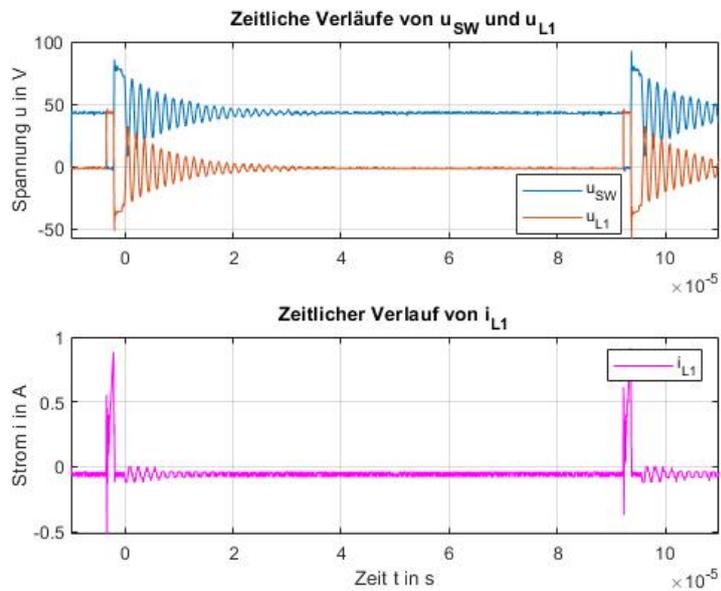


Abbildung 3.6: Leerlaufbetrieb ETD-Trafo N 10/5, 0,2mm

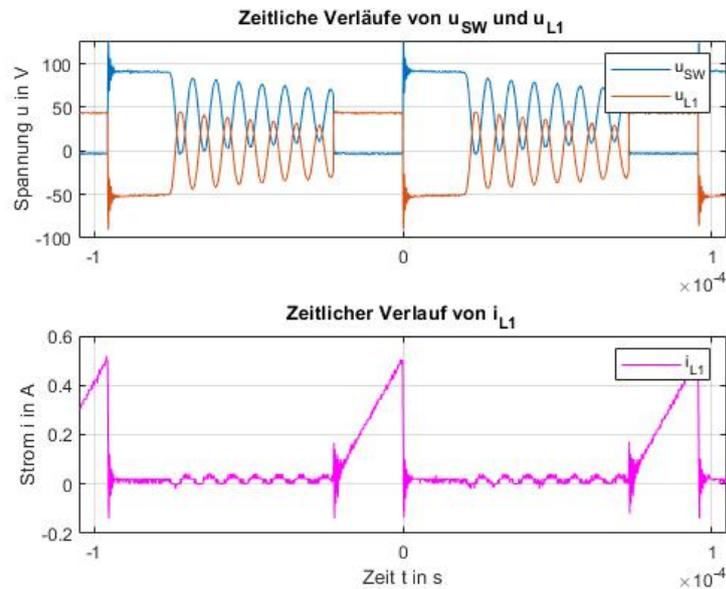


Abbildung 3.7: Leerlaufbetrieb ETD-Trafo N 60/21, 0, 2mm

Die Strom- und Spannungsverläufe des WURTH-Transformators im Leerlauf sind denen des ETD-Trafos mit 10 Primärwindungen am Ähnlichsten, nahezu identisch. Ein geringer Unterschied besteht bezüglich der Einschaltdauer aufgrund der höheren Induktivität des ETD-Transformators von gut  $60\mu H$  gegenüber den  $40\mu H$  des WURTH-Trafos.

Deutlich unterscheidet sich hingegen der ETD-Trafo mit 60 Primärwindungen. Dieser ist mit einer Hauptinduktivität von knapp  $2mH$ , ausgelegt nach Kapitel 2.3.1, deutlich überdimensioniert. Die Cursormessung in MATLAB ergibt ein Tastverhältnis von  $D = 0,2371$  bei der Schaltfrequenz  $f_s = 10,45kHz$ . Der Magnetisierungsstrom liegt mit ca.  $0,5A$  knapp über dem im Datenblatt angegebenen Minimum. Ein Zurückrechnen auf die Induktivität durch Umstellen von Gleichung 2.4 ergibt:

$$L_1 = \frac{U_{in} \cdot D}{I_M \cdot f_s} \rightarrow \frac{45V \cdot 0,2371}{0,5A \cdot 10,45kHz} \approx 2mH \quad (3.4)$$

Die Leerlauf-Schaltfrequenz beträgt bei jedem der drei Transformatoren etwa  $10,45kHz$ . Das Tastverhältnis hingegen hat bei dem WURTH-Trafo den Wert  $D = 0,0138$  und für den kleiner dimensionierten ETD-Trafo:  $D = 0,0157$ . Das Leerlauf-Tastverhältnis wird

somit größer, je höher man die Hauptinduktivität wählt, da der Schaltregler stets den minimalen Magnetisierungsstrom im Betrieb aufrecht erhält. Bei den kleineren Induktivitäten liegt der Spitzenstrom im Leerlauf sogar bei ca.  $900\text{mA}$ .

Um die Auswirkung der Hauptinduktivität auf die Funktionsfähigkeit des Sperrwandlers genauer zu untersuchen, werden in den nächsten Versuchsschritten die Ausgänge belastet.

#### 3.2.2 Betrieb bei kleinen Lasten (Lückbetrieb)

Für diesen und die nachfolgenden Teile des Versuchs stehen insgesamt vier verstellbare Schiebewiderstände bereit. Die maximalen Widerstandswerte  $R_{L,max}$  sind:

$$2 \times 100\Omega \quad ; \quad 2 \times 130\Omega$$

Da der selbst gewickelte ETD-Trafo über vier Ausgangswicklungen verfügt, gibt es eine Vielzahl an verschiedenen Kombinationsmöglichkeiten beim Belasten der Ausgänge. Es kann beispielsweise nur ein Ausgang belastet und dabei alle vier Widerstände in Reihe geschaltet werden. Der maximal anzunehmende Lastwiderstand wäre dann:  $R_{L,max} \approx 460\Omega$ . Eine andere Möglichkeit ist, alle Ausgänge gleichzeitig zu belasten. Der Gesamt-Laststrom teilt sich dann über alle vier Sekundärwicklungen auf. Der einzelne Spulendraht muss dann nicht den gesamten Laststrom führen und wird dementsprechend thermisch entlastet.

Der WURTH-Trafo verfügt hingegen über nur einen Ausgang, welcher jedoch aufgrund des um den Faktor 2 gegenüber dem Primärstrom vergrößerten Laststroms doppelt ausgeführt ist. Somit findet auch hier eine Aufteilung des Sekundärstroms auf zwei identische Leiter statt, um eine Überhitzung des Drahtes bei hohen Lasten zu vermeiden.

Die nachfolgenden Abbildungen zeigen Oszilloskopaufnahmen des Tiefsetzstellers im Lückbetrieb, mit den im vorigen Kapitel behandelten Transformatoren.

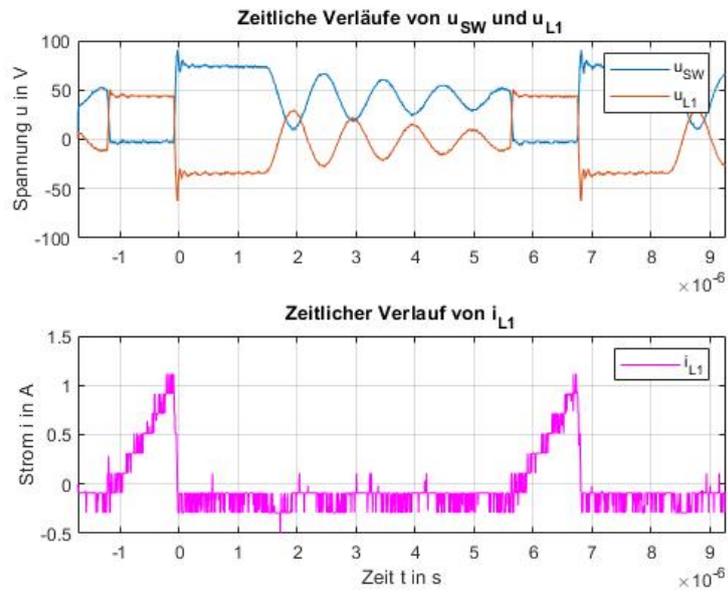


Abbildung 3.8: Lückbetrieb WURTH 750315126

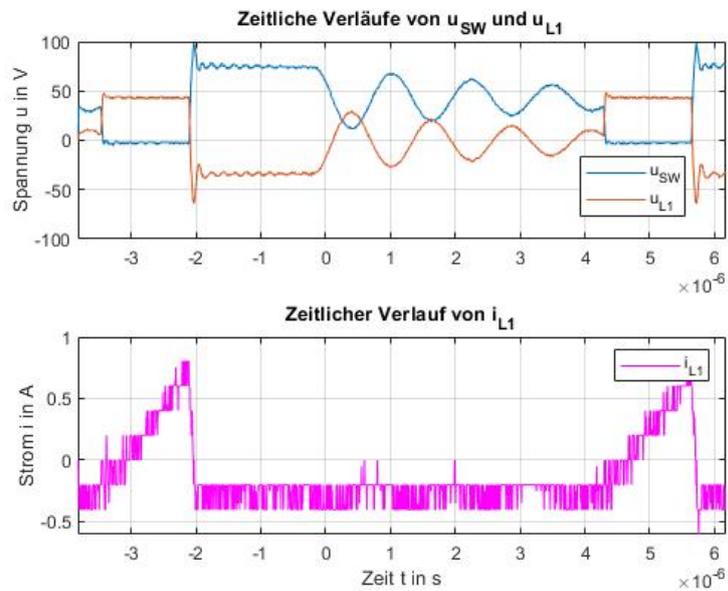


Abbildung 3.9: Lückbetrieb ETD-Trafo N 10/5, 0,2mm

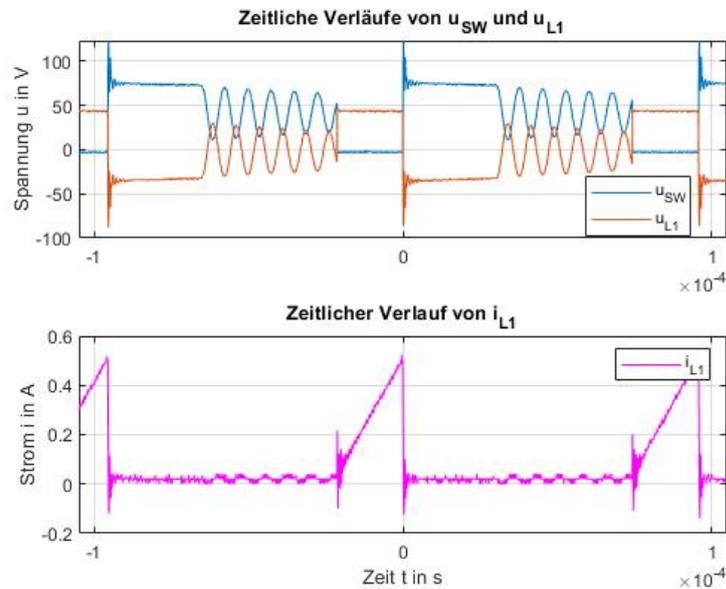


Abbildung 3.10: Lückbetrieb ETD-Trafo N 60/21, 0,2mm

Bei den ETD-Trafos wird in diesem Versuch immer nur ein Ausgang belastet. Die nachfolgende Tabelle zeigt für die in den Oszilloskopbildern dargestellten Belastungsfälle die Ausgangsspannung  $U_a$ , die Schaltfrequenz  $f_s$ , das Tastverhältnis  $D$  und den Wirkungsgrad  $\eta$  in Abhängigkeit von dem Laststrom  $I_{out}$ :

Trafo	$I_{out}[mA]$	$U_{out}[V]$	$f_s[kHz]$	$D$	$\eta[\%]$
WURTH	250,1	15,55	146,04	0,18	84,73
ETD 10/5	250,7	14,32	129,03	0,19	84,42
ETD 60/21	200,0	11,00	10,45	0,23	81,48

Tabelle 3.4: Werte zu den Oszilloskopaufnahmen

Es fällt zunächst auf, dass die Frequenz und das Tastverhältnis sich bei dem WURTH-Trafo sowie dem kleiner dimensionierten ETD-Transformator bei Belastung eines Ausgangs verändern, während für den 2mH-Transformator weiterhin die minimale Schaltfrequenz bei einem nahezu unveränderten Tastverhältnis von  $D = 0,23$  vorliegt. Auch der Magnetisierungsstrom bleibt unverändert bei 0,5A. Dadurch bricht die Ausgangsspannung in diesem Belastungszustand bereits auf 11V ein. Dieser Versuch zeigt, dass eine Hauptinduktivität von 2mH für den hier verwendeten Schaltregler stark überdimensioniert ist und sich dies wiederum störend auf die Regelung der Ausgangsspannung

auswirkt. Die Arbeitsweise des Schaltreglers ist nach wie vor darauf ausgelegt, den minimalen Schalterstrom aufrecht zu erhalten. Es findet jedoch keine Lastregulierung statt. Auch mit größeren Luftspalten ändert sich dieses Verhalten nicht merklich. Bei einem Spaltmaß von  $1\text{mm}$  beispielsweise liegt die Hauptinduktivität immer noch über  $500\mu\text{H}$ .

Die Hauptinduktivität sollte sich möglichst nah bei den im Datenblatt empfohlenen Wert von  $40\mu\text{H}$  bewegen. Der ETD-Trafo mit 10 Primärwindungen und einer Hauptinduktivität von rund  $60\mu\text{H}$  befindet sich damit noch in einem Bereich, welcher für den korrekten Betrieb des Sperrwandlers zulässig ist, nicht jedoch der Transformator mit 60 Windungen, da dieser mit einer Induktivität von knapp  $2\text{mH}$  um das 50-Fache größer ist als die Datenblattempfehlung.

Die Arbeitsweise des LT8304 ist darauf ausgerichtet, die Schaltfrequenz gemäß der sich ändernden Last zu variieren. Durch die hohen Anstiegs- und Abfallzeiten des Spulenstroms, welche die überdimensionierte Induktivität mit sich bringt, ist die Dynamik der Schaltfrequenz jedoch sehr stark eingeschränkt. Daher verbleibt die Schaltfrequenz bei ihrem Minimalwert. Eine korrekte Lastregulierung wird dadurch verhindert.

Als Nächstes soll das Verhältnis zwischen Ein- und Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Tastverhältnis  $D$  betrachtet werden. Laut Gleichung 2.3 ist dieser Zusammenhang unabhängig vom Lastwiderstand, weshalb sich das Tastverhältnis bei einer konstant gehaltenen Ausgangsspannung ebenfalls unabhängig von der Last verhalten und dementsprechend konstant bleiben müsste. Bei einer Ausgangsspannung von rund  $15\text{V}$ , einer Vorwärtsspannung von  $0,64\text{V}$  über der Ausgangsdiode sowie den Transformatorübersetzungen  $N_{PS} = 2$  und  $N_{PS} = 2,88$  müssten sich durch Umstellen von Gleichung 2.3 die folgenden Tastverhältnisse ergeben:

$$D = \frac{(U_{out} + U_{D1}) \cdot N_{PS}}{(U_{out} + U_{D1}) \cdot N_{PS} + U_{in}}$$
$$\rightarrow \frac{15,64\text{V} \cdot 2}{15,64\text{V} \cdot 2 + 45\text{V}} \approx 0,41 \quad ; \quad \frac{15,64\text{V} \cdot 2,88}{15,64\text{V} \cdot 2,88 + 45\text{V}} \approx 0,50 \quad (3.5)$$

Demnach hat Gleichung 2.3 nur für den nicht lückenden Betrieb bzw. den Grenzbetrieb Gültigkeit, nicht jedoch für den Lückbetrieb. In diesem Fall sind Spannungs- und Tast-

verhältnis abhängig vom Lastwiderstand. Dieser Zusammenhang soll nun schrittweise als Formelausdruck hergeleitet werden. In Kapitel 2.2.3 wurde bereits eine Formel zu Bestimmung der Zeitspanne  $t_g$  hergeleitet, innerhalb welcher der Sekundärstrom von seinem Spitzenwert auf 0 absinkt. Diese Formel lautet:

$$t_g = \frac{L_1 \cdot I_M}{N_{PS} \cdot U_{L2}} = \frac{L_1 \cdot I_M}{N_{PS} \cdot (U_{out} + U_{D1})} \quad (3.6)$$

Für die verschiedenen Betriebsmodi gilt:

- Lückbetrieb:  $t_a > t_g$
- Grenzbetrieb:  $t_a = t_g$
- kontinuierlicher Betrieb:  $t_a < t_g$

Dabei steht  $t_a$  für die Ausschaltdauer des Transistorschalters.

Nach Gleichung 2.4 gilt für den mittleren Ausgangsstrom analog zum Eingangsstrom:

$$I_{out} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_{L2}(t) dt = \frac{U_{out} + U_{D1}}{L_2 \cdot T_s} \int_0^{T_s} t dt \quad (3.7)$$

Da nur während der Zeit  $t_g$  der Spulenstrom  $i_{L2}$  ungleich 0 ist, kann für die obere Integralgrenze  $t_g$  eingesetzt werden, sodass sich die Gleichung weiter auflösen lässt zu:

$$\begin{aligned} I_{out} &= \frac{U_{out} + U_{D1}}{L_2 \cdot T_s} \int_0^{t_g} t dt = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{out} + U_{D1}}{L_2 \cdot T_s} \cdot [t^2]_0^{t_g} = \frac{U_{out} + U_{D1}}{2 \cdot L_2 \cdot T_s} \cdot t_g^2 \\ &= \frac{N_{PS}^2 \cdot (U_{out} + U_{D1})}{2 \cdot L_1 \cdot T_s} \cdot t_g^2 \end{aligned} \quad (3.8)$$

Durch Einsetzen des Terms für  $t_g$  erhält man:

$$\begin{aligned}
 I_{out} &= \frac{N_{PS}^2 \cdot (U_{out} + U_{D1})}{2 \cdot L_1 \cdot T_s} \cdot \left( \frac{L_1 \cdot I_M}{N_{PS} \cdot (U_{out} + U_{D1})} \right)^2 = \frac{L_1 \cdot I_M^2}{2 \cdot (U_{out} + U_{D1}) \cdot T_s} \\
 &= \frac{L_1 \cdot f_s \cdot I_M^2}{2 \cdot (U_{out} + U_{D1})} \tag{3.9}
 \end{aligned}$$

Für den Magnetisierungsstrom gilt wiederum  $I_M = \frac{U_{in} \cdot D}{L_1 \cdot f_s}$  und somit:

$$I_{out} = \frac{L_1 \cdot f_s}{2 \cdot (U_{out} + U_{D1})} \cdot \left( \frac{U_{in} \cdot D}{L_1 \cdot f_s} \right)^2 = \frac{(U_{in} \cdot D)^2}{2 \cdot (U_{out} + U_{D1}) \cdot L_1 \cdot f_s} \tag{3.10}$$

Die Ausgangsspannung beträgt nach dem ohmschen Gesetz:  $U_{out} = R_L \cdot I_{out}$ . Das ergibt nach Einsetzen der für den mittleren Ausgangsstrom hergeleiteten Formel:

$$U_{out} = \frac{(U_{in} \cdot D)^2 \cdot R_L}{2 \cdot (U_{out} + U_{D1}) \cdot L_1 \cdot f_s} \tag{3.11}$$

Bei Vernachlässigung der Diodenspannung lässt sich daraus nun eine allgemeine Formel für das Verhältnis zwischen Ein- und Ausgangsspannung herleiten:[6]

$$\begin{aligned}
 U_{out} &\approx \frac{(U_{in} \cdot D)^2 \cdot R_L}{2 \cdot U_{out} \cdot L_1 \cdot f_s} \quad \rightarrow \quad U_{out}^2 = \frac{(U_{in} \cdot D)^2 \cdot R_L}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \quad \rightarrow \quad \left( \frac{U_{out}}{U_{in}} \right)^2 = \frac{D^2 \cdot R_L}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \\
 &\rightarrow \quad \frac{U_{out}}{U_{in}} = \sqrt{\frac{R_L}{2 \cdot L_1 \cdot f_s}} \cdot D \tag{3.12}
 \end{aligned}$$

Durch Umstellen nach dem Tastverhältnis erhält man:

$$D = \frac{U_{out}}{U_{in}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot L_1 \cdot f_s}{R_L}} = \frac{U_{out}}{U_{in}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot L_1 \cdot f_s \cdot I_{out}}{U_{out}}} = \sqrt{\frac{2 \cdot L_1 \cdot f_s \cdot I_{out} \cdot U_{out}}{U_{in}^2}}$$

$$= \sqrt{\frac{2 \cdot L_1 \cdot f_s \cdot P_{out}}{U_{in}^2}} \quad (3.13)$$

Tabelle 3.4 soll nun um den nach der soeben hergeleiteten Formel berechneten Wert für das Tastverhältnis erweitert werden. Ferner kommen noch die Ausgangsleistung  $P_{out}$  sowie die Messwerte der Hauptinduktivität  $L_1$  aus Tabelle 3.1 hinzu:

Trafo	$L_1[H]$	$I_{out}[mA]$	$U_{out}[V]$	$P_{out}[W]$	$f_s[kHz]$	$D$		$\eta[\%]$
						gem.	ber.	
WURTH	$41\mu$	250, 1	15, 55	3, 89	146, 04	0, 18	0, 15	84, 73
ETD 10/5	$62\mu$	250, 7	14, 32	3, 59	129, 03	0, 19	0, 17	84, 42
ETD 60/21	$1,87m$	200, 0	11, 00	2, 20	10, 45	0, 23	0, 21	81, 48

Tabelle 3.5: Berechnung der Tastverhältnisse

Abgesehen von ein paar sehr geringen Abweichungen gibt es eine klare Übereinstimmung der berechneten Werte mit den gemessenen Tastverhältnissen. Mögliche Ursachen für die Abweichungen wären beispielsweise Ungenauigkeiten bei der Cursorsetzung sowie Messabweichungen. Zu beachten ist dabei auch, dass mit der Herleitung der Formel für das Tastverhältnis im Lückbetrieb eine Näherung getroffen worden ist, nämlich die Vernachlässigung der Diodenspannung.

Wenn der Sekundärstrom auf 0 abgesunken ist, fällt die Spulenspannung zunächst ebenfalls auf 0V und geht dann fließend in eine sinusförmige Schwingung über. Dieser Vorgang ist ein Hinweis darauf, dass es einen Schwingkreis der Spule mit deren eigenen Windungskapazitäten und den übrigen Bauteilen der Schaltung gibt. Dazu gehört auf der Primärseite hauptsächlich der Kondensator des RC-Snubbers  $C_4$ . Ferner gibt es dort noch die Sperrschichtkapazitäten der Schutzdiode  $C_{D2}$  in Reihenschaltung mit der TVS-Diode  $C_{Z1}$ . Ein Transistorschalter ist im ausgeschalteten Zustand ebenfalls mit einer Sperrkapazität  $C_{T1}$  behaftet, welche sich wiederum in Serienschaltung mit den Eingangskondensatoren  $C_{in}$  befindet.

Hinzu kommen die Windungskapazitäten der Spule  $C_{p1}$  und  $C_{p2}$ . Die parasitäre Gesamtkapazität ergibt sich dann aus der Summe der primärseitigen und der auf die Primärseite umgerechneten sekundärseitigen Gesamtkapazität:

$$C_{ges} = C_{1,ges} + C_{2,ges}' = C_{1,ges} + \frac{C_{2,ges}}{N_{PS}^2} \quad (3.14)$$

Die Kapazitäten auf der Primär- und Sekundärseite setzen sich folgendermaßen zusammen:

$$C_{1,ges} = C_{p1} + C_4 + \frac{C_{Z1} \cdot C_{D2}}{C_{Z1} + C_{D2}} + \frac{C_{in} \cdot C_{T1}}{C_{in} + C_{T1}} \quad ; \quad C_{2,ges} = C_{p2} \quad (3.15)$$

Die Gesamtkapazität  $C_{ges}$  kann anhand der Frequenz der Sinusschwingung und der gemessenen Induktivitäten durch Umstellen von Gleichung 2.8 bestimmt werden:

$$C_{ges} = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{sin})^2 \cdot L_1} \quad (3.16)$$

Die Ergebnisse sind in der folgenden Tabelle festgehalten:

Trafo	$L_1[H]$	$f_{sin}[kHz]$	$C_{ges}[pF]$
WURTH	$41\mu$	978	646
ETD 10/5	$62\mu$	803	633
ETD 60/21	$1,87m$	132	774

Tabelle 3.6: Bestimmung der Gesamtkapazität

Die Kapazitäten sind bei dem WURTH-Trafo und dem ETD-Transformator mit 10 Windungen nahezu identisch. Deutlich größer ist hingegen die Gesamtkapazität des ETD-Transformators mit 60 Primärwindungen. Da alle anderen Bauteile der Schaltung in diesem Versuch unverändert bleiben, kann nur die Windungskapazität die Ursache für diesen Unterschied sein, welche demnach bei dem dichter bewickelten ETD-Trafo am größten ist.

### 3.2.3 Betrieb bei großen Lasten (Grenzbetrieb)

In diesem Teil sollen die verschiedenen Luftspaltmaßen für den ETD-Transformator mit 10 Primärwindungen miteinander verglichen werden. Gezeigt werden die Oszilloskopaufnahmen des WURTH-Transformators sowie des ETD-Trafos mit den Spaltmaßen  $0,2\text{mm}$ ,  $0,5\text{mm}$  und  $1\text{mm}$ , jeweils bei maximaler Belastung. Die Belastungsgrenze des Sperrwandlers wird hauptsächlich durch den maximalen Strom des Transistorschalters bestimmt. Überschreitet der Magnetisierungsstrom diese Grenze, geht der Transistor in den Auszustand über. Auf diese Weise schützt der LT8304 sich selbst vor einer Überlastung.[8] Das Tastverhältnis wird somit beim Überschreiten der Belastungsgrenze geringer. Auf der Sekundärseite macht sich dies durch ein Absinken der Ausgangsspannung bemerkbar.

Die folgenden Bilder zeigen Aufnahmen der Strom- und Spannungsverläufe auf der Primärseite in einem Belastungszustand unmittelbar am Limit. Bei dem ETD-Trafo werden hierbei alle vier Ausgänge gleichmäßig belastet.

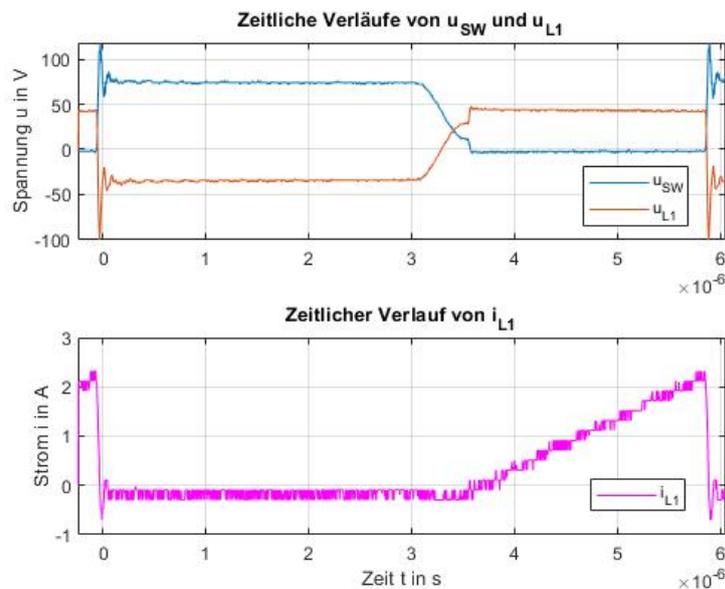


Abbildung 3.11: Grenzbetrieb WURTH 750315126

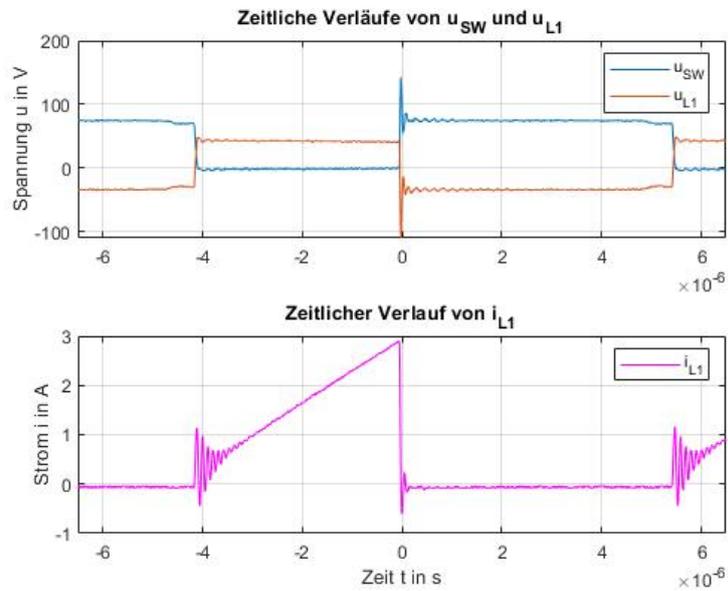


Abbildung 3.12: Grenzbetrieb ETD-Trafo N 10/5, 0, 2mm

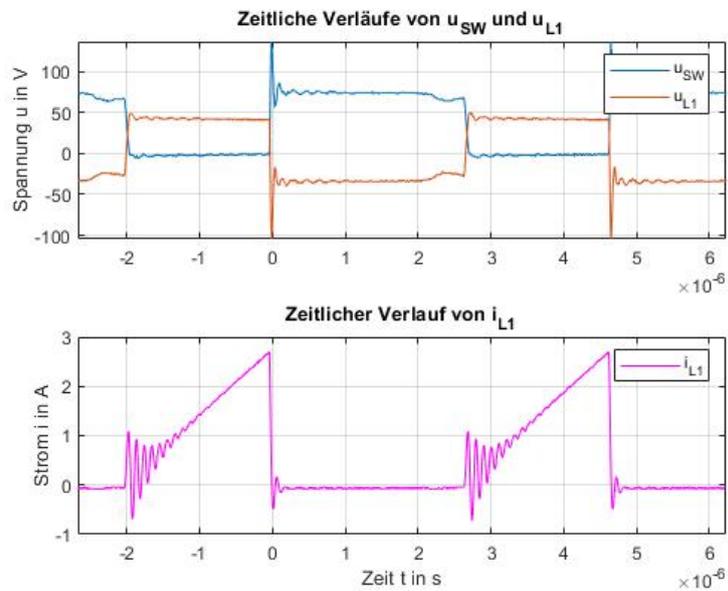


Abbildung 3.13: Grenzbetrieb ETD-Trafo N 10/5, 0, 5mm

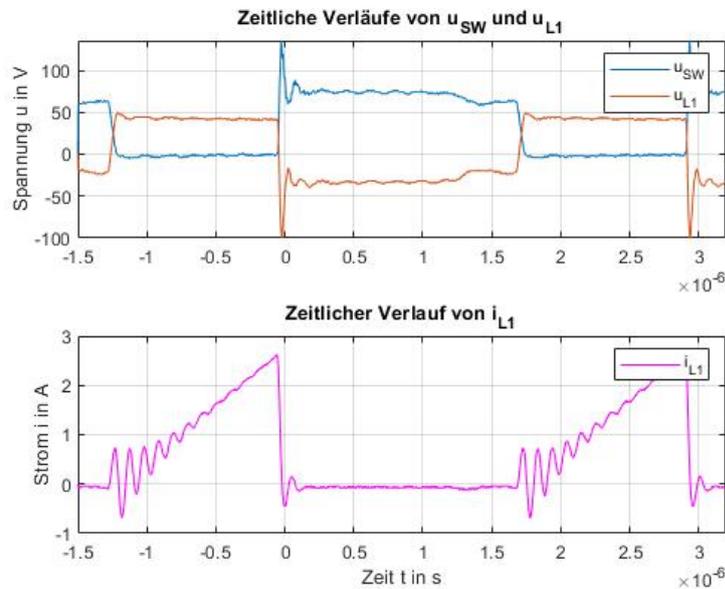


Abbildung 3.14: Grenzbetrieb ETD-Trafo N 10/5, 1mm

Die folgende Tabelle zeigt zu den in Abbildung 3.11 bis 3.14 dargestellten Beispielen die Werte für Ein- und Ausgangsleistung sowie den daraus bestimmten Wirkungsgrad und die Ausgangsspannungen. Auch der Lastwiderstand sowie die Ein- und Ausgangsströme werden hier mit dargestellt. Bei den ETD-Transformatoren wird immer jeweils die Gesamtsumme aller Ausgangsströme und -leistungen angegeben.

Trafo	$R_L[\Omega]$	$U_{out}[V]$			
		A1	A2	A3	A4
WURTH	12,49	15,61	-	-	-
ETD 10/5, 0,2mm	30,00	14,12	14,09	14,08	15,14
ETD 10/5, 0,5mm	35,00	14,34	14,29	14,26	15,01
ETD 10/5, 1,0mm	40,00	14,40	14,28	14,24	14,76
	$I_{out,ges}[A]$	$P_{out,ges}[W]$	$I_1[mA]$	$P_{in}[W]$	$\eta[\%]$
WURTH	1,25	19,51	488,0	21,96	88,85
ETD 10/5, 0,2mm	1,91	27,47	712,0	32,04	85,75
ETD 10/5, 0,5mm	1,65	23,92	625,0	28,13	85,05
ETD 10/5, 1,0mm	1,44	20,76	552,0	24,84	83,57

Tabelle 3.7: Ein- und Ausgangsgrößen bei maximaler Leistung

Für den Lastwiderstand gilt im Fall der ETD-Transformatoren:  $R_L = R_{L1} = R_{L2} = R_{L3} = R_{L4}$ , da alle vier Ausgänge gleichmäßig belastet sind.

Bei dem WURTH-Trafo wird der Ausgangsstrom in diesem Versuch nicht größer als  $1,25A$  eingestellt, da dieser Strom das im Datenblatt des Transformators angegebene Maximum ist. Mit der Ausgangsspannung von knapp über  $15V$  lässt sich so eine maximale Leistung von etwa  $19,5W$  erreichen. Die größtmögliche Ausgangsleistung kann hier der selbst gewickelte ETD-Trafo mit dem Luftspalt von  $0,2mm$  bei paralleler Belastung erzielen. Diese ist mit etwa  $27,5W$  sogar noch größer als die im Datenblatt des Schaltreglers angegebene Ausgangsleistung von  $24W$ . Es ist allerdings hinzuzufügen, dass die Ausgangsspannung in diesem Arbeitszustand bereits etwas abgesunken ist gegenüber der Belastung mit größeren Widerständen.

Bei geringerer Belastung schwankt die Spannung an den Ausgängen 1 bis 3 zumeist zwischen  $14,2V$  und  $14,3V$ , an Ausgang 4 liegt sie meistens bei etwa  $15,5V$ . Hier hingegen liegen die Ausgangsspannungen in etwa bei  $14,1V$ , an Ausgang 4 bei ca.  $15,1V$  - ein Hinweis darauf, dass der maximale Schalterstrom bereits erreicht ist und der Schaltregler beginnt, gegen die Überlastung anzusteuern. Bei einer noch größeren Belastung von  $25\Omega$  pro Ausgang fällt die Ausgangsspannung sogar noch weiter ab, auf etwa  $12,4V$  bzw.  $13,4V$ . Das Tastverhältnis liegt dann bei rund  $0,4$ .

Dass die Ausgangsspannung an der vierten Sekundärwicklung immer etwas größer ist, hängt mit der konstruktionsbedingten Abweichung der Windungszahlen voneinander zusammen, aufgrund derer die Induktivität der vierten Wicklung geringfügig größer ist als die der übrigen Sekundärspulen. Genaueres dazu siehe Kapitel 3.1.1. Mit einer größeren Sekundärwindungszahl verringert sich das Übersetzungsverhältnis  $N_{PS}$ , wodurch nach  $U_{L2} = \frac{U_{in}}{N_{PS}}$  die Spannung über der Sekundärspule erhöht wird.

Bezüglich des Wirkungsgrades erzielt der WURTH-Trafo das beste Ergebnis. Dieser hat mit der kleinsten Induktivität auch die kleinste Baugröße und die geringsten Ummagnetisierungsverluste. Ein wesentlicher Unterschied zu dem ETD-Trafo besteht noch in der Bauweise des Transformators. Der WURTH-Trafo verfügt über einen sogenannten Schalenkern. Anstelle der Außenschenkel, wie sie bei dem ETD-Kern (siehe Abbildung 2.18) vorhanden sind, erfolgt die Schließung des magnetischen Kreises hier über eine geschlossene Hülle aus dem verwendeten Kernmaterial. Diese schirmt den Transformator noch einmal zusätzlich vor Stör- und Streufeldern ab.

Anhand einer Fotografie können die beiden Transformatoren noch einmal miteinander verglichen werden:

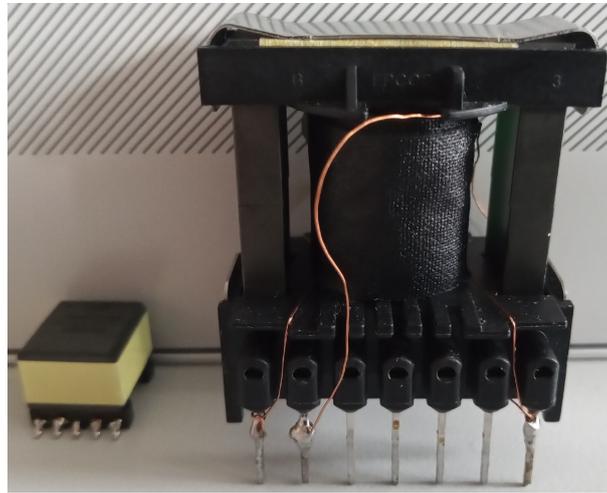


Abbildung 3.15: Transformatoren im Vergleich

Anhand dieser Fotografie ist auch der Größenunterschied zwischen den beiden Trafos gut zu erkennen. Der LT8304 ermöglicht somit einen Leistungsumsatz von bis zu 24W auch mit wesentlich kleineren magnetischen Bauelementen. Gut zu erkennen ist auch bei dem WURTH-Trafo (links) das Gehäuse, welches die Spulen noch einmal zusätzlich nach innen und außen abschirmt. Der Vorteil des selbst gewickelten Trafos besteht allerdings darin, dass dort - in Abhängigkeit von der Pinanzahl - mehrere Wicklungen aufgetragen werden können.

Im nächsten Schritt sollen die Stromverläufe genauer untersucht werden, anhand derer auch die Hauptinduktivitäten noch einmal bestimmt und mit dem gemessenen Werten aus Tabelle 3.1 verglichen werden können. Die Berechnung geschehe wiederum mittels Gleichung 3.4.

Die Eingangsspannung wird stets mit dem Wert  $U_{in} = 45V$  belegt. Die restlichen Größen werden wiederum per Cursormessung in MATLAB ermittelt und in der folgenden Tabelle zusammen mit den berechneten Induktivitätswerten angegeben:

Trafo	$I_M[A]$	$f_s[kHz]$	$D$	$L_1[\mu H]$	
				gemessen	berechnet
WURTH	2,32	168,95	0,39	41,0	43,55
ETD 10/5, 0,2mm	2,89	104,30	0,43	62,0	63,21
ETD 10/5, 0,5mm	2,69	214,63	0,43	31,3	32,60
ETD 10/5, 1,0mm	2,61	337,99	0,42	19,0	20,38

Tabelle 3.8: Induktivitätsbestimmung über den Stromanstieg

Prinzipiell sind hier beide Werte für die Hauptinduktivitäten messtechnisch bestimmt worden, nur mit unterschiedlichen Verfahren. Es ist auch in diesem Versuch eine hinreichende Übereinstimmung der Werte festzustellen. Aus der Tabelle geht ebenfalls deutlich hervor, dass die Schaltfrequenz sich mit steigender Induktivität verringert. Dieses Verhalten ist zu erwarten, da mit einer größeren Hauptinduktivität auch mehr Zeit benötigt wird, um den für die Leistungsübertragung nötigen Magnetisierungsstrom aufzubauen. Das Tastverhältnis ist gemäß Gleichung 2.3 weitgehend unabhängig von der Last. Im vorigen Kapitel wurde für das Windungsverhältnis  $N_{PS} = 2$ , welches hier bei beiden Transformatoren vorliegt, der Tastgrad  $D = 0,41$  bestimmt. Auch diese Angabe kann durch die entsprechenden Werte aus Tabelle 3.8 bestätigt werden. Bei höheren Belastungen sinkt das Tastverhältnis wieder ab - bei einem Luftspalt von 0,5mm mit dem Lastwiderstand  $R_L = 30\Omega$  auf  $D = 0,37$  und bei 1mm mit  $R_L = 35\Omega$  auf  $D = 0,38$ . Die Ausgangsspannungen brechen in beiden Fällen auf etwa 10V herunter. Hier setzt der Überstromschutz des Schaltreglers ein.

Vergleicht man nun noch einmal die ETD-Transformatoren mit den verschiedenen Luftspaltmaßen in Tabelle 3.7, so stellt man fest, dass der maximale Leistungsumsatz mit zunehmendem Luftspaltmaß abnimmt. Dies ist dem Umstand geschuldet, dass die Induktivität des Trafos bei größeren Luftspalten abnimmt (siehe Gleichung 2.70 und 2.71), während der Magnetisierungsstrom aufgrund der Belastungsgrenze des Schalters hingegen nicht weiter steigen kann. Der Trafo kann dementsprechend nach Gleichung 2.5 weniger elektrische Energie speichern.

Daher ist es stets ratsam den Luftspalt so zu wählen, dass der Sättigungsstrom des Transformators nur geringfügig größer ist als der maximale Schalterstrom, da auf diese Weise die Speicherfähigkeit des Transformators optimal ausgenutzt werden kann.

Genauerer zu diesem Thema ist dem Kapitel 2.3.3 zu entnehmen.

Es gibt noch einen Unterschied zwischen dem einfach belasteten WURTH-Trafo (Abb. 3.11) und dem ETD-Transformator mit Mehrfachbelastung (Abb. 3.12 bis 3.14). Im Grenzbetrieb wird der Transistorschalter eingeschaltet, sobald der Sekundärstrom auf 0 fällt und die Spulenspannung zu schwingen beginnt. Bei dem WURTH Trafo ist der Beginn dieser Schwingphase deutlich zu sehen. Am Scheitelpunkt der ersten Halbwelle geht der Transistor in den leitenden Zustand über und die Spulenspannung nimmt den Wert der Betriebsspannung an.

Bei dem mehrfach belasteten Trafo setzt zum Ende der Ausschaltphase ebenfalls eine solche Schwingung ein, auf die der Regler durch Wiedereinschalten des Transistors reagiert. Der Unterschied besteht darin, dass die Schwingung hier zum einen wesentlich flacher ist als bei dem einfach belasteten Trafo und die Spannung zum anderen nicht um 0V schwingt. Stattdessen entspricht der Mittelwert der Schwingung viel eher jenem Spannungspegel, welcher vor dem Einsetzen der Schwingung über der Spule liegt.

Prinzipiell lässt sich dieses Phänomen dadurch erklären, dass es bezüglich der Abklingzeit  $t_g$  (siehe Kapitel 2.2.3 sowie 3.2.2) Abweichungen zwischen den einzelnen Sekundärwicklungen gibt. Die einzelnen Sekundärspulenströme erreichen den Wert 0A demnach um einen geringen Zeitraum versetzt zueinander. Sobald der erste Sekundärstrom auf 0A fällt, entsteht an der betreffenden Spule eine Schwingung. Auf der Primärseite überlagert sich diese Schwingung dann mit der weiter fortbestehenden Spulenspannung, welche durch die übrigen Wicklungen, deren Ströme sich noch immer im Abklingprozess befinden, aufrecht erhalten wird.

Genau betrachtet befinden sich die übrigen Spulen, deren Ströme etwas langsamer abklingen, dann nicht mehr im Grenzbetrieb, sondern bereits im nicht lückenden Betrieb, da der sogenannte Boundary Detector des LT8304 diese flache Schwingung bereits als Erreichen der Lückgrenze wertet und somit den RS-Flip-Flop, welcher den Schalttransistor ansteuert, auf 1 setzt. Der Transistor wird somit wieder eingeschaltet, noch bevor alle Sekundärspulenströme vollständig abgeklungen sind.

Die unterschiedlichen Abklingzeiten lassen sich wiederum durch die sekundärseitigen Streuinduktivitäten erklären. Die stromtreibende Gesamtinduktivität setzt sich aus einem Nutzteil und einem Streuteil zusammen. Gäbe es nur die Nutzinduktivität, so müsste der Strom durch alle vier Wicklungen in exakt demselben Zeitraum vollständig

abklingen, da alle Spulen um einen gemeinsamen Kern gewickelt sind. Die Streuinduktivitäten bewirken jedoch mit ihrem Einfluss auf die Gesamtinduktivität eine Verlangsamung des Stromabfalls, welche von dem jeweiligen Streuanteil abhängig ist.

Beim Einschalten des Transistors geht die Ausgangsdiode in den Sperrzustand über. Die durch den Reststrom entstehende Sinusschwingung, ausgelöst durch parasitäre Kapazitäten auf der Sekundärseite, überträgt sich durch den Transformator auch auf die Primärseite. Dadurch lässt sich die Sinusschwingung erklären, welche beim Einschalten des Transistors entsteht. In den Oszilloskopaufnahmen, Abbildung 3.12 bis 3.14, ist diese Schwingung sehr gut am Verlauf des Spulenstroms erkennbar. Dort überlagert sich diese noch mit dem linear ansteigenden Stromverlauf beim Aufladen der Spule.

Der soeben beschriebene Vorgang ist äquivalent zu dem im Kapitel 2.2.1 ausführlich behandelten Phänomen, welches beim Sperren des Schalters auf der Primärseite auftritt.

Innerhalb des Zeitraums von  $250ns$  nach Abschalten des Primärspulenstroms wird die Schwingung der Schalterspannung ausreichend abgedämpft, sodass keine Neudimensionierung der Snubber-Schaltung nach Kapitel 2.2.1 erfolgen muss. Es wurden in Kapitel 3.1.2 für den ETD-Trafo bei parallel belasteten Ausgängen Streuinduktivitäten von etwa  $2,8\mu H$ , also fast  $3\mu H$  gemessen. Laut den Simulationsergebnissen aus 2.2.1 würde der Snubber mit  $R = 100\Omega$  und  $C = 270pF$  dafür nicht mehr ausreichen. Es ist jedoch zu berücksichtigen, dass die gemessenen Streuinduktivitäten stets die Summe der primärseitigen mit der sekundären Streuinduktivität angibt, während bei der Snubber-Auslegung nur die Primärstreuinduktivität eine Rolle spielt. Diese ist demnach kleiner als die gemessenen Werte aus 3.1.2. Zudem hat sich die in diesem Versuch verwendete Messmethode zur Bestimmung der Streuinduktivität ohnehin als nicht sehr genau erwiesen. Für den WURTH-Trafo beispielsweise wurde eine Streuinduktivität von etwa  $4\mu H$  bestimmt, während diese laut Herstellerangaben nur maximal  $1\mu H$  betragen sollte. Größere Abweichungen sind demnach nicht auszuschließen.

### 3.2.4 Ferritkern ohne Luftspalt (Sättigung)

In dem Kapitel 2.3.3 wurde der Zweck des Luftspalts im Kern eines Speichertransformators bereits ausführlich beschrieben. Dieser Teil des Versuchs beschäftigt sich mit der Frage, wie sich das Fehlen des Luftspalts auf die Funktion des Transformators auswirkt und wie sich der Strom durch eine Spule verhält, wenn der Kern in die Sättigung übergeht. Die dazu erforderlichen Messungen werden an dem ETD-Trafo mit einem Kern ohne Luftspalt durchgeführt. Es wird hierfür eine einfache Reihenbelastung gewählt. Nachfolgend sind zwei der im Versuch bei verschiedenen Belastungssituationen aufgenommenen Oszilloskopbilder zu sehen:

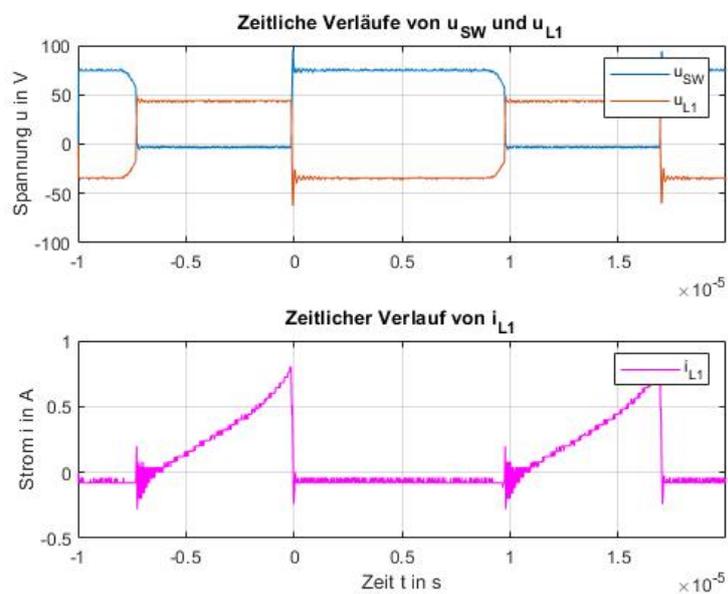


Abbildung 3.16: Sättigungsgrenze, ETD-Trafo N 10/5, 0mm

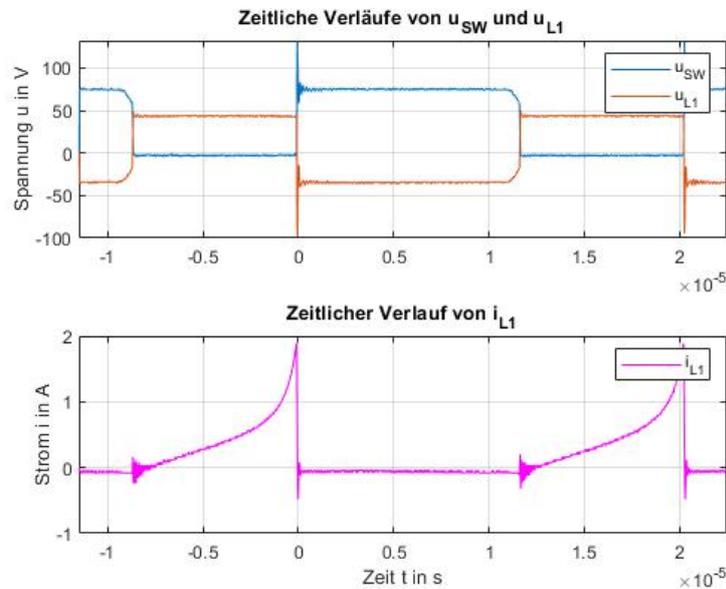


Abbildung 3.17: Maximale Belastung, ETD-Trafo N 10/5, 0mm

Abbildung 3.16 zeigt die Strom- und Spannungsverläufe auf der Primärseite des Sperrwandlers bei einer Ausgangsleistung von ca. 5W. Der Anstieg des Spulenstroms während der Einschaltphase ist hierbei noch nahezu linear. Gegen Ablauf der Einschaltzeit nimmt die Steigung jedoch schon geringfügig zu - ein Zeichen dafür, dass sich der Spulenkern hier bereits nah an der Sättigungsgrenze befindet.

Die maximale Leistung, kurz vor der Belastungsgrenze des Schalters, beträgt hier etwa 7W. Die Strom- und Spannungsverläufe zu dieser Situation sind in Abbildung 3.17 zu sehen. Die Sättigung des Kerns ist sehr deutlich durch den starken Anstieg des Stroms am Ende der Einschaltphase erkennbar. Beim Vergleich mit Abbildung 2.19 ist festzustellen, dass der Stromverlauf während der Einschaltphase dem groben Erscheinungsbild nach einer entlang der 45°-Achse gespiegelten Magnetisierungskennlinie entspricht. Nachfolgend soll dies durch eine genauere Betrachtung des Stromverlaufs noch einmal näher geprüft werden.

In diesem Schritt soll noch ein weiterer Plot erstellt werden, welcher den zeitlichen Verlauf der magnetischen Feldstärke  $h(t)$  während der Aufladephase zeigt. Zunächst soll der Spulenstrom dazu gemäß Gleichung 2.81 in die Feldstärke umgerechnet werden. Für die

Bestimmung des Umrechnungsfaktors benötigt man nur die Primärwindungszahl  $N_1$  und den Eisenweg  $l_{m,e}$ , welcher aufgrund des fehlenden Luftspalts der Gesamtlänge des magnetischen Kreises  $l_m$  entspricht. Es gilt:  $l_{m,e} = l_m$ . Für die Länge ist im Datenblatt des ETD-Kerns der Wert  $l_m = 78,6\text{mm}$  angegeben.[12] Die Windungszahl beträgt in diesem Versuch:  $N_1 = 10$ . Damit ergibt sich der Umrechnungsfaktor  $F_{IH}$  zu:

$$F_{IH} = \frac{N_1}{l_m} \rightarrow \frac{10}{0,0786\text{m}} \approx 127,23\text{m}^{-1} \quad (3.17)$$

Der zeitliche Verlauf der Feldstärke  $h(t) = F_{IH} \cdot i_{L1}(t)$  ist nachfolgend als Vektorgrafik dargestellt:

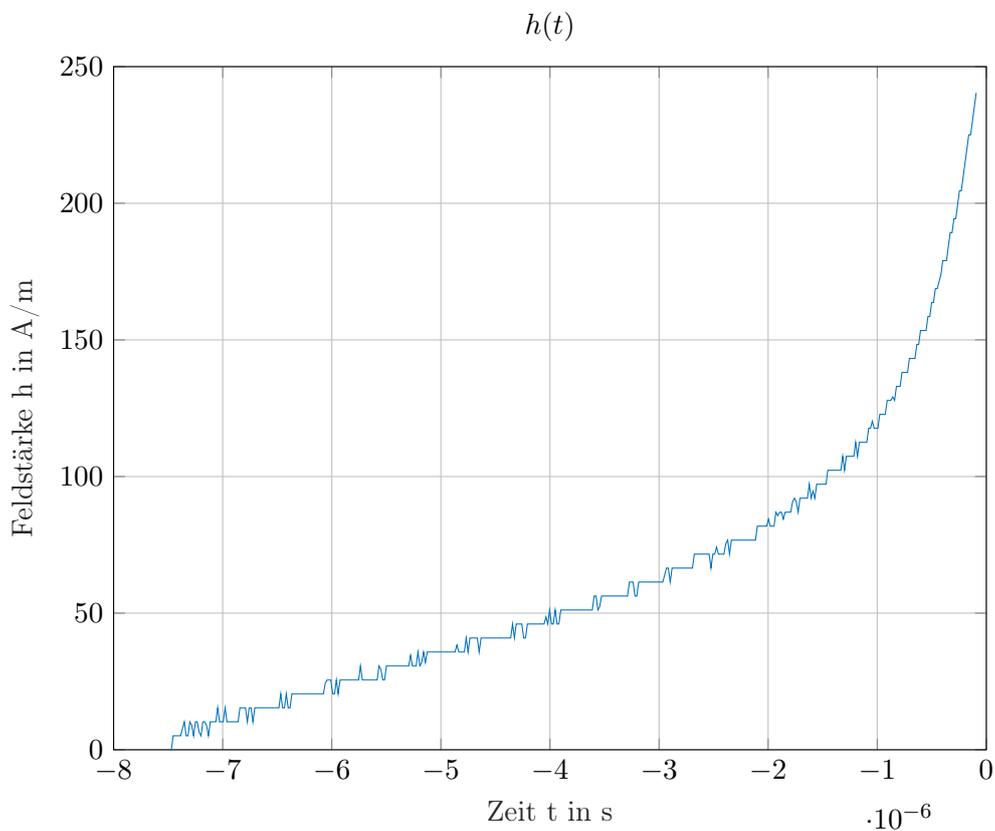


Abbildung 3.18: Zeitlicher Verlauf der magnetischen Feldstärke,  $N_1 = 10$

Bei dem Vergleich mit Abbildung 2.19 ist zu beachten, dass die magnetische Feldstärke hier durch die vertikale Achse gegeben ist, anstatt wie bei einer  $BH$ -Kennlinie durch die horizontale Achse.

Der grobe Verlauf stimmt hinreichend gut mit der Magnetisierungskennlinie überein. Ab einer Feldstärke von knapp  $100A/m$  gehen beide Linien allmählich in den nicht linearen Verlauf über. Bei  $200A/m$  hat sich die Steigung gegenüber dem ungesättigten Bereich schon deutlich verändert. Der Kern ist hier zwar noch nicht vollständig gesättigt, doch die Permeabilität ist bereits deutlich geringer.

Der Betrieb des Sperrwandlers mit einem Kern ohne Luftspalt verursacht einen hörbaren Pfeifton. Dies ist auf die sogenannte 'Magnetostraktion' zurückzuführen - einem Effekt, welcher häufig bei magnetischen Sättigungsvorgängen mit hohen Frequenzen auftritt. Sie wird verursacht durch mechanische Expansions- und Kompressionsvorgänge beim Um-magnetisieren des Kerns. Bei besonders starken Wechselfeldern kann dies sogar zu einem Zerbersten des Kernmaterials führen.[5]

Zum Vergleich soll nun noch einmal der ETD-Trafo mit 60 Primärwindungen ohne Luftspalt betrachtet werden. Dieser geht bereits im Leerlaufbetrieb sehr weit in den Sättigungsbereich über, da aufgrund der größeren Windungszahl schon mit kleineren Strömen große Feldstärken erreicht werden. Die folgende Oszilloskopaufnahme ist bei einer Belastung mit etwa  $65\Omega$  aufgenommen. Die Ausgangsspannung ist hier bereits auf  $11V$  eingebrochen. Die Leistung beträgt ca.  $1,8W$  und bildet damit ein lokales Maximum.

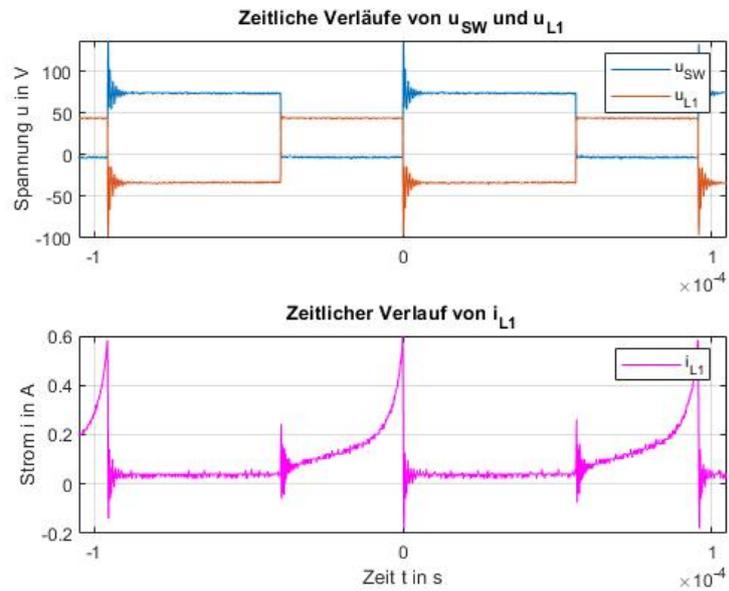


Abbildung 3.19: Maximale Leistungsabgabe, ETD-Trafo N 60/21, 0mm

Der Spitzenstrom von knapp  $600\text{mA}$  ändert sich mit variierender Last nicht wesentlich. Für die Berechnung der Feldstärke muss der Umrechnungsfaktor  $F_{IH}$  zunächst neu bestimmt werden. Dieser beträgt mit der höheren Windungszahl:

$$F_{IH} = \frac{60}{0,0786\text{m}} \approx 763,36\text{m}^{-1} \quad (3.18)$$

Damit ergibt sich für die Zeitfunktion  $h(t) = F_{IH} \cdot i_{L1}(t)$ :

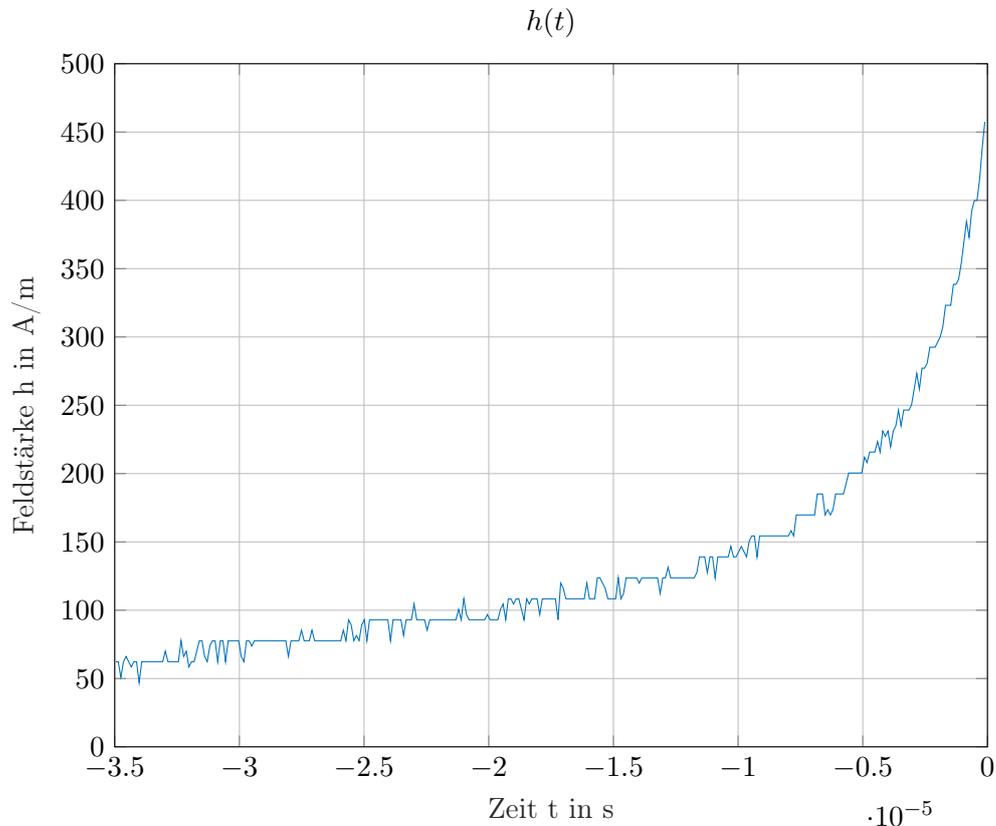


Abbildung 3.20: Zeitlicher Verlauf der magnetischen Feldstärke,  $N_1 = 60$

Aufgrund der höheren Windungszahl kann hier ein noch größerer Wertebereich der magnetischen Feldstärke abgebildet werden. Sie reicht in etwa bis  $450 A/m$ . In Abbildung 3.18 hingegen liegt die maximale Feldstärke bei rund  $250 A/m$ , bedingt durch den Übersstromschutz des Schalters.

Die Ähnlichkeit mit der Magnetisierungskennlinie aus Abb. 2.19 ist dadurch noch deutlicher erkennbar als in dem Versuch mit 10 Windungen, da die  $BH$ -Kennlinie ebenfalls einen sehr großen Wertebereich, sogar bis zu  $1.200 A/m$ , abdeckt.

Der Übergang in den nicht linearen Bereich findet hier in etwa ab  $150 A/m$  statt. Bei  $450 A/m$  hat der Anstieg schon sehr stark zugenommen. Betrachtet man den Bereich der  $BH$ -Kennlinie zwischen  $400 A/m$  und  $500 A/m$ , so bewegt sich die Kennlinie hier bereits sehr weit im horizontalen Bereich, also sehr nah an der Sättigung.

In dem Diagramm aus Abbildung 3.20 ist zudem noch ein Offset von etwa  $50A/m$  zu erkennen. Bis zum sichtbaren Abknicken der Linie wird somit eine Differenz von  $100A/m$  nahezu linear überwunden. Das Offset weist darauf hin, dass die Ausschaltzeit des Transistors aufgrund der hohen Induktivität von fast  $10mH$  nicht mehr ausreicht, um die gespeicherte Energie vollständig an die Last abzugeben und der Wandler dementsprechend im nicht lückenden Betrieb arbeitet. Dies wird auch durch die Oszilloskopaufnahme der Primärseite in Abbildung 3.19 deutlich. Dort ist ein Sprung des Stromverlaufs beim Einschalten des Transistors zu erkennen, wie er ausschließlich im nicht lückenden Betrieb (Trapezbetrieb) auftritt.

Dieser Teil des Versuchs hat gezeigt, dass es durchaus möglich ist, geringere Leistungen mit dem Sperrwandler auch durch einen Kern ohne Luftspalt zu übertragen, bei dem Versuch mit 10 Windungen immerhin bis zu  $7W$ . Durch die hohen Ummagnetisierungsverluste gibt es jedoch Einbußen bezüglich des Wirkungsgrads. Im Durchschnitt liegt dieser hier bei rund 70% gegenüber Wirkungsgraden von rund 85%, wie sie mit dem WURTH-Trafo oder auch den ETD-Kernen mit Luftspalt erreicht werden können.

#### 3.2.5 Lastverhalten

In den Kapiteln 3.2.2 und 3.2.3 wurde bereits auf die Lastabhängigkeit der Schaltfrequenz und des Tastverhältnisses eingegangen. In diesem Kapitel soll dies für den WURTH-Trafo sowie den ETD-Trafo mit 10 Windungen anhand grafischer Darstellungen demonstriert werden.

Die folgende Abbildung enthält Diagramme der Ausgangsspannung, der Schaltfrequenz sowie des Tastverhältnisses, aufgetragen über dem Laststrom:

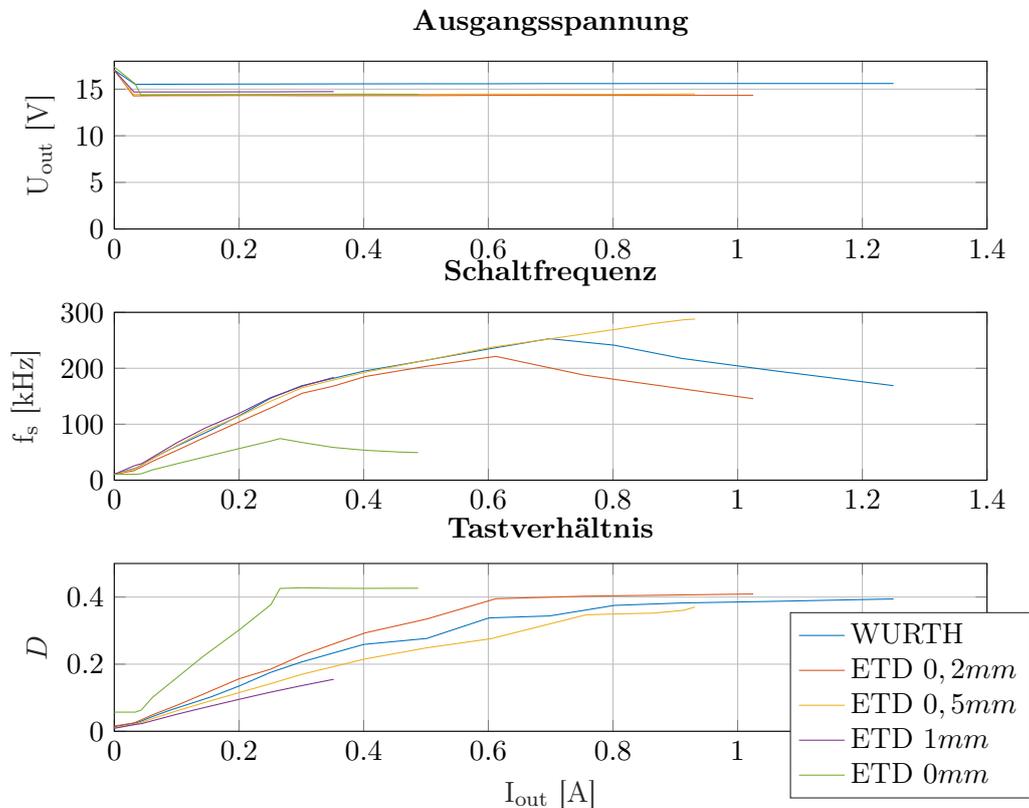


Abbildung 3.21: Ausgangsspannung, Schaltfrequenz und Tastverhältnis bei Einfachbelastung

Die hier verwendeten Messungen an dem ETD-Trafo sind bei einfacher Belastung durchgeführt worden. Die Regelung der Ausgangsspannung funktioniert für alle fünf Transformatoren ausreichend gut, da diese sich über den hier betrachteten Lastbereich weitgehend konstant verhält. Aus der grafischen Darstellung der Schaltfrequenz wird deutlich, wie diese sich in Abhängigkeit von der Hauptinduktivität verhält, besonders an den Verläufen des WURTH-Trafos sowie der ETD-Transformatoren mit den Luftspaltmaßen 0,2mm und 0,5mm. Der ETD-Trafo mit dem 0,2mm- Luftspalt hat mit rund  $60\mu H$ , abgesehen von dem Transformator ohne Luftspalt mit gut  $300\mu H$ , die größte Hauptinduktivität und ermöglicht eine maximale Schaltfrequenz von etwa  $220kHz$  bis  $230kHz$ . Der WUTRH-Trafo liegt mit einer Hauptinduktivität von  $40\mu H$  darunter. Hier erreicht die Schaltfrequenz einen maximalen Wert von ca.  $250kHz$ . Bei dem Luftspalt von 0,5mm beträgt die Hauptinduktivität nur rund  $30\mu H$  und die Schaltfrequenz reicht bis fast  $300kHz$ .

Bei dem ETD-Kern ohne Luftspalt wird die Schaltfrequenz nicht größer als  $75\text{kHz}$ .

Für die Untersuchung des ETD-Trafos bei größeren Lasten soll auch in diesem Teil noch einmal auf die Messergebnisse zurückgegriffen werden, welche bei gleichmäßiger Parallelbelastung aller vier Ausgänge aufgenommen worden sind, da auf diese Weise das Potenzial des Sperrwandlers am besten ausgeschöpft werden kann. Das nachfolgende Diagramm zeigt die in Abbildung 3.21 dargestellten Größen noch einmal bei gleichmäßiger Mehrfachbelastung der ETD-Trafos mit drei verschiedenen Luftspaltmaßen. Bei den Werten für die Ausgangsspannung handelt es sich um Durchschnittswerte der an den einzelnen Ausgangsklemmen gemessenen Spannungen.

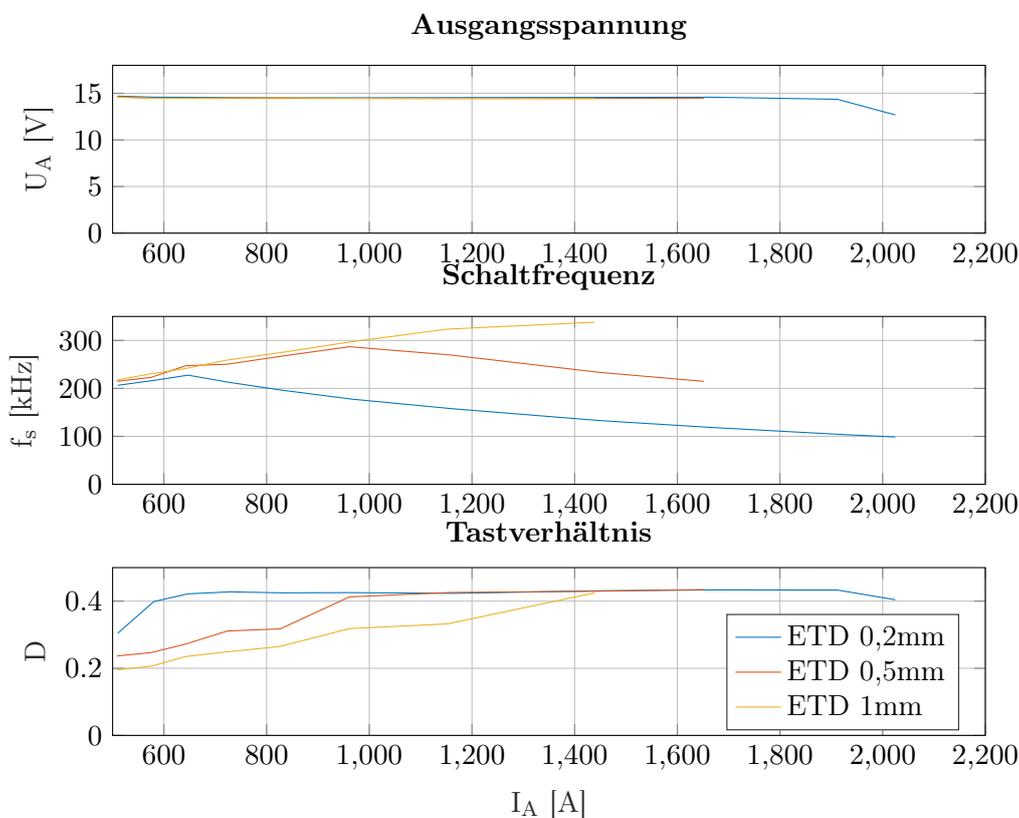


Abbildung 3.22: Ausgangsspannung, Schaltfrequenz und Tastverhältnis bei Mehrfachbelastung

Die durchschnittliche Ausgangsspannung ist bei allen drei Kernen ungefähr gleich. Bei dem Trafo mit  $0,2\text{mm}$ -Luftspalt sieht man ab etwa  $1,9\text{A}$  einen Abfall der Ausgangsspannung. An diesem Punkt setzt der Überstromschutz des LT8304 ein. Dadurch wird

auch das Tastverhältnis nach einem nahezu konstanten Abschnitt der Linie wieder etwas geringer.

Die Schaltfrequenz  $f_s$  steigt bei kleineren Belastungen zunächst an, bis sie mit einem bestimmten Laststrom schließlich einen Scheitelpunkt erreicht, von dem aus sie bei weiterer Lasterhöhung wieder geringer wird. Die Frequenzmaxima sind in der folgenden Tabelle zusammen mit den Luftspaltmaßen und den entsprechenden Ausgangsströmen und -leistungen sowie dem Magnetisierungsstrom noch einmal aufgeführt:

$l_{m,l}[mm]$	$f_{s,max}$	$I_{out}[mA]$	$I_M[A]$	$P_{out}[W]$
0,2	227,53	646,9	1,13	9,44
0,5	269,80	1.156,5	2,01	16,71
1,0	337,99	1.439,3	2,61	20,76

Tabelle 3.9: Belastung bei maximaler Schaltfrequenz

Bei einem Vergleich der Schaltfrequenz mit dem Tastverhältnis  $D$  fällt auf, dass der Tastgrad an der Stelle des Frequenzmaximums von einem kontinuierlich steigenden in einen annähernd konstanten Verlauf übergeht. Dies deutet daraufhin, dass der Sperrwandler beim Überschreiten des Frequenzscheitelpunkts von dem Lückbetrieb in den Grenzbetrieb wechselt. Die Frequenz wird dann mit steigender Last wieder geringer, da während der Einschaltphase mehr Energie gespeichert werden muss. Im Lückbetrieb hingegen wird der Laststrom hauptsächlich durch den Mittelwert des Spulenstromes bestimmt. Die Anpassung des Strommittelwertes wird dabei durch Verringerung der Periodendauer bzw. Erhöhung der Schaltfrequenz realisiert.

#### 3.2.6 Potenzialdifferenz zwischen den Massen (ohne Koppelkondensatoren)

Im Kapitel 2.2.3 wurde bereits auf die Koppelkondensatoren zwischen der Primärmasse und den Bezugspotenzialen der Ausgangsschaltungen eingegangen. In diesem letzten Versuchsteil soll auf die Wirkung dieser Kondensatoren noch einmal eingegangen werden, durch eine Messung des Spannungsverlaufs zwischen dem netzseitigen Massepotenzial und einem der vier Sekundärmasse. Diese Spannung soll nachfolgend mit dem Kürzel  $u_{CM}$  bezeichnet werden.

Die Messung der Spannung  $u_{CM}$  mit Koppelkondensator ergibt einen konstanten Verlauf also keine Änderung der Spannung mit der Zeit. Wird der Koppelkondensator jedoch entfernt, so ergibt sich für  $u_{CM}$  ein Spannungsverlauf, welcher in etwa dem der Schalterspannung ähnelt. Nachfolgend sind die Oszilloskopbilder zu sehen, für den Leerlauf, den Lückbetrieb und den Grenzbetrieb:

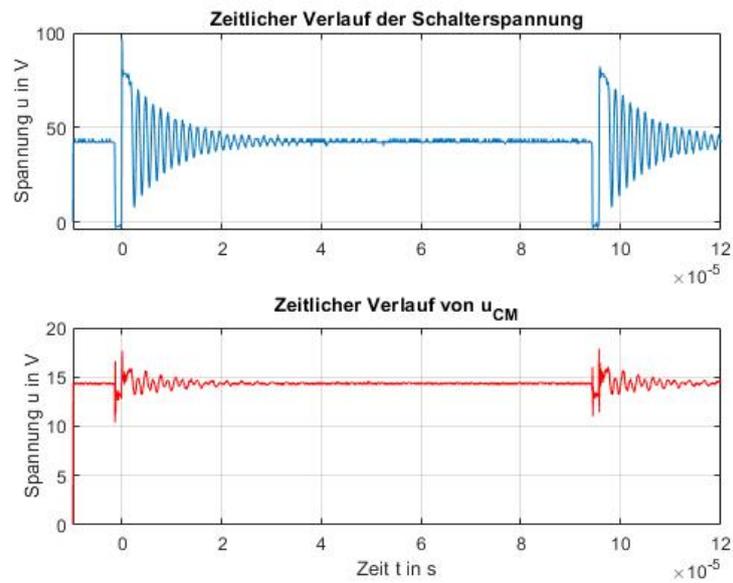


Abbildung 3.23: Spannungen  $u_{SW}$  und  $u_{CM}$  im Leerlaufbetrieb

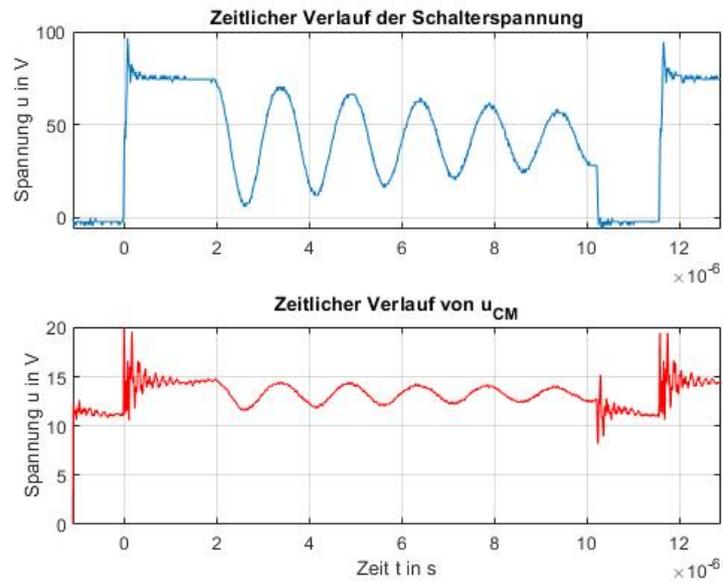


Abbildung 3.24: Spannungen  $u_{SW}$  und  $u_{CM}$  im Lückbetrieb

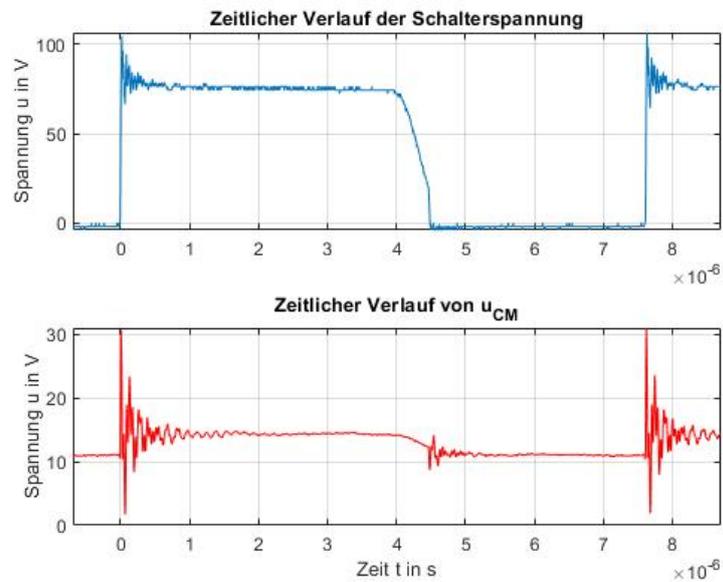


Abbildung 3.25: Spannungen  $u_{SW}$  und  $u_{CM}$  im Grenzbetrieb

Die Messungen sind an einem der Ausgänge des ETD-Transformators mit 10 Primärwindungen und einem  $0,2\text{mm}$  breiten Luftspalt im Kern durchgeführt worden. Die Lastregulierung funktioniert auch ohne die Koppelkondensatoren bis zu einem Ausgangsstrom von ca.  $1\text{A}$  einwandfrei.

Die Verwendung von Koppelkondensatoren kann in dem hier dargestellten Fall auch als kapazitive Erdung verstanden werden. Dadurch wird der Wechselanteil der Spannung zwischen den Massepotenzialen, welcher in den Oszilloskopaufnahmen, Abb. 3.23 bis 3.25 sichtbar ist, gegen die netzseitige Masse abgeleitet. Auf diese Weise entsteht eine stabile Basis für die Ausgangsspannung.

Die magnetische Kopplung zwischen Primär- und Sekundärspule über den Ferritkern ist in erster Linie für die Erzeugung der Spulenspannung entscheidend. Um die Entstehung Gleichtaktspannung zu erklären, sollen daher parasitäre Impedanzen zwischen den Wicklungen in Betracht gezogen werden. Alle Wicklungen des Transformators sind auf einem gemeinsamen Wickelkörper aufgetragen. Dadurch unterscheidet sich der Aufbau des hier verwendeten Trafos von solchen, wie sie beispielsweise im öffentlichen Versorgungsnetz verwendet werden. Bei diesen Modellen verfügt jede Spule über einen eigenen Wickelkörper auf dem gemeinsamen Eisenkern.

Die durch einen gemeinsamen Wickelkörper entstehende Nähe zwischen den Wicklungen begünstigt parasitäre Effekte, welche sowohl ohmscher, als auch kapazitiver Natur sein können. Es soll im Folgenden davon ausgegangen werden, dass die Isolation zwischen den Wicklungen ausreichend gut ist. Somit kann die ohmsche Kopplung als vernachlässigbar gering angenommen werden. Für den Wechselanteil ist ohnehin hauptsächlich der kapazitive Anteil von Bedeutung. Die Kapazität zwischen Primär- und Sekundärwicklungen soll hier mit dem Kürzel  $C_{PS}$  bezeichnet werden. Sie ist nicht zu verwechseln mit der Windungskapazität  $C_p$ , welche die Kapazität zwischen den einzelnen Windungen einer Spule beschreibt.

Um die Auswirkung der Kapazität  $C_{PS}$  nachvollziehen zu können, betrachte man zunächst das folgende Schaltbild. Es ist ein Auszug aus der in diesem Versuch verwendeten Sperrwandlerschaltung, welcher ausschließlich den Transformator und den Schalter beinhaltet:

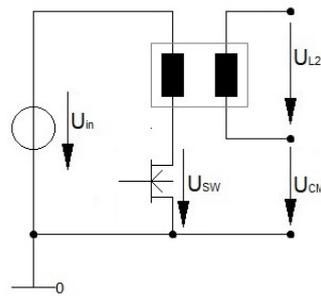


Abbildung 3.26: Transformator mit Schalter

Durch die kapazitive Kopplung zwischen den beiden Spulen wird der Wechselanteil der Schalterspannung auf die Sekundärseite projiziert. Der Transformator ist primärseitig nicht direkt mit der Masse verbunden, weil der Schalter dazwischen liegt. Dadurch entsteht eine wechselnde Potenzialdifferenz  $u_{CM}$  zwischen dem primären und sekundären Bezugspotenzial, deren zeitlicher Verlauf in etwa dem der Schalterspannung folgt. Ohne kapazitive Erdung kann dieser Wechselanteil nicht abgeleitet werden. Ist jedoch ein Koppelkondensator vorhanden, dessen Kapazität deutlich größer als  $C_{PS}$  ist, so wird der Wechselanteil überwiegend abgefiltert und das sekundäre Bezugspotenzial ist stabil gegenüber der netzseitigen Masse. Der Stromkreis, bestehend aus dem Schalter, dem Koppelkondensator und der parasitären Kapazität  $C_{PS}$  kann auch als kirchhoff'sche Masche interpretiert werden. Basierend auf Abbildung 3.26 wäre diese folgendermaßen aufgebaut:

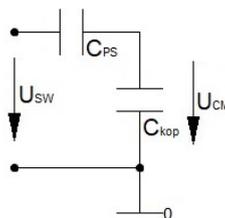


Abbildung 3.27: Kondensatoren in Reihenschaltung

Das Verhältnis zwischen dem Wechselanteil der Gleichtaktspannung  $u_{CM\Delta}$  und dem der Schalterspannung  $u_{SW\Delta}$  ergibt sich dann aus den Impedanzen des Koppelkondensators und der Kapazität  $C_{PS}$ :

$$\frac{u_{CM\Delta}}{u_{SW\Delta}} = \frac{\underline{Z}_{kop}}{\underline{Z}_{PS} + \underline{Z}_{kop}} = \frac{\frac{1}{j\omega \cdot C_{kop}}}{\frac{1}{j\omega \cdot C_{PS}} + \frac{1}{j\omega \cdot C_{kop}}} = \frac{\frac{1}{C_{kop}}}{\frac{1}{C_{PS}} + \frac{1}{C_{kop}}} = \frac{C_{PS}}{C_{PS} + C_{kop}} \quad (3.19)$$

Wenn also die Kapazität des Koppelkondensators ausreichend groß gegenüber  $C_{PS}$  gewählt wird, ist damit der Wechselanteil der Gleichtaktspannung vernachlässigbar gering. Das Bezugspotenzial der Ausgangsspannung ist gegenüber der netzseitigen Masse gut stabilisiert und dadurch unempfindlicher gegenüber äußeren Störfeldern. In diesem Aufbau hat sich ein Koppelkondensator mit einer Kapazität von  $4,7nF$  als genügend erwiesen.

Anhand einer weiteren Simulation in LTSpice soll die soeben aufgestellte Theorie noch einmal überprüft werden. Bei der simulierten Schaltung handelt es sich lediglich um eine Reihenschaltung aus zwei Kapazitäten gemäß Abbildung 3.27 mit einer Wechselspannungsquelle als Versorgung. Als Eingangssignal wird anstelle der Schalterspannung eine einfache Sinusspannung gewählt. Der Koppelkondensator hat einen gleichbleibenden Wert von  $4,7nF$ . Der Wert der Kapazität  $C_{PS}$  wird in der Simulation variiert. Insgesamt werden für die Kapazität vier verschiedene Werte eingesetzt. Die Ergebnisse der Simulationen werden in den folgenden Abbildungen gezeigt:

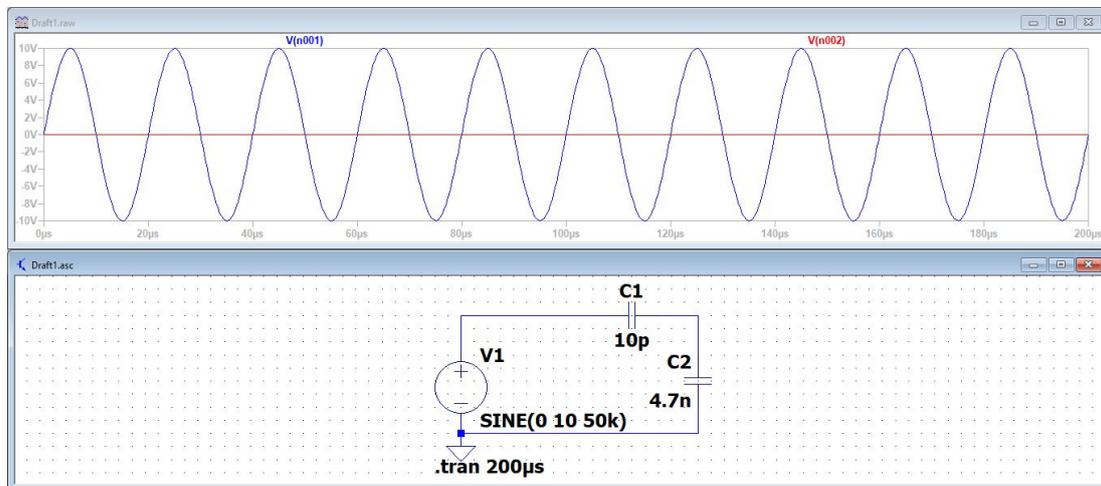


Abbildung 3.28: Simulation der Gleichtaktspannung,  $C_{PS} = 10pF$

### 3 Versuchsdurchführung und Messergebnisse

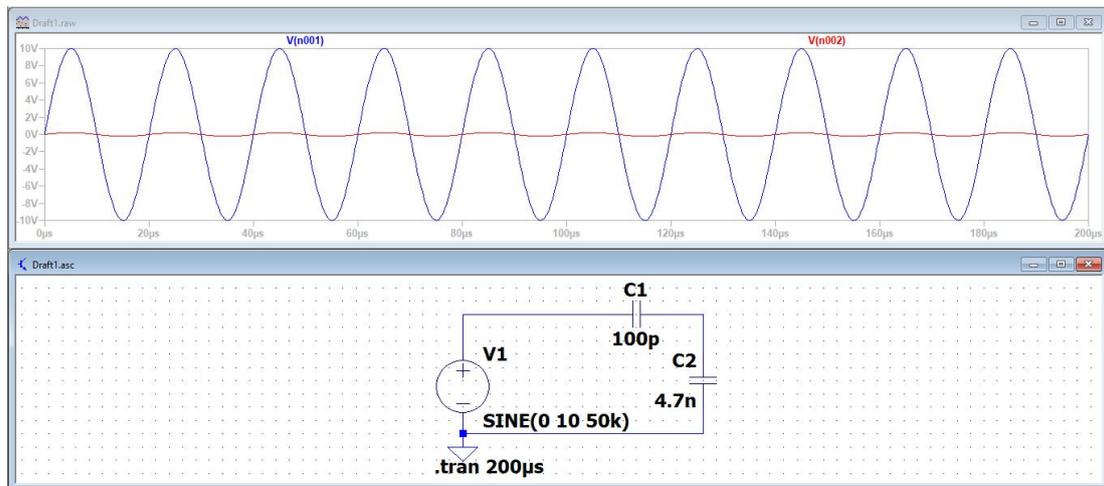


Abbildung 3.29: Simulation der Gleichtaktspannung,  $C_{PS} = 100pF$

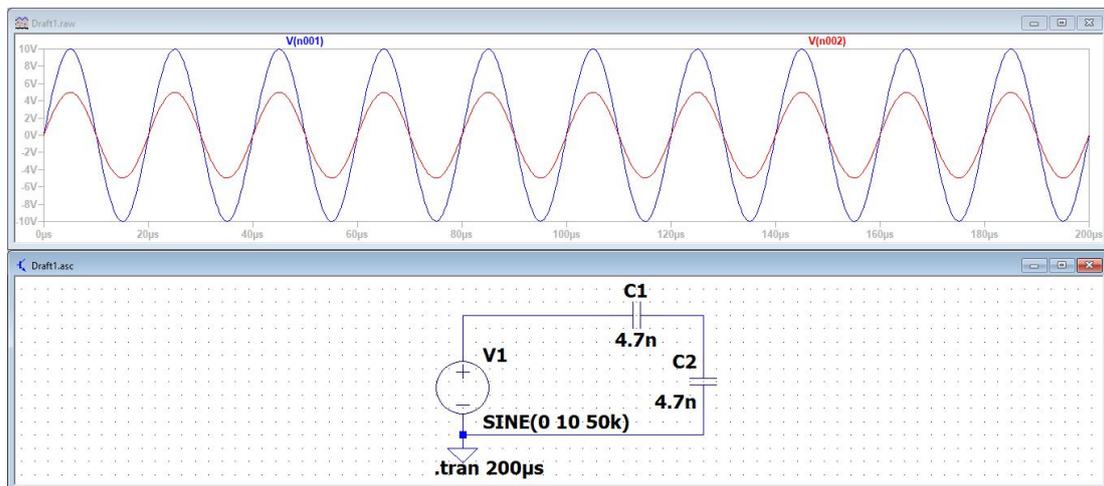


Abbildung 3.30: Simulation der Gleichtaktspannung,  $C_{PS} = 4,7nF$

Je größer die Kapazität  $C_{PS}$  gegenüber dem Koppelkondensator ist, desto größer wird auch die Amplitude der Gleichtaktspannung (hier gemessen über  $C_2$ ). Bei einer sehr kleinen Kapazität,  $C_{PS} = 10pF$ , ist die Gleichtaktspannung nahezu 0. Beträgt die Kapazität  $100pF$ , wird die Welligkeit der Gleichtaktspannung bei  $C_{kop} = 4,7nF$  bereits sichtbar. Ist Koppelkondensator gleich der Kapazität  $C_{PS}$ , nimmt die Amplitude der Gleichtaktspannung die Hälfte der Eingangsamplitude an.

Bei einer deutlich größeren Zwischenkapazität von  $C_{PS} = 47nF$  ist die Amplitude der Gleichtaktspannung nur noch um eine sehr kleine Differenz geringer als die des Eingangssignals:

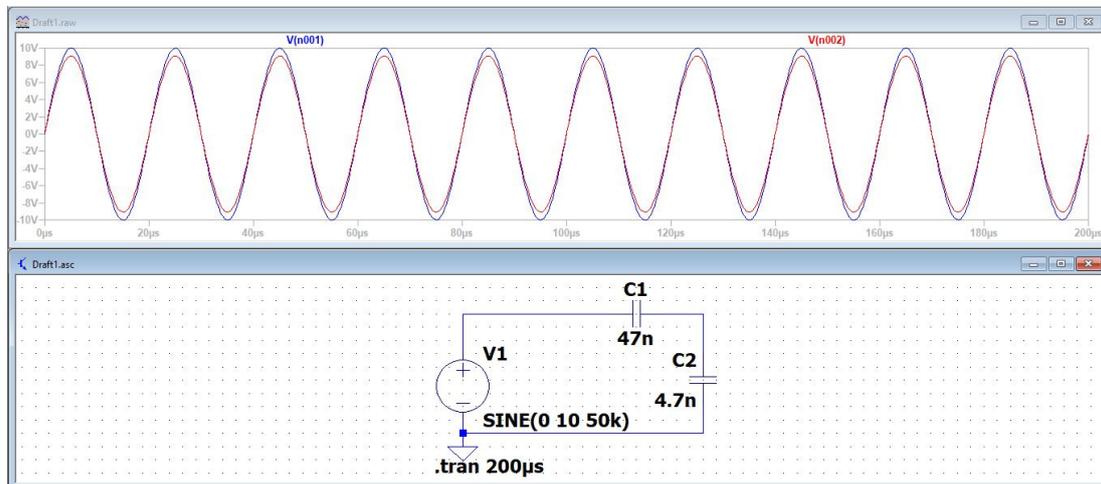


Abbildung 3.31: Simulation der Gleichtaktspannung,  $C_{PS} = 47nF$

In den letzten beiden Fällen müsste die Kapazität des Koppelkondensators  $C_{kop}$  zur Gleichtaktunterdrückung bereits deutlich größer gewählt werden.

Ebenso wie auf den Oszilloskopaufnahmen in Abbildung 3.23 bis 3.25 sind beide Spannungen stets phasengleich, daher auch die Bezeichnung 'Gleichtaktspannung'. Dies wird auch durch den Rechengang 3.19 bestätigt, da sich der  $j\omega$ -Term herauskürzt.

Eine genaue Berechnung der Kapazität  $C_{PS}$  soll anhand der in diesem Versuch durchgeführten Messungen nicht erfolgen, da die Tastköpfe des Oszilloskops intern ebenfalls Kapazitäten aufweisen, welche die Messungen dabei zu stark verfälschen würden. Es ist jedoch aufgrund der Simulationsergebnisse anzunehmen, dass die Kapazität bei etwa  $10pF$  oder darunter liegt, da die Gleichtaktspannung ab diesem Wert verschwindend gering wird. Eine Rechnung nach Gleichung 3.19 mit  $C_{kop} = 4,7nF$  sowie  $C_{PS} = 10pF$  ergibt einen Abfall der Gleichtaktspannung von rund  $0,2\%$  gegenüber der Schalterspannung.

Für die grundlegende Erklärung des Phänomens Gleichtaktspannung und -unterdrückung bei Sperrwandlertransformatoren sind die in diesem Kapitel durchgeführten Oszilloskopmessungen und Simulationen hinreichend.

## 4 Zusammenfassung und Fazit

In dem praktischen Teil dieser Arbeit wurde eine Sperrwandlerschaltung nach einem Demoboard des verwendeten Schaltreglers aufgebaut. Die Werte der verwendeten Elemente wurden dabei größtenteils von der Vorlage des Herstellers übernommen. Ein wesentlicher Unterschied besteht darin, dass in diesem Versuchsaufbau mit Ausnahme des Schaltreglers hauptsächlich bedrahtete THT-Bauteile (THT = 'Through Hole Technology') verwendet wurden, da diese in Handarbeit mit einem einfachen LötKolben leichter zu montieren sind. Im Gegensatz dazu wurden auf dem Demoboard ausschließlich SMD-Bauteile (SMD = Surface-Mounted Device) angebracht, welche dafür in der Regel einen geringeren Platzbedarf als THT-Elemente aufweisen. Dadurch fiel die im Versuch erstellte Platine bezüglich der Abmessungen größer aus als das Demoboard.

Die Dimensionierung der einzelnen Bauteile bzw. die Begründung der verwendeten Werte erfolgte anhand von Grundformeln der Elektrotechnik, Simulationen und Datenblattangaben. Ansatzweise wurde auch eine Analyse der Funktionsweise des LT8304 durchgeführt, soweit dies anhand der vorliegenden Produktinformationen im Rahmen dieser Arbeit möglich war.

Das Simulationsprogramm LTSpice kam im Rahmen der Dimensionierung einer Schutzschaltung zum Einsatz. Hierbei wurde auch auf Kenntnisse bezüglich der Analyse von Reihenschwingkreisen aus den Grundlagenvorlesungen (bspw. Elektrotechnik II) sowie weiterführender Fachliteratur zurückgegriffen. Für die Untersuchung der Gleichtaktspannung wurde ebenfalls LTSpice verwendet.

Hauptthema dieser Arbeit war der selbst zu wickelnde Transformator.

Zu Beginn des Versuchs wurde die Hauptinduktivität nach eigenen Vorgabewerten unter der Verwendung von entsprechenden Formeln aus der Fachliteratur sowie eigener Herleitungen nach allgemeinen Grundgleichungen durchgeführt. Im Verlauf des Versuchs hat sich herausgestellt, dass die korrekte Dimensionierung der Hauptinduktivität sowie die

Auswahl eines geeigneten Schaltreglers die kritischsten Punkte bei der Dimensionierung eines Sperrwandlers sind. Die Auswahl des Schaltreglers sollte bei der Planung des Versuchs als erstes erfolgen, weil das dazu gehörende Datenblatt wichtige Hinweise für die Dimensionierung der übrigen Bauteile liefert.

Der Versuch hat gezeigt, dass ein gegenüber den Datenblattempfehlungen stark überdimensionierter Transformator zu Störungen bei der Lastregulierung führen kann.

Die Auslegung des Ferritkerns ist der am ausführlichsten beschriebene Teil dieser Arbeit. Die dazu verwendeten Berechnungsvorschriften wurden größtenteils Buch- und Internetquellen entnommen, konnten aber auch durch ausführliche Herleitungen aus elektrotechnischen Grundformeln überprüft und bestätigt werden.

Rückblickend hätte für diese Anwendung auch ein Kern mit wesentlich geringerer Baugröße seinen Zweck erfüllt. Bei der Auslegung einer optimalen Kerngröße ist zu beachten, dass bei einem proportional kleineren Kern desselben Materials sowie derselben Bauweise der magnetische Feldweg sowie der effektive magnetische Durchmesser abnehmen, mit Letzterem in stärkerem Maße auch der effektive Kernquerschnitt  $A_e$  und dadurch wiederum der magnetische Gesamtleitwert  $A_L$ . Für dieselbe Induktivität  $L$  benötigt man dementsprechend eine größere Windungszahl  $N$ . Je kleiner jedoch der Kern ist, desto geringer ist auch der Raum zum Auftragen des Spulendrahtes.

Ein Kern von optimaler Baugröße zeichnet sich dadurch aus, dass der zur Verfügung stehende Wickelraum mit einem bestimmten Drahtdurchmesser  $d$ , der Windungszahl  $N$  sowie einem ausreichenden Isolationsabstand der einzelnen Wicklungen möglichst gut ausgenutzt wird. Idealerweise sollten dabei noch die Windungskapazitäten möglichst klein gehalten werden. Der Luftspalt ist so zu dimensionieren, dass die Spule bei dem maximal zulässigen Schalterstrom nicht in Sättigung geht.

Als Bauweise für den Transformator Kern wäre ein Schalenkern empfehlenswert, da dieser einen zusätzlichen Schutz vor Störungen und magnetischen Streufeldern bildet. Der in diesem Versuch verwendete ETD-Kern hat sich dennoch bewährt.

In dem Versuchsteil 3.2.2 wurde eine Formel für das Verhältnis von Ein- und Ausgangsspannung im Lückbetrieb hergeleitet, deren Richtigkeit anhand der dort aufgenommenen Messergebnisse sowie durch Hinzuziehen einer wissenschaftlichen Quelle nachgewiesen werden konnte.

Eine Überprüfung der gemessenen Induktivitätswerte wurde in dem Versuch bei maximaler Belastung durch eine Vermessung des Sromanstiegs beim Aufladen des Speichertrafos durchgeführt.

Der hauptsächliche Inhalt des Sättigungsversuchs war die Erläuterung sowie der Nachweis eines proportionalen Zusammenhangs zwischen elektrischem Strom und magnetischer Feldstärke. Anhand des Stromverlaufs im Aufladevorgang bei konstanter Spannung konnte unter Rückgriff auf technische Daten des Transformator-kerns und der Primärspule eine teilweise Rekonstruktion der materialspezifischen Magnetisierungskennlinie durchgeführt werden.

Die Untersuchung des Lastverhaltens ermöglichte noch einen Einblick in die Funktionsweise des Schaltreglers bezüglich des Verhaltens von Frequenz und Tastverhältnis in Abhängigkeit von der Lastsituation.

Im letzten Versuchsteil wurde anhand der dort aufgenommenen Oszilloskopbilder unter Zuhilfenahme der kirchhoff'schen Maschenregel eine Theorie zum Thema Gleichtaktspannung und der Funktion von Koppelkondensatoren aufgestellt, deren Wahrheitsgehalt mithilfe von LTSpice-Simulationen überprüft und bestätigt werden konnte.

Der im Rahmen dieser Arbeit durchgeführte Versuch hat gezeigt, dass es möglich ist, das von dem Hersteller des LT8304 vorgegebene Demoboard so zu variieren, dass mehrere galvanisch voneinander getrennte Ausgangsspannungen erzeugt werden können, ohne dass es dafür eine direkte Vorlage im Datenblatt gibt. Auch die Möglichkeit der Verwendung eines selbst gewickelten Transformators anstelle der im Datenblatt empfohlenen Fertigmodelle wurde durch diesen Versuch bewiesen. Dabei ist es am wichtigsten, die im Datenblatt des Schaltreglers vorgegebenen Induktivitätswerte einzuhalten.

Durch die ausführliche Dimensionierung von Spule, Kern und Luftspalt wurden im Rahmen dieser Arbeit wertvolle Kenntnisse zu Themenfeldern rund um die elektromagnetischen Eigenschaften von Speichertransformatoren, Spulenkernen und Kernmaterialien erworben, welche weit über die in verwandten Vorlesungsfächern vermittelten Inhalte hinaus gehen.

Ein Ansatzpunkt für weitere Arbeiten im Anschluss an das hier behandelte Projekt wäre beispielsweise die nähere Betrachtung des inneren Aufbaus eines Schaltreglers.

In dem Kapitel 2.2.2 wurde bereits auf einige offene Fragen bezüglich der Funktionsweise des LT8304 aufgrund mangelhafter Informationen des Herstellers eingegangen. Im Rahmen einer Abschlussarbeit oder auch eines Gruppenprojektes könnte zum Beispiel der interne Aufbau eines solchen Schaltreglers oder auch nur einzelne Gruppen innerhalb der internen Schaltung nach dem Vorbild des LT8304 oder eines vergleichbaren Modells nachentworfen werden.

Mögliche Kernfragen, welche im Rahmen eines solchen Projektes behandelt werden könnten, wären beispielsweise:

- Wie sollte ein Oszillator konzipiert sein, damit dieser sich als Taktgeber für Schaltregler (speziell in der Anwendung für Sperrwandler) eignet?
- Welche messtechnischen Einrichtungen gibt es, um die reflektierte Ausgangsspannung auf der Primärseite ohne Optokoppler abzugreifen und welche davon ist die beste Möglichkeit bezüglich Zuverlässigkeit und Bauteil Aufwand?
- Wie lässt sich mit einfachen Mitteln eine Temperaturkompensation realisieren?
- Wie genau lässt sich der Einfluss der Induktivität auf die Lastregulierung erklären?

Der größte Teil der leistungselektronischen Komponenten einer Sperrwandlerschaltung wurde im Rahmen dieser Arbeit bereits detailliert behandelt. Daher lassen sich die oben genannten Fragen hauptsächlich dem Gesamtbereich Elektronik oder gar der Kleinsignalelektronik zuordnen. Letzteres trifft am Ehesten auf die Fragestellungen bezüglich des Oszillators sowie der Temperaturkompensation zu.

Eine Ausnahme bildet die letztgenannte Frage bezüglich des Verhältnisses von Induktivität und Lastregulierung. Diese wäre am engsten mit der Thematik dieser Arbeit verknüpft. Auch die zweite Frage zu der in Schaltreglern angewandten Messtechnik gehört noch zu einem großen Anteil dem Themenfeld der Leistungselektronik an.

# Literaturverzeichnis

- [1] BASTEL, Ulf: *Snubber*. Web. Jul. 2022. – URL <https://de.wikipedia.org/wiki/Snubber>
- [2] BEUTH, Klaus ; BEUTH, Olaf: *Elementare Elektronik*. Vogel Fachbuch, 2013. – ISBN 9783834332806
- [3] BRESSLER, Klaus ; GUTEKUNST, Jürgen ; HERING, Ekbert: *Elektronik für Ingenieure und Naturwissenschaftler*. Springer Vieweg, 2017. – ISBN 9783662542132
- [4] HAGMANN, Gert: *Leistungselektronik- Grundlagen und Anwendungen in der elektrischen Antriebstechnik*. AULA, 2015. – ISBN 9783891047934
- [5] HAUENSTEIN, Alfred ; HIRSCHMANN, Walter: *Schaltnetzteile- Konzepte, Bauelemente, Anwendungen*. Siemens AG, 1990. – ISBN 3800915502
- [6] KOLAR, Johann W.: *Laboranleitung ETH Zürich, Gleichspannungs-Gleichspannungswandler / Tief-Hochsetzsteller*. Web. Jul. 2022. – URL <https://ethz.ch/content/dam/ethz/special-interest/itet/power-electronic-systems-lab/images/Education/lab-courses/power-electronics/IE3-TiefHochsetzsteller-Script.pdf>
- [7] KORIES, Ralf ; SCHMIDT-WALTER, Heinz: *Taschenbuch der Elektrotechnik*. Europa Lehrmittel, 2017. – ISBN 9783808558652
- [8] LINEAR TECHNOLOGY: *LT8304 Datasheet*. Web. Okt. 2021. – URL <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/8304fa.pdf>
- [9] LINEAR TECHNOLOGY: *LT8304 Demoboard*. Web. Okt. 2021. – URL <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/user-guides/DC2393AF.PDF>

- [10] MEISTER, Heinz: *Elektrotechnische Grundlagen - Elektrotechnik 1*. Vogel Fachbuch, 2007. – ISBN 9783834332646
- [11] SCHMIDT-WALTER, Heinz: *Berechnung der Wickelgüter*. Web. Nov. 2021.  
– URL [http://schmidt-walter-schaltnetzteile.de/snt/snt\\_deu/sntdeu6a.pdf](http://schmidt-walter-schaltnetzteile.de/snt/snt_deu/sntdeu6a.pdf)
- [12] TDK EPCOS: *Ferrites and Accessoires - Data Book 2013*. Web. Jul. 2022.  
– URL <https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/519704/069c210d0363d7b4682d9ff22c2ba503/ferrites-and-accessories-db-130501.pdf>
- [13] TEXAS INSTRUMENTS: *Understanding Undervoltage Lockout in Power Devices*. Web. Jul. 2022. – URL [https://www.ti.com/lit/an/slva769a/slva769a.pdf?ts=1657311312778&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTPS65168](https://www.ti.com/lit/an/slva769a/slva769a.pdf?ts=1657311312778&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTPS65168)
- [14] WEIDNER, Herbert: *Schwingkreis*. Web. Aug. 2022. – URL <https://de.wikipedia.org/wiki/Schwingkreis>
- [15] ZACH, Franz: *Leistungselektronik, Ein Handbuch Band 1*. Springer Vieweg, 2015. – ISBN 9783658048983
- [16] ZACH, Franz: *Leistungselektronik, Ein Handbuch Band 2*. Springer Vieweg, 2015. – ISBN 9783658048983

## A Anhang: Bestelliste

**Bitte beachten Sie die vom Hersteller angegebene Preisbasis. Geben Sie immer Einzelpreis als Nettopreis (OHNE MEHRWERTSTEUER) an. Beachten Sie vorgegebenen Mindestbestellmengen und von wo die Artikel geliefert werden. Aufpreise durch falsche Angaben von Liefermengen und eventuelle Fachkosten aus dem Ausland können nicht vom AL-Labor übernommen werden! Legen Sie für jeden Lieferanten ein eigenes Tabellenblatt an. Bestellungen von einzelnen Artikeln bei verschiedenen Lieferanten sind zu vermeiden. Internet WEB-Shops sind nur im Ausnahmefall und nach Rücksprache mit dem Laborpersonal als Lieferant auszuwählen. Beachten Sie die Tabelle mit den bevorzugten Lieferanten der HAW. Ab 500,- € Gesamtbestellwert benötigt die HAW drei Vergleichangebote. Fordern Sie die Angebote bei den Firmen nur unter Angabe der vom Laborpersonal verwendeten E-Mail-Signaturen an.**

Thema der Abschlussarbeit:									
Name: <b>Betreuer der Abschlussarbeit:</b>									
Datum: <b>Betreuer der Abschlussarbeit:</b>									
Pos.Nr.	Bezeichnung	Art.Nr.	Menge	Nettopreis€	Bruttopreis€	Gesamtpreis€	Bemerkungen:		
RS Components 1.01	NICHICON PW, THT Alu Kondensator, Elko 18µF ±20%, 100Vdc, Ø 6,3mm, -55 → +105 °C	715-3022	10	0,07	0,08	0,79	Mindestbestellmenge		
RS Components 1.02	KEMET AEC-Q200 R82 Polyesterkondensator (PET), 4,7µF, ±10% / 30 V ac, 50 V dc, Raster 5mm	171-9241	5	1,45	1,72	8,62	Mindestbestellmenge		
RS Components 1.03	WIMA AEC-Q200 MKS2 Polyesterkondensator (PET), 1µF, ±10% / 40 V ac, 63 V dc, Raster 5mm	108-2592	5	0,89	1,05	5,27	Mindestbestellmenge		
RS Components 1.04	Glimmerkondensator, 270pF 500V dc, Raster 5,9mm +125°C	744-1552	2	2,80	3,33	6,65	Mindestbestellmenge		
RS Components 1.05	NIC Components NRSZ, THT Alu Kondensator, Elko 100µF ±20%, 50Vdc, Ø 10mm, -55 → +105 °C	737-4210	20	0,15	0,18	3,52	Mindestbestellmenge x 2		
RS Components 2.01	KEMET PHE450, Polypropylen Folienkondensator, 4,7nF, ±5% / 1 kV dc, 600 V ac, Raster 15mm	544-1412	5	0,15	0,18	0,92	Mindestbestellmenge		
RS Components 2.01	TVS-Diode Uni-Directional PKE62A, 85V 600W, DO-15, 2-Pin, Durchsteckmontage	543-8860	5	0,47	0,56	2,78	Mindestbestellmenge		
RS Components 2.02	Vishay Gleichrichter Schott Diode, 200V / 1A, DO-204AL 2-Pin	629-3321	10	0,35	0,42	4,21	Mindestbestellmenge		
RS Components 2.03	Vishay Schottky Diode, 100V / 10A, TO-220AB 3-Pin	813-0806	5	0,83	0,98	4,91	Mindestbestellmenge		
RS Components 2.04	Vishay Zenerdiode 15V / 1300 mW, SOD-57 2-Pin	708-7849	10	0,57	0,68	6,77	Mindestbestellmenge		
RS Components 3.01	Vishay Serie MRS25 Widerstand 402kΩ, ±1% 0,6W	683-3667	25	0,09	0,11	2,68	Mindestbestellmenge		
RS Components 3.02	Vishay Serie MRS25 Widerstand 32,4kΩ, ±1% 0,6W	683-3538	25	0,01	0,01	0,36	Mindestbestellmenge		
RS Components 3.03	Vishay Serie CPF Widerstand 100Ω, ±1%, 1W	850-5437	1	0,72	0,86	0,86			
RS Components 3.04	Vishay Serie MRS25 Widerstand 300kΩ, ±1% 0,6W	683-4216	25	0,09	0,10	2,56	Mindestbestellmenge		
RS Components 3.05	Vishay Serie MRS25 Widerstand 9,1kΩ, ±1% 0,6W	683-4130	25	0,05	0,06	1,61	Mindestbestellmenge		
RS Components 3.06	Vishay Serie PR01 Widerstand 100kΩ, ±5%, 1W	851-2387	1	0,17	0,20	0,20			
RS Components 3.07	Vishay Serie PR02 Widerstand 10kΩ, ±5%, 2W	830-7510	1	0,05	0,06	0,06			
Mouser 4.01	LT8304ES8E-1#PBF	594-LT8304ES8E1PBF	1	6,65	7,91	7,91			
Mouser 5.01	Ferritkern B66381G200X187	871-B66381G200X187	1	1,53	1,82	1,82			
RS Components 5.03	Ferritkern N87, 135nH, 34 x 17,5 x 11,1mm	871-B66381G0500X187	1	1,51	1,80	3,59	Mindestbestellmenge		
RS Components 5.04	Ferritkern N87, 2600nH, 34 x 11,1 x 17,5mm	647-9373	2	1,06	1,26	2,51	Mindestbestellmenge		
RS Components 5.05	ETD 34/17/11 Spulenkörper, 14 Pins GFR Polytetraethale	647-9395	2	1,88	2,24	2,24			
Mouser 5.06	Klemmer B66382A2000X000	871-B66382A2000X	2	0,44	0,52	1,04			
RS Components 5.07	Block CUL100 Kupferdraht, PUR Lackdraht, Ø 0,22mm / 0,04 mm², Spule 215m	779-0690	1	6,05	7,20	7,20			
RS Components 6.01	RS PRO Leiterplattenklemmleiste / Female Gerade, für Durchsteckmontage, 2-polig / 1-reihig, Raster 5mm	790-1165	5	0,52	0,62	3,09			
				0,00	0,00	0,00			
	<b>Summe</b>					<b>84,00</b>			

## **Erklärung zur selbstständigen Bearbeitung**

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit ohne fremde Hilfe selbständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen sind unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

---

Ort

Datum

Unterschrift im Original