

Schaltungskonzepte zum Betrieb von Leuchtdioden für die Allgemeinbeleuchtung

Der Technischen Fakultät
der Friedrich-Alexander-Universität
Erlangen-Nürnberg
zur

Erlangung des Doktorgrades Dr.-Ing.

vorgelegt von
Alexander Pawellek

aus Schweinfurt

Als Dissertation genehmigt
von der Technischen Fakultät der
Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der mündlichen Prüfung: 2. Februar 2018

Vorsitzender des Promotionsorgans:

Prof. Dr.-Ing. Reinhard Lerch

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Thomas Dürbaum
Prof. Dr.-Ing. Matthias Luther

Kurzfassung

Licht bestimmt das Leben der Menschen und ohne eine künstliche Beleuchtung wäre die Gesellschaft in der heutigen Form undenkbar. Aktuelle Lichtquellen beruhen auf der Umwandlung von elektrischer Energie in Strahlungsenergie im sichtbaren Spektrum. Hierbei nimmt die Beleuchtung insgesamt einen Anteil von ca. 15 % am weltweiten elektrischen Energiebedarf ein, wobei für die Zukunft eine steigende Tendenz erwartet wird. Die Senkung der benötigten Energiemenge erfordert zwingend die Entwicklung intelligenter und effizienter Beleuchtungslösungen. Zukunftsweisend ist hier die Lichterzeugung basierend auf anorganischen Halbleiterlichtquellen, den Leuchtdioden (LEDs). Im Vergleich zu anderen Lichtquellen kennzeichnen sich diese durch eine relativ hohe Lichtausbeute, dem Verhältnis von ausgesandtem Lichtstrom zur benötigten elektrischen Leistung, aus. Die Leuchten im häuslichen Umfeld sind zum Großteil allerdings noch auf die althergebrachten Glühlampen ausgelegt. Eine Austauschlösung stellen die sogenannten LED-Retrofit-Lampen dar, die bestehende Installationen nutzen und so die Glühlampe direkt ersetzen können. Dieser Lampentyp benötigt für den Betrieb am häuslichen Wechselspannungsversorgungsnetz allerdings ein elektronisches Vorschaltgerät, welches es unter Wahrung des Formfaktors im Gehäuse zu integrieren gilt.

Die vorliegende Arbeit liefert einen Beitrag zur Entwicklung effizienter LED-Retrofit-Lampen für die Allgemeinbeleuchtung. Dazu werden verschiedene Schaltungskonzepte für das Vorschaltgerät untersucht. Ein wesentlicher Punkt liegt dabei auf einer möglichst hohen Lichtausbeute der Kombination von verwendeten Leuchtdioden und entsprechender Vorschalt elektronik. Dabei muss das Vorschaltgerät die geltenden Gesetze, Verordnungen und Normen strikt einhalten. Vor allem die Norm für die Netzstromoberschwingungen nimmt starken Einfluss auf die Wahl geeigneter Schaltungskonzepte und erfordert eine entsprechende Auslegung der Elektronik. So muss das Vorschaltgerät zum einen eine Versorgung der LEDs mit einem konstanten Strom als auch einen geeignet geformten Wechselstrom am Eingang sicherstellen. Zudem verlangt der Markt nach einfachen und kosteneffizienten Lösungen. Hierdurch beschränkt sich die Arbeit auf nicht galvanisch getrennte und nicht dimmbare getaktete Topologien sowie auf einstufige Konzepte mit nur einem gesteuerten Schaltelement. Neben der Analyse der verschiedenen Schaltungskonzepte zeigen hardwaretechnische Realisierungen mehrerer Konverter und die anschließenden Messungen die praktischen Möglichkeiten auf.

Der Beginn der Arbeit stellt die gesetzlichen und normativen Anforderungen an LED-Retrofits vor. Daraus leitet sich die Spezifikation ab, die als Grundlage für die Hardwareaufbauten dient. Das Ziel bildet die Ersetzung einer herkömmlichen Glühlampe mit einer Leistung von 75 W durch eine entsprechende LED-Retrofit-Lampe, die insbesondere in Lichtstrom, Lichtfarbe und in einem gewissen Maße im Formfaktor eine Äquivalenz zu ihr aufweist. Die folgenden drei Hauptkapitel der Arbeit analysieren verschiedene Schaltungskonzepte für das notwendige Vorschaltgerät. Das erste vorgestellte Konzept betrachtet Konverterschaltungen, die den LED-Strom auf einen konstanten Wert regeln. Die

geeignete Dimensionierung der Eingangsstufe erlaubt dabei die Nutzung eines Spezialfalls der Norm für die Harmonischen des Eingangsstroms. Die Konverter eines weiteren Konzepts stellen hingegen am Eingang eine definierte Stromform ein. Mehrere parametrisierte Stromformen und ihre Realisierbarkeit mit verschiedenen Topologien werden vorgestellt. Der Ausgangsstrom wird lediglich auf einen festen Mittelwert geregelt und weist eine Modulation mit der doppelten Netzfrequenz auf. Eine entsprechende Dimensionierung der Ausgangskapazität reduziert diese Modulation unter einen spezifizierten Grenzwert. Die Kombination zweier Grundtopologien stellt ein weiteres Schaltungskonzept dar. Sie ermöglicht die Regelung auf einen konstanten LED-Strom, während eine inhärente Formung des Eingangsstroms stattfindet. Die Realisierbarkeit der neun möglichen Kombinationen von Buck-, Boost- und BuckBoost-Konverter wird gezeigt und ihre Eigenschaften sowie Einsatzmöglichkeiten als Vorschaltgerät werden dargelegt. Neben den theoretischen Herleitungen und Erörterungen zeigen insgesamt acht Hardwareaufbauten zu den verschiedenen Schaltungskonzepten ihre praktische Leistungsfähigkeit. Alle Prototypen erfüllen die gleiche, zu Beginn der Arbeit hergeleitete Spezifikation. So erreichen sie, nicht abschließend, mindestens die Energieeffizienzklasse A+ und halten die normativen Grenzwerte für die Oberschwingungen im Eingangsstrom gemäß der Klasse C der DIN EN 61000-3-2 sowie die Grenzwerte für leitungsgebundene Störungen im Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz nach DIN EN 55015 ein.

Abstract

Light determines life of mankind in a substantial way and society in its present form would be not possible without artificial lighting. Modern light sources perform the conversion of electrical energy into radiant energy in the visible spectrum. Lighting consumes approximately 15 % of the global demand for electrical energy and an upward trend is expected for the future. Reduction of energy consumption requires the development of intelligent and efficient lighting solutions. In this context, the light generation based on inorganic semiconductor light sources, the light emitting diodes (LEDs), is trend-setting. In comparison to other light sources, LEDs exhibit a relatively high luminous efficacy, which represents the ratio of the emitted luminous flux to the required electrical power. However, the luminaires in domestic environments are typically designed for the traditional incandescent light bulbs. The so-called LED retrofit lamps offer a solution for the majority of existing luminaires. They use existing installations and thus can replace the incandescent lamps directly. However, this type of lamp requires an electronic ballast for an operation at the domestic AC supply grid, which must be integrated into the housing while preserving the form factor.

This work provides a contribution to the development of efficient LED retrofit lamps for general lighting. For this purpose, different concepts of the converter for the ballast will be investigated. An important design target is the achievement of the highest possible efficacy of the combination of used light emitting diodes and corresponding ballast. The ballast must strictly comply with applicable laws, regulations and standards. Especially, the standard for the line current harmonics strongly influences the choice of a suitable system concept and requires a proper design of the power electronics. The ballast must ensure a supply of the LEDs with a constant current as well as a suitable shaped alternating current at the input. In addition, the market calls for simple and cost-efficient solutions. Based on these restrictions the scope of this thesis is focused on non-galvanically isolated and non-dimmable switch mode power supply topologies and to single stage concepts with only one controlled switching device. In addition to the analysis of the various system concepts, hardware-related implementations of several converters and following measurements show the practical capabilities.

As a starting point for the following chapters of this thesis, the legal and normative requirements for LED retrofits are defined. Based on these normative limitations a specification is derived which serves as the basis for the hardware designs. The general goal is to replace a conventional incandescent lamp with a rated power of 75 W by means of a corresponding LED retrofit lamp, which is in particular equivalent with respect to the luminous flux, light color and to some extent in the form factor. The following three main chapters of the thesis then analyze different system concepts for the ballast. The first presented concept considers converters which regulate the LED current to a constant value. The proper design of the input stage makes use of a special definition of the standard for the harmonics of the line current. The converters of a further concept draw a defined cur-

rent waveform at the input. Several parameterized current wave shapes and their feasibility with different topologies are presented. The converter regulates the output current to a fixed average value. However, a modulation with twice the mains frequency inherently results. A proper design of the output capacitance reduces this modulation below a specified threshold. The combination of two basic topologies represents a further concept. It allows the control of the LED current to a constant value, while an inherently shaping of the input current takes place. The feasibility of the nine possible combinations of Buck-, Boost- and BuckBoost converter is demonstrated and their properties as well as their field of application as a ballast are presented. In addition to the theoretical derivations and discussions, a total of eight hardware designs for the various circuit concepts show their practical performance. All prototypes meet the same specification derived at the beginning of the work. They achieve at least the energy efficiency class A+ and comply with the normative limits for the line current harmonics according to the class C of the standard DIN EN 61000 3 2 as well as the limit values for the conducted emissions in the frequency range from 9 kHz to 30 MHz according to the DIN EN 55015.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Historische Entwicklung der Beleuchtung	2
1.2	LED-Retrofits in der Allgemeinbeleuchtung	5
1.3	Vorschaltgerät für LED-Retrofits	7
1.4	Aufbau der Arbeit	8
2	Anforderungen an LED-Retrofits	11
2.1	Lichtstrom und Lichtfarbe	11
2.2	Eingangskarakteristik	13
2.3	Ausgangskarakteristik	13
2.4	Gesetzliche und normative Anforderungen	16
2.4.1	Sicherheit	17
2.4.2	Arbeitsweise und Effizienz	18
2.4.3	Elektromagnetische Verträglichkeit	20
2.4.4	Umweltverträglichkeit	25
2.5	Thermische Anforderungen	26
2.6	Spezifikation	27
3	Einstufige Konverter mit Regelung des Ausgangsstroms	29
3.1	Aufbau und Funktionsweise bei getakteten Topologien	30
3.2	Realisierung eines Buck-Konverters	32
3.2.1	Dimensionierung	33
3.2.2	Aufbau und Messungen	38
3.3	Realisierung eines Boost-Konverters	42
3.3.1	Dimensionierung	43
3.3.2	Aufbau und Messungen	46
3.4	Prinzipieller Aufbau und Funktionsweise bei Stromquellen	49
3.5	Realisierung einer linearen Stromquelle	52
3.5.1	Dimensionierung	53
3.5.2	Aufbau und Messungen	55
3.6	Kondensatortypen der Zwischenkreiskapazität	58
3.7	Zusammenfassung	59

4	Einstufige Konverter mit Regelung der Eingangsstromform.....	63
4.1	Prinzipieller Aufbau und Funktionsweise	64
4.2	Eingangsstromformen.....	68
4.2.1	Stromform 1: Sinus.....	68
4.2.2	Stromform 2: Sinus mit Konstantstrombereich	73
4.2.3	Stromform 3: Sinus mit Konstantleistungsbereich	77
4.2.4	Stromform 4: Optimale Stromform	80
4.2.5	Stromform 5: Sinusnäherung mit Nullstromintervall.....	82
4.2.6	Stromform 6: Sinusnäherung mit Konstantleistungsbereich	86
4.2.7	Gegenüberstellung der Stromformen.....	88
4.3	Realisierung eines Boost-Konverters	89
4.3.1	Dimensionierung.....	89
4.3.2	Aufbau und Messungen.....	92
4.4	Realisierung eines Buck-Konverters	97
4.4.1	Dimensionierung.....	98
4.4.2	Aufbau und Messungen.....	102
4.4.3	Aufbau und Messungen einer gesteuerten Variante	107
4.5	Lebensdauerbetrachtung der Ausgangskapazität.....	109
4.6	Zusammenfassung	110
5	Konverter mit Regelung des Ausgangsstroms und inhärenter Formung des Eingangsstroms	113
5.1	Prinzipieller Aufbau und Funktionsweise	114
5.2	Eingangsverhalten	115
5.2.1	Boost.....	116
5.2.2	Buck	121
5.2.3	BuckBoost.....	125
5.2.4	Vergleich der Topologien	126
5.3	Ausgangsverhalten	127
5.4	Topologien	128
5.4.1	Boost-Buck.....	129
5.4.2	Buck-Buck	133
5.4.3	BuckBoost-Buck.....	139
5.4.4	Boost-BuckBoost	141
5.4.5	Buck-BuckBoost.....	143
5.4.6	BuckBoost-BuckBoost	145

5.4.7	Boost-Boost.....	147
5.4.8	Buck-Boost.....	148
5.4.9	BuckBoost-Boost	151
5.5	Vergleich der Topologien	152
5.6	Einfluss einer endlichen Zwischenkreiskapazität.....	163
5.7	Realisierung eines Boost-Buck Konverters für $I_o = 355$ mA.....	168
5.7.1	Dimensionierung.....	169
5.7.2	Aufbau und Messungen.....	172
5.8	Realisierung eines Buck-Buck-Konverters für $I_o = 355$ mA.....	176
5.8.1	Dimensionierung.....	177
5.8.2	Aufbau und Messungen.....	179
5.9	Realisierung eines BuckBoost-Buck Konverters für $I_o = 65$ mA	184
5.9.1	Dimensionierung.....	185
5.9.2	Aufbau und Messungen.....	187
5.10	Realisierung eines Buck-Buck-Konverters für $I_o = 65$ mA	192
5.10.1	Dimensionierung.....	193
5.10.2	Aufbau und Messungen.....	195
5.11	Zusammenfassung	200
6	Zusammenfassung, Vergleich und Ausblick.....	203
6.1	Zusammenfassung	203
6.2	Vergleich der LED-Vorschaltgeräte.....	205
6.3	Ausblick.....	208
Anhang A	Grundlagen der Lichttechnik	211
A.1	Grundgrößen der Lichttechnik	211
A.1.1	Lichtstrom.....	212
A.1.2	Lichtstärke	212
A.1.3	Beleuchtungsstärke	213
A.1.4	Leuchtdichte.....	213
A.1.5	Überblick.....	215
A.2	Farbmetrik.....	216
A.2.1	Farbraum.....	217
A.2.2	Lichtfarbe und Farbtemperatur.....	220
A.2.3	Farbwiedergabe	222
A.2.4	Beispieldaten einer LED-Lampe	224

A.3	Lichterzeugung mit LEDs	226
A.3.1	Historie.....	226
A.3.2	Aufbau einer LED.....	229
A.3.3	Erzeugung von weißem Licht.....	233
A.4	Effizienz von LEDs.....	243
A.4.1	Injektionswirkungsgrad	243
A.4.2	Strahlungswirkungsgrad	243
A.4.3	Interner Quantenwirkungsgrad	244
A.4.4	Auskopplungswirkungsgrad	244
A.4.5	Externer Quantenwirkungsgrad.....	246
A.4.6	Strahlungsausbeute	247
A.4.7	Lichtausbeute.....	247
A.5	Degradation und Lebensdauer von LEDs.....	252
A.5.1	Reversible thermische Degradation.....	252
A.5.2	Langzeitdegradation	253
A.5.3	Totalausfall	253
A.5.4	Einfluss der Stromform.....	254
A.6	Binning von LEDs	254
A.6.1	Farbort.....	255
A.6.2	Lichtstrom	256
A.6.3	Durchflussspannung	256
A.7	Möglichkeiten der Ansteuerung und Verschaltung von LEDs	256
A.7.1	Verschaltungsmöglichkeiten.....	258
A.7.2	Ansteuermöglichkeiten.....	261
Anhang B	Analyse von Schaltungen	265
B.1	Ergänzungen zu Kapitel 3	265
B.1.1	Eingangsstufe aus B2-Brücke, Kondensator und Leistungssenke	265
B.1.2	Eingangsstufe aus B2-Brücke, Kondensator und Stromsenke.....	270
B.2	Ergänzungen zu Kapitel 4	273
B.2.1	Einstufige Konvertertopologie mit sinusförmigem Eingangsstrom.....	273
B.2.2	Abschätzung des minimalen Leistungsfaktors der Stromformen	277
B.2.3	Kennwerte zur Stromform 6	279
B.2.4	Alternative Stromform zur Stromform 5	280
B.3	Ergänzungen zu Kapitel 5	285
B.3.1	Fehlerrechnung zur Herleitung des Stromverlaufs der Boost-Eingangsstufe.....	285

B.3.2	Analytische Lösung des Integrals zur Bestimmung der Grundschiwingung im Eingangsstrom der Boost-Eingangsstufe	288
B.3.3	Ansatz zur Lösung des Integrals zur Bestimmung der Oberschwingungen im Eingangsstrom der Boost-Eingangsstufe	289
B.3.4	Kontinuierlicher Betriebsmodus der Boost-Eingangsstufe	290
B.3.5	Boost-Buck-Konverter mit angezapfter Spule	293
B.3.6	Ergänzungen zum erweiterten Buck-Buck-Konverter	297
B.3.7	Sperrspannungen und Ströme der Bauelemente.....	298
B.3.8	Welligkeit der Zwischenkreisspannung bei sinusförmiger Stromaufnahme.	307
Anhang C Verlustabschätzung der Komponenten		309
C.1	Schaltdiode.....	310
C.2	Brückengleichrichter	315
C.3	MOSFET.....	316
C.4	Spule	320
C.4.1	Wicklungsverluste	320
C.4.2	Spezifische Kernverluste	323
C.4.3	Bestimmung der optimalen Windungszahl.....	325
C.4.4	Verluste durch das Umladen der Spulenkapazität.....	328
C.5	Kondensatoren	328
C.6	Einfluss des erweiterten BCM auf die Schaltfrequenz	329
C.7	Beispiel einer Verlustabschätzung	332
Symbolverzeichnis		339
Abkürzungsverzeichnis.....		347
Literaturverzeichnis.....		349
Eigene Veröffentlichungen zum Thema dieser Arbeit		385
Fotografische Werke		387

1 Einleitung

Licht bestimmt das Leben der Menschen. Die heutige Form der Gesellschaft wäre ohne künstliche Lichtquellen überhaupt nicht denkbar. Seit Anbeginn der Menschheit hat sich die Erzeugung von Licht zur Beleuchtung stark gewandelt. War die Verbrennung Jahrtausende lang die einzige bekannte Möglichkeit, basieren heutige Lichtquellen auf der Umwandlung von elektrischer Energie in Licht. Aktuell wird die weltweit zur Beleuchtung benötigte Energiemenge auf rund 3000 TWh pro Jahr geschätzt. Dies entspricht einem Anteil von 15 % am globalen Stromverbrauch [1]. Auch die Zukunft lässt einen Anstieg der benötigten Lichtleistung erwarten. Die Reduktion der benötigten Menge an Energie erfordert die Entwicklung und Vermarktung effizienter Beleuchtung. So herrscht heute in praktisch allen großen Industrienationen ein Herstellungs- und Vertriebsverbot von ineffizienten Leuchtmitteln. Hauptsächlich trifft dies die klassische und ehemals weitverbreitete Glühlampe. Die einstige Entwicklung und die geschätzte Prognose über die Anzahl der global installierten Leuchten zeigt die Grafik in Bild 1.1.

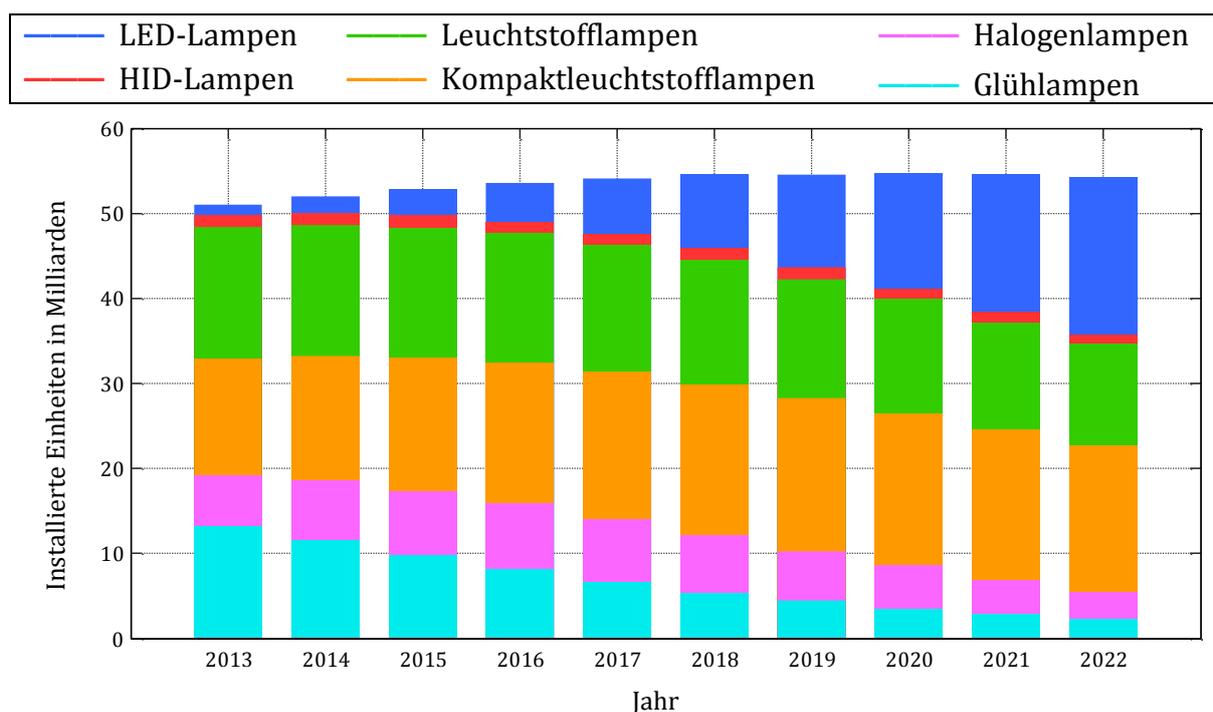


Bild 1.1: Entwicklung der weltweit installierten Leuchten. Daten aus [2].

Die Anzahl an installierten Glühlampen aber auch Halogenlampen nehmen in der Zukunft gemäß Bild 1.1 weiter kontinuierlich ab. Hingegen erfahren die um ein Vielfaches effizienteren LED-Lampen einen deutlichen Zuwachs. Mit LED-Lampen wird für die Beleuchtung eine Reduzierung der benötigten Energiemenge um 15 % bis 2020 und um 40 % bis 2030 erwartet¹ [3].

¹ Die Zahlen beziehen sich dabei auf den benötigten Verbrauch eines Szenarios ohne LED-Lampen.

Diese Arbeit liefert einen Beitrag zur Entwicklung effizienter LED-Lampen für die Allgemeinbeleuchtung. Dazu werden verschiedene Schaltungskonzepte, speziell für LED-Retrofit-Lampen, untersucht. Hauptschwerpunkt liegt dabei auf eine möglichst hohe Effizienz des Gesamtsystems bei einem möglichst einfachen Aufbau unter Einhaltung geltender Gesetze und Normen. So bildet vor allem die Norm für die Netzstromüberschwingungen den Kern für die Auswahl des Schaltungskonzepts und der Schaltungstopologie sowie deren Auslegung. Hardwaretechnische Realisierungen mehrerer Konverter und die anschließenden Messungen zeigen die praktischen Möglichkeiten auf.

1.1 Historische Entwicklung der Beleuchtung

Bis zum Aufkommen der Elektrifizierung in den 1880er Jahren nutzten die Menschen die offene Flamme einer Verbrennung für die Beleuchtung. Bei einer Verbrennung handelt es sich um eine exotherme Redoxreaktion. Der Brennstoff wird dabei mit Hilfe des Sauerstoffs der Umgebungsluft oxidiert, wobei Energie in Form von Wärme und auch Licht entsteht [4]. Die Anfänge begannen mit einfachen Feuerstellen vor ca. 1 Million Jahren. Der genaue Beginn ist wissenschaftlich umstritten [5] [6]. Eine archäologisch sichere Fundstätte in Israel deutet jedoch auf mindestens 790000 Jahre hin [5] [7]. Dem Lagerfeuer als Lichtquelle folgte der Kienspan, ein Harz getränktes Stück Holz, welches noch bis in das Mittelalter und darüber hinaus für die häusliche Beleuchtung eingesetzt wurde [8]. Frühzeitig kamen auch die ersten Lampen auf, die tierische und pflanzliche Fette sowie pflanzliche Öle verbrannten. Zunächst geschah dies in einer offenen Bauform. Später waren Brennstoff und Brennstelle getrennt und nur über einen Docht verbunden. Zur Zeit des römischen Reichs haben Kerzen zu Beleuchtungszwecken Einzug gehalten. Mit der Entdeckung fossiler Brennstoffe und der fortschreitenden Industrialisierung im 18. und 19. Jahrhundert kamen Petroleum- und Gaslampen auf. So wurden Gaslampen insbesondere vielfach zur Straßenbeleuchtung eingesetzt. Die mitunter ersten öffentlichen gasbetriebenen Laternen standen am 1. April 1814 in London [9] [10]. Noch heute² besitzt Berlin ca. 34100 Gaslaternen [11]. Mit rund der Hälfte der weltweiten Installationen [12] ist sie damit in dieser Hinsicht Weltmetropole [13]. Für die Beleuchtung von geschlossenen Räumen hatten Gaslampen jedoch einige Nachteile. So verbrauchten sie viel Sauerstoff und entwickelten eine relativ große Hitze. Des Weiteren entstanden bei der Verbrennung gesundheitsbedenkliche Ammoniak- und Schwefelverbindungen [8].

Der Beginn der elektrischen Beleuchtung startete mit der Erfindung der Kohlebogenlampe. Hier findet erstmals keine offene Verbrennung mehr statt. Stattdessen bildet sich nach einem Zündvorgang ein Lichtbogen zwischen zwei Graphitelektroden aus³. Dieser heizt die Elektroden auf eine hohe Temperatur auf, sodass diese selbst grell, hell, weiß leuchten. Es handelt sich also hierbei im Wesentlichen um einen planckschen Strahler. Die erste Kohlebogenlampe entwickelte der Brite Humphry Davy um 1802 [14]. Die ersten

² Stand: Januar 2017

³ Die typische Betriebsspannung einer Kohlebogenlampe betrug rund 55 V. Die heutigen Netzspannungen von 110 V bzw. 230 V (ehemals 220 V) sind davon ganzzahlige Vielfache und gehen auf diese Spannung zurück.

kommerziell erfolgreichen Lampen kamen jedoch erst fast 80 Jahre später. Wegen ihrer extremen Helligkeit hat die Bogenlampe jedoch nie den Einzug in die Wohnhäuser geschafft. Ihr Einsatzgebiet lag vielmehr bei der Industrie- und Außenbeleuchtung sowie bei Scheinwerfern für Militär-, Film-, und Bühnentechnik. Eine Revolution in der Beleuchtung gelang 1879 Thomas Edison. Er entwickelte das schon bekannte Prinzip der Kohlefaden-
glühlampe weiter, indem er mit verkohlten Bambusfasern in einem evakuierten Glaskolben die Brenndauer deutlich erhöhen konnte. Im selben Jahr patentierte er seine Erfindung [15]. Weiterentwicklungen der Glühbirne, auch von anderen Personen, sollten in den kommenden Jahren folgen. So besitzen Glühlampen heutzutage eine Doppelwendel aus einer Wolframlegierung, die eine Lebensdauer von rund 1000 h erreicht [16]. Zusammen mit dem weltweiten, fortschreitenden Ausbau des elektrischen Versorgungsnetzes brachte die Glühbirne endgültig Licht in den menschlichen Alltag. Bei einer Glühlampe handelt es sich um einen klassischen thermischen Strahler. Ein elektrischer Strom erhitzt eine Wendel durch ohmsche Verluste, wodurch sie zu Glühen beginnt und Licht im sichtbaren Spektrum sowie Wärme abstrahlt. Glühlampen sind direkt an Gleich- oder Wechselspannung betreibbar. Eine Weiterentwicklung erfolgte 1959 mit der Halogenlampe [17] [18]. Diese besitzt eine etwas höhere Lichtausbeute und eine höhere Lebensdauer. Glühlampen dominierten lange Zeit die Wohnraumbeleuchtung. Im Vergleich zu anderen Leuchtmitteln verfügen sie heutzutage jedoch über eine geringe Lichtausbeute. Zur Erhöhung der Energieeffizienz beschlossen deshalb ab 2007 eine Reihe von Staaten, darunter beispielsweise die Europäische Union, die Volksrepublik China, die Vereinigten Staaten von Amerika und Australien ein Herstellungs- und Vertriebsverbot, das teilweise bereits in Kraft ist.

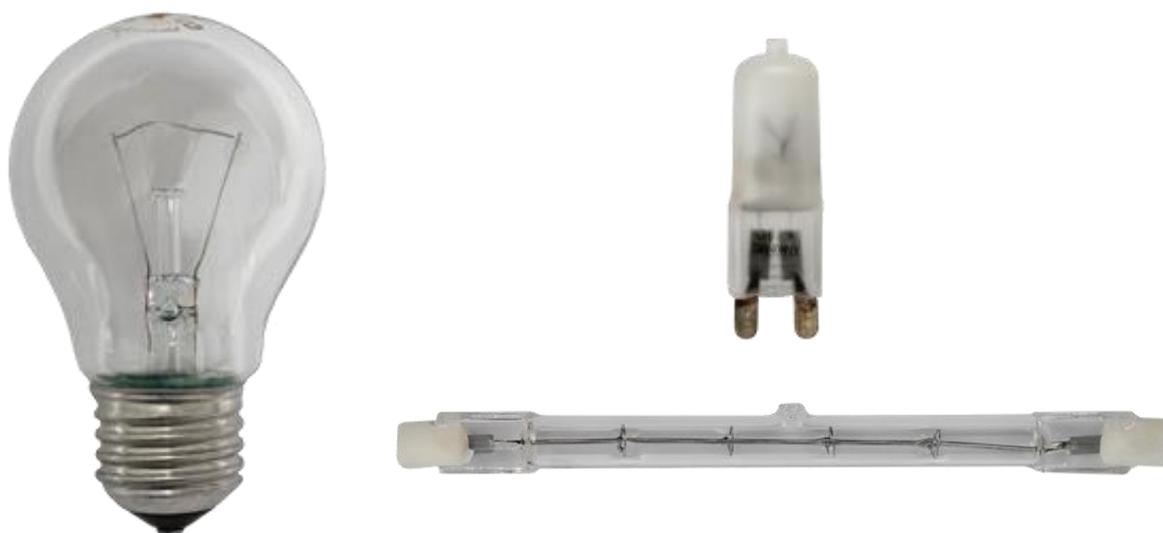


Bild 1.2: Photographische Aufnahme einer Allgebrauchsglühlampe mit Edisonsockel in klarer Optik (links), einer Halogenlampe mit G9-Stiftsockel in matter Optik (rechts oben) sowie einem Halogenstab mit R7s-Sockel (rechts unten). Maßstabsgetreue Abbildung.

Mit dem Aufkommen von Gasentladungslampen zum Beginn des 20. Jahrhunderts steigerte sich die Lichtausbeute von Beleuchtungseinrichtungen enorm. Bei diesem Lampentyp findet eine Gasentladung bzw. eine Lichtbogenentladung zwischen zwei Elektroden statt. In Abhängigkeit des Füllgases und möglicher Beimischungen von Elementen sendet

die Lampe ein charakteristisches Spektrum aus. Zum Betrieb der Lampen ist allerdings ein Vorschaltgerät erforderlich, das zu Beginn das Zünden übernimmt und im laufenden Betrieb den Strom begrenzt. Als bedeutendste Vertreter der Gasentladungslampen sind die Quecksilberdampf Lampe, die Natriumdampf Lampe und die Xenon-Gasentladungslampe zu nennen. Diese haben in dieser Form jedoch nie den Einzug in den Wohnbereich geschafft. Ihr Einsatz lag vielmehr bei Anwendungen, die hohe Beleuchtungsstärken erforderten, beispielsweise die Beleuchtung von Straßen, großen Hallen und Sportplätzen sowie als Scheinwerfer. Aufgrund ihrer Vorteile kommen Sie heute dort immer noch zum Einsatz.



Bild 1.3: Photographische Aufnahme einer Metallhalogen-Entladungslampe (links) sowie die Aufnahme einer Szenerie einer Straßenbeleuchtung mit dem typischen orangenen Spektrum von Natriumdampf Lampen (rechts).

Ein spezieller Typ der Gasentladungslampe ist die Leuchtstofflampe. Hierbei handelt es sich um eine Niederdruck-Quecksilberdampf Lampe, die im Betrieb zunächst ultraviolette Strahlung emittiert. Eine fluoreszierende Leuchtstoffschicht überzieht die Innenseite des Glaskörpers, welche die UV-Strahlung in sichtbares Licht umwandelt. Die ersten Bauformen waren zunächst lange zylindrische Röhren.



Bild 1.4: Photographische Aufnahme einer Leuchtstoffröhre (links) sowie einer Kompaktleuchtstofflampe (rechts). Nicht maßstabsgetreue Abbildung.

Diese Leuchtstoffröhren fanden eine rasche Verbreitung in Bürogebäude und Fabrikhallen, wo sie auch heute noch vorwiegend zu finden sind. Aufgrund ihrer Bauform war ihre Akzeptanz im Wohnbereich allerdings eher gering. Erst Kompaktleuchtstofflampen konnten sich dort durchsetzen. Mit der Integration des notwendigen Vorschaltgeräts in das Gehäuse des Leuchtmittels und der Verwendung des gleichen Sockels wie für die vorherrschenden Glühbirnen war damit ein direkter Austausch der Leuchtmittel gegeben.

Aktuell beginnt der Vormarsch von LED-Leuchtmitteln, bei denen Halbleiterchips Licht emittieren. Durch die stetige Verbesserung der Lichtausbeute finden sie zunehmend den Weg in die verschiedensten Beleuchtungsbereiche. Für den Wohnbereich werden zur Glühlampe und Kompaktleuchtstofflampe entsprechend kompatible Ausführungen angeboten. Diese LED-Retrofits beleuchtet das folgende Kapitel 1.2 genauer.



Bild 1.5: Entwicklung der Beleuchtung: Vom Brennen (Kerze) über Glühen (Glühlampe) und Fluoreszieren (Kompaktleuchtstofflampe) zur Halbleiterlichtquelle (LED-Lampe).

1.2 LED-Retrofits in der Allgemeinbeleuchtung

Glühlampen beherrschten lange Zeit die Beleuchtung im Wohnbereich und viele Leuchten sind auf sie zugeschnitten. Ab 2007 trat jedoch in einer Vielzahl von Staaten ein schrittweises Herstellungs- und Vertriebsverbot für ineffiziente Leuchtmittel, darunter auch Glühlampen, in Kraft. Dennoch sind aktuell weltweit noch rund 8 Milliarden Installationen vorhanden [2]. LED-Retrofit-Lampen repräsentieren die Antwort auf den Wunsch nach einer einfachen Austauschlösung. Sie können ohne neue Verkabelungen oder Umbauten der bestehenden Installationen die Glühbirne direkt ersetzen. Es gilt eine moderne Technik an eine alte Umgebung anzupassen.

So muss das neue Leuchtmittel mit der Lampenfassung kompatibel sein. Einst standardisiert vom Phoebus-Kartell [19] besitzen die Allgebrauchsglühlampen einen sogenannten Edisonsockel. Die Standardtypen sind E26 für Länder mit einer Netzspannung von rund 110 V, hauptsächlich Nordamerika und Japan, sowie E27 für Länder mit einer Netzspannung von rund 230 V, hauptsächlich Europa und Australien⁴. Dabei steht der Buchstabe „E“ für den Edisonsockel und die folgende Zahl für den gerundeten Durchmesser in Millimeter [21] [22]. Daneben ist für die LED-Retrofit-Lampe auch eine an die Glühbirne angepasste Form nötig, sodass vorhandene Leuchten weiterhin genutzt werden können. Die typische Allgebrauchslampe besitzt den Formfaktor „A19“. Der Buchstabe „A“ kennzeichnet die Lampenform als „Arbitrary“. Die folgende Zahl gibt die Größe der Lampe in Achtel eines Zolls⁵ an [23] [24]. Während eine Glühlampe direkt am Netz betrieben werden kann, benötigt eine LED-Lampe zwingend ein elektronisches Vorschaltgerät. Die Gewährleistung der Austauschbarkeit beider Leuchtmittel bedingt die Integration des Vorschaltgeräts ins Gehäuse. Da auch der nötige Kühlkörper einen gewissen Raum benötigt, weisen LED-Lampen aktuell meist eine etwas größere Baugröße als ihre Glühlampenpendants auf.



Bild 1.6: Photographische Aufnahme einer Allgebrauchsglühlampe (links) sowie einer LED-Retrofit-Lampe (rechts). Maßstabsgetreue Abbildung.

Während die Helligkeit bei Glühlampen ohne Probleme mit einfachen Phasenanschnittsdimmern reduziert werden kann, ist damit ein Dimmen bei LED-Lampen nicht ohne weiteres möglich. Dazu benötigt es eine entsprechende Zusatzschaltung im Vorschaltgerät, welche die gewünschte Funktion realisiert und eine Kompatibilität mit der alten Dimmertechnik gewährleistet. Nur ein geringer Teil der LED-Retrofit-Lampen besitzt allerdings

⁴ Der Unterschied zwischen E26 und E27 ist nicht groß genug, dass die verschiedenen Größen Schutz vor einer Verwechslung gewährleisten. Eine länderspezifische Zuordnung der beiden Sockeltypen findet sich in [20].

⁵ 1" = 1 in = 2.54 cm

solch eine Schaltung. Die Verpackung des Leuchtmittels und vom Hersteller zur Verfügung gestellte Kompatibilitätslisten geben über die Dimmbarkeit Auskunft. Damit bedeutet Retrofit nicht zwingend dimmbar. Auch wenn sich die Helligkeit von Glühlampen prinzipiell einfach reduzieren lässt, so wird dies im Wohnbereich nur vereinzelt praktiziert. Aus diesem Grund beinhaltet die dieser Arbeit zu Grunde liegende Spezifikation für die Vorschaltgeräte auch nicht die Dimmbarkeit der Lampen. Daraus resultiert ein einfacher Schaltungsaufbau und damit geringere Kosten für das Endprodukt sowie eine höhere Lichtausbeute.

Neben den klassischen Glühlampen finden sich im Wohnbereich auch Hochvolt-Halogen- und Niedervolt-Halogen-Lampen zur Beleuchtung. Sie weisen zum Großteil eine andere Bauform auf. Auch für diese Lampentypen existieren Austauschlösungen auf Basis der LED-Technik. Der Fokus dieser Arbeit liegt jedoch auf dem Austausch von Allgebrauchslampen. Dennoch lassen sich die im Laufe der Arbeit gewonnenen Erkenntnisse auch auf Retrofits für Hochvolt-Halogen-Lampen übertragen.

An dieser Stelle seien auch die Begriffe Lampe (IEV 845-07-03 [25]) und Leuchte (IEV 845-10-01 [25]) erklärt. Bei einer Leuchte handelt es sich um eine Vorrichtung, die entweder ein elektrisches Leuchtmittel fest eingebaut hat oder den Einbau eines Leuchtmittels ermöglicht. Ihre Verwendung dient zweckmäßig der Beleuchtung. Leuchten besitzen einen Anschluss für die elektrische Versorgung sowie gegebenenfalls alle Vorrichtungen zum Betrieb des Leuchtmittels. Sie können zudem Optiken in Form von Reflektoren oder Linsensysteme beinhalten, um eine gewünschte Abstrahlcharakteristik zu erreichen. Ein Gehäuse schützt zudem die Komponenten vor äußeren Einflüssen. Als Beispiele für Leuchten seien hier Deckenleuchten, Tischleuchten und Straßenleuchten genannt. Hingegen bezeichnet der Begriff Lampe allein das Leuchtmittel. Beispielhafte Vertreter sind hier die Glühlampe, die Halogenlampe, die Leuchtstofflampe oder eben auch die LED-Retrofit-Lampe.

1.3 Vorschaltgerät für LED-Retrofits

Glühlampen lassen sich näherungsweise als eine ohmsche Last charakterisieren. Ein direkter Betrieb am Wechselspannungsversorgungsnetz ist ohne weiteres möglich. Der ausgesandte Lichtstrom hängt dabei maßgeblich vom Effektivwert der anliegenden Spannung ab. Die Polarität und die Form der Spannung spielen prinzipiell keine Rolle. Demgegenüber besitzen Leuchtdioden ein grundsätzlich anderes Verhalten. Sie weisen eine ausgeprägte nichtlineare Strom-Spannungs-Kennlinie auf und der emittierte Lichtstrom ist in guter Näherung proportional zum elektrischen Strom durch die Diode. Zusammenfassend erfordert dies einen Betrieb der LED mit einem konstanten Gleichstrom. Eine ausführliche Erklärung liefert der Anhang A.7. Damit ist die Möglichkeit eines direkten Betriebs von Leuchtdioden am elektrischen Versorgungsnetz für die im Rahmen dieser Arbeit geforderten Lichtqualität nicht gegeben, sodass die Ansteuerung der LEDs ein entsprechendes Vorschaltgerät erfordert. Die drei wichtigsten prinzipiellen Möglichkeiten stellt der Anhang A.7.2 vor. Der Schwerpunkt dieser Arbeit liegt dabei auf Vorschaltgeräten basierend auf effizienten Schaltreglern zum Aufbau von LED-Retrofit-Lampen. Diese Art

von Lampen benötigt nicht zwingend eine galvanische Trennung der LEDs vom Versorgungsnetz. Ein Berührungsschutz entsteht durch das Gehäuse. Im eingeschraubten Zustand der Lampe sind keine elektrischen Anschlüsse direkt berührbar. Aus der fehlenden Notwendigkeit und der Tatsache, dass galvanisch getrennte Topologien eine geringere Effizienz als ihre nicht galvanisch getrennten Pendants besitzen, beschränkt sich diese Arbeit auf Konverter ohne eine galvanische Trennung. Zudem handelt es sich bei LED-Retrofit-Lampen um ein Massenprodukt, sodass kosteneffiziente Lösungen eine große Bedeutung haben⁶. Um die große Gruppe von möglichen Konvertertopologien weiter einzuschränken, betrachtet die vorliegende Arbeit deshalb nur Systeme mit einem einzigen gesteuerten Schaltelement. Somit entfallen vor allem mögliche zweistufige Konzepte, bei denen getrennt die erste Stufe eine Leistungsfaktorkorrektur durchführt bzw. dem Netz einen möglichst Oberschwingungsarmen Strom entnimmt und die zweite Stufe auf einen konstanten LED-Strom regelt.

1.4 Aufbau der Arbeit

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit der Untersuchung von Schaltungskonzepten für Vorschaltgeräte von LED-Retrofit-Lampen. Das Gesamtsystem muss eine Fülle von gesetzlichen und normativen Anforderungen erfüllen. Diese zeigt das Kapitel 2 auf. Hauptschwerpunkt liegt dabei auf den Anforderungen für das integrierte Vorschaltgerät. Auf diesen basiert die Spezifikation für die Schaltungskonzepte der folgenden Kapitel. Beginnend betrachtet das Kapitel 3 Konverterschaltungen mit einer perfekten Regelung des LED-Stroms auf seinen Sollwert. Die Eingangsstufe ist so dimensioniert, dass der Netzstrom einen Spezialfall der normativen Vorgaben erfüllt. Die Schaltungen von Kapitel 4 stellen hingegen am Eingang eine definierte Netzstromform ein. Der LED-Strom weist dadurch prinzipbedingt gewisse Schwankungen auf, die allerdings durch ein entsprechend dimensioniertes Ausgangsfilter unter die spezifizierten Werte gebracht werden. Kapitel 5 beschreibt einstufige Konverter, die den Ausgangsstrom auf seinen Sollwert regeln und gleichzeitig inhärent eine Formung des Eingangsstroms durchführen. Die drei Hauptkapitel sind annähernd gleich aufgebaut. Sie beginnen zunächst mit einer umfangreichen Analyse des Schaltungskonzepts. Darauf basierend erfolgt die Optimierung und Dimensionierung von mehreren Prototypen unter Einhaltung der Spezifikation aus Kapitel 2. Ein Aufbau der Prototypen und durchgeführte Messungen zeigen die Realisierbarkeit. Die Kapitel schließen jeweils mit einer Zusammenfassung, die nochmals die Vor- und Nachteile des Schaltungskonzepts aufzeigt sowie die realisierten Prototypen miteinander vergleicht. Der Hauptteil endet mit einem zusammenfassenden Vergleich der verschiedenen Schaltungskonzepte. Für die Arbeit werden die grobe Funktionsweise und der Aufbau von leistungselektronischen Grundschaltungen vorausgesetzt. Der Leser sei hier auf einschlägige Literatur, wie z.B. [26], verwiesen. Der Anhang A bietet dem Leser grundlegende Informationen zu lichttechnischen Größen sowie Informationen zur Lichterzeugung mit Leuchtdioden und ihre Eigenschaften. Für einen ungestörten Lesefluss des Hauptteils

⁶ Die Treiberkosten liegen aktuell bei ca. 20 % der Gesamtkosten [2].

wurden einige Rechnungen und weitergehende Ausführungen in die darauf folgenden Anhänge ausgelagert. Dabei enthält der Anhang B Ergänzungen zu den einzelnen Kapiteln, während der Anhang C die Verlustabschätzung der Komponenten beschreibt, die für die Optimierung der Prototypen von Bedeutung sind.

2 Anforderungen an LED-Retrofits

In diesem Hauptkapitel werden die wesentlichen Anforderungen an eine LED-Retrofit-Lampe für die Allgemeinbeleuchtung des europäischen Markts und insbesondere die daraus resultierenden Anforderungen an das notwendige Vorschaltgerät aufgezeigt. Zu Beginn erfolgt diesbezüglich eine Charakterisierung der elektrischen Eingangsgrößen sowie der optischen Ausgangsgrößen. Des Weiteren ist eine große Anzahl an gesetzlichen und normativen Bestimmungen zu erfüllen, die hauptsächlich die Themenbereich Sicherheit, Energieeffizienz, elektromagnetische Verträglichkeit und Umweltverträglichkeit abdecken. Dies wird in den darauffolgenden Unterkapiteln vorgestellt, wobei das Hauptaugenmerk auf der elektromagnetischen Verträglichkeit liegt. Zusammenfassend wird in Kapitel 2.6 eine konzentrierte Spezifikation für die verschiedenen Schaltungskonzepte der folgenden Kapitel abgeleitet. Dabei werden aus der Vielzahl der vorgestellten, erforderlichen Anforderungen diejenigen übernommen, die einen nennenswerten Einfluss auf den Entwurf und die Auslegung der Schaltungskonzepte ausüben.

Das Angebot an Glühlampen für die Allgemeinbeleuchtung umfasst bzw. umfasste gestaffelte, elektrische Leistungen von typischerweise 25 W, 40 W, 60 W, 75 W und 100 W. In dieser Arbeit soll eine herkömmliche 75-W-Glühlampe durch eine bezüglich Lichtstrom, Lichtfarbe und Formfaktor äquivalente LED-Lampe ersetzt und die Untersuchungen zu den verschiedenen Topologien des nötigen Vorschaltgeräts auf diese Klasse beschränkt werden⁷.

2.1 Lichtstrom und Lichtfarbe

In Zeiten der Glühlampe, ohne Alternativen in der Beleuchtungstechnik, war die alleinige Angabe der aufgenommenen elektrischen Leistung in Watt als Kriterium für die Helligkeit ausreichend, da bei diesem Lampentyp Leistung und Helligkeit proportional miteinander korrelieren. Mit dem Einzug energiesparender Leuchtmittel bietet sich nun die Möglichkeit, die gleiche Helligkeit mit einer weitaus geringeren aufgenommenen Leistung zu erreichen. Die Angabe der Leistungsaufnahme zur Bestimmung der Helligkeit unterschiedlicher Leuchtmittel kann dadurch nicht mehr herangezogen werden, sondern lichttechnische Größen, wie typischerweise der Lichtstrom, sind für einen Vergleich notwendig. Für eine 75-W-Glühlampe beträgt der Lichtstrom nach Herstellerangaben und Messungen [28] [29] [30] ungefähr 940 lm. Gemäß der europäischen Verordnung 244/2009 [31] muss eine LED-Lampe darüber hinaus einen höheren Bemessungslichtstrom von 1055 lm für eine entsprechende Äquivalenz besitzen. Beide Richtwerte berücksichtigen aber nicht die Abstrahlcharakteristik von LED-Lampen. Während Glühlampen fast in alle Raumrichtungen rundum abstrahlen, wird bei den meisten LED-Lampen ein Großteil des Lichtstroms radial nach vorne und zur Seite und nicht nach hinten Richtung Sockel abgestrahlt.

⁷ Prinzipiell sind die Untersuchungen an jeder dieser Leistungsklassen durchführbar. Glühlampen ab 60 W waren nach Schätzungen des Energieministeriums der Vereinigten Staaten am verkaufstärksten [27].

Unter einem gewissen Raumwinkel erscheint eine LED-Lampe damit heller, als eine Glühlampe gleichen oder geringeren Lichtstroms. Bild 2.1 zeigt die Abstrahlcharakteristik einer 60-W-Glühlampe im Vergleich mit der LED-Lampe A66 von LEDON mit 800 lm und der LED-Lampe A60 von LEDON mit 600 lm. Obwohl die LED-Lampe mit 800 lm zur 60-W-Glühlampe gemäß den gesetzlichen Vorgaben [31] in ihrer Helligkeit äquivalent sein soll, ist die Lichtstärke der LED-Lampe im Öffnungswinkel von 260° deutlich höher. Dagegen erweist sich die LED-Lampe mit 600 lm bezüglich gleicher Lichtstärke als geeignetere Austauschlösung. Lampenhersteller wie LEDON sowie Verbraucherorganisationen wie die Stiftung Warentest empfehlen daher einen Lichtstrom nach der Faustformel von ca. 10 lm pro Watt elektrischer Leistung des Glühlampenäquivalents [32] [33] [34]. Um eine 75-W-Glühlampe zu ersetzen, ergibt sich mit dieser Argumentation eine Äquivalenz bezüglich der subjektiven Helligkeitswahrnehmung bei einem Lichtstrom der LED-Lampe von ca. 750 lm.

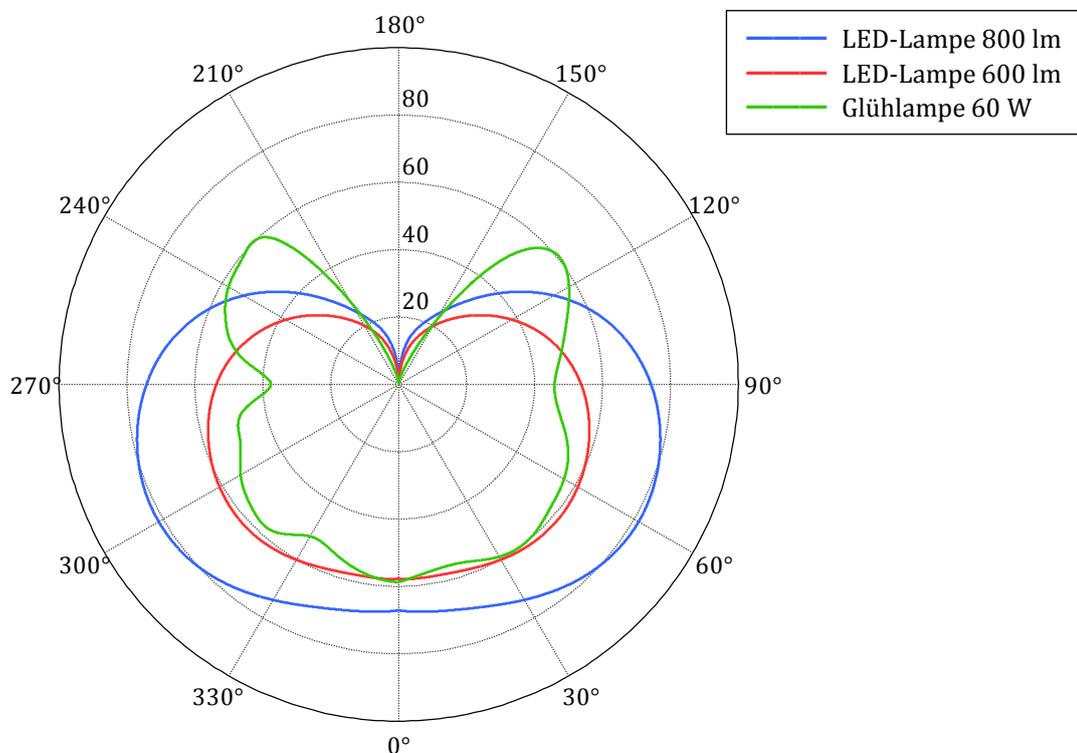


Bild 2.1: Abstrahlcharakteristik einer herkömmlichen 60-W-Glühlampe, der LED-Lampe A66 von LEDON mit 800 lm und der LED-Lampe A60 von LEDON mit 600 lm. Aufgetragen ist die Lichtstärke in cd als Funktion des Polarwinkels. Die Lampen sitzen im Zentrum eines Kugelkoordinatensystems und zeigen in Richtung der positiven z-Achse. Die Abstrahlcharakteristik ist weitestgehend rotationssymmetrisch bezüglich des Azimutwinkels. Daten von LEDON Lamp GmbH [32].

Ausgehend von den drei verschiedenen Betrachtungsweisen wird im Rahmen dieser Arbeit für die LED-Lampe der mittlere der drei Lichtstromwerte gewählt. Mit diesem Lichtstrom von 940 lm leitet sich die entsprechende Ausgangscharakteristik (Kapitel 2.3) für das Vorschaltgerät ab.

Die Wendel einer Glühlampe wird bei einer Temperatur von rund 2800 K betrieben [35] [36] [37] und kann idealisiert als planckscher Strahler aufgefasst werden. Die spektrale Verteilung der Intensität des ausgesandten Lichts der LED-Lampe sollte im sichtbaren Bereich dem charakteristischen Spektrum der Glühlampe möglichst nahe kommen, um eine annähernd gleiche Lichtfarbe und Farbwiedergabe zu erhalten. Entsprechend werden warmweiße LEDs mit einer Farbtemperatur im Bereich um 2800 K und mit einem Farbwiedergabeindex (CRI) von mindestens 80 betrachtet. Dieser Mindestwert für den Farbwiedergabeindex ist von der EU-Verordnung 1194/2012 [38] für LED-Lampen, die nicht im Außen- oder Industriebereich eingesetzt werden, sogar gesetzlich vorgeschrieben.

2.2 Eingangscharakteristik

Das europäische Niederspannungsnetz für den Endverbraucher ist im Gegensatz zu den übergeordneten Netzen als Vierleitersystem ausgeführt. Neben den drei Phasen-/Außenleitern des Drehstromsystems wird zusätzlich ein geerdeter Neutralleiter zum Hausanschluss geführt, um den Anschluss von einphasigen Verbrauchern zu erleichtern. Das Netz wird mit einer genormten Nennspannung von 400 V/230 V bei einer Nennfrequenz von 50 Hz betrieben [39]. Der niedrigere Wert repräsentiert dabei den Effektivwert der sinusförmigen Wechselspannung zwischen einem der Außenleiter und dem Neutralleiter, der höhere Wert bezieht sich auf die Spannung zwischen zwei Außenleitern⁸. Bis auf wenige Verbraucher mit hoher Leistungsaufnahme erfolgt der Anschluss aller Geräte im Hausgebrauch zwischen einem Außenleiter und dem Neutralleiter.

Damit steht dem Vorschaltgerät der LED-Lampe eine nominale Netzspannung von 230 V zur Verfügung. Nach DIN EN 60038 [39] beträgt die Toleranz um diesen Nennwert $\pm 10\%$. Innerhalb dieses Spannungsfensters muss das Gerät zuverlässig arbeiten. Zwar kann gemäß den Merkmalen der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen DIN EN 50160 [40] [41] die Spannung auch kurzfristig außerhalb des Bereichs liegen. Eine Anpassung des Eingangsspannungsbereichs, um größere Schwankungen zu tolerieren, ist im Allgemeinen aber nicht notwendig.

Neben den beiden Versorgungsleitungen steht der Leuchte zusätzlich der Schutzleiter zur Verfügung, um beispielsweise das Gehäuse zu erden. Mit LED-Retrofits ist dieser aber bei der Lampe bzw. dem dort integrierten Vorschaltgerät nicht nutzbar, da der Sockel der Lampe mit der Fassung der Leuchte nur 2-polig miteinander verbunden ist.

2.3 Ausgangscharakteristik

Um den vorgegebenen Wert des Lichtstroms von 940 lm zu erreichen, müssen mehrere einzelne LEDs geringeren Lichtstroms zusammengeschaltet werden. Wie im Anhang A.7 erörtert, ist dabei die elektrische Serienschaltung aller LEDs zu einem LED-Strang, der mit einem konstanten Strom betrieben wird, am sinnvollsten.

⁸ Beide Werte sind über den Verkettungsfaktor $\sqrt{3}$ miteinander verknüpft.

Die Hersteller von LEDs bieten diskrete Chips mit Lichtströmen im Bereich von ca. 30 lm bis 230 lm bei unterschiedlichen Durchlassströmen und -spannungen an. Je nach Wahl der LEDs, ergeben sich unterschiedliche Kombinationen von Strangstrom und Strangspannung zur Erreichung der Sollvorgabe des Lichtstroms von 940 lm. Bild 2.2 zeigt solche möglichen Kombinationen bei der Verwendung von warmweißen⁹, diskreten LEDs aus dem Produktportfolio des Herstellers Cree¹⁰ bei einer Sperrschichttemperatur von 75 °C¹¹. Jeder Strang besitzt eine diskrete Anzahl an LEDs, um den Sollwert des Lichtstroms beim Nennstrom zunächst bestmöglich zu erreichen. Um trotz der diskreten Anzahl den Lichtstromsollwert exakt zu treffen, ist für einen fairen Vergleich der Strangstrom gegenüber dem Nennstrom entsprechend angepasst¹². Zusätzlich sind in Bild 2.2 drei Linien konstanter elektrischer Leistung eingezeichnet. Für eine möglichst hohe Lichtausbeute soll der Lichtstrom von 940 lm bei einer möglichst kleinen aufgenommenen Leistung erreicht werden.

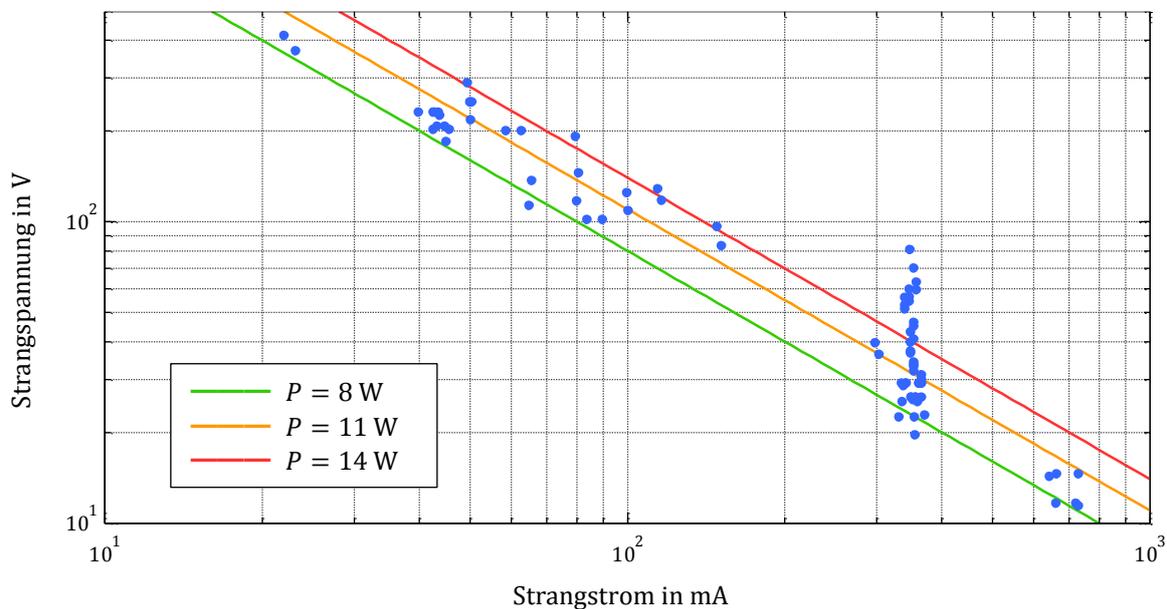


Bild 2.2: Mögliche Kombinationen von Strangstrom und Strangspannung zur Erzeugung von einem Lichtstrom von 940 lm mit warmweißen, diskreten LEDs von Cree.

Der Strom und die Spannung des LED-Strangs haben einen großen Einfluss auf wichtige Faktoren des Vorschaltgeräts, wie beispielsweise Effizienz, Volumen und Kosten. Auch sind für bestimmte Kombinationen nur gewisse Schaltungstopologien überhaupt möglich, da Strangspannung und Netzspannung oftmals in einer schaltungsabhängigen Relation stehen müssen. Aus diesem Grund soll an dieser Stelle noch keine Wahl von Strangstrom

⁹ Die Farbtemperatur liegt im Bereich von 2200 K bis 3700 K. Der Mindestwert für den CRI beträgt 80.

¹⁰ Ein Großteil der LEDs aus dem Produktportfolio von Cree ist auch in kleinen Stückzahlen über gängige Distributoren beziehbar. Das Portfolio anderer Hersteller ist ähnlich aufgebaut, aber schwieriger erhältlich. Dargestellt ist der Stand vom 2015-03-01.

¹¹ Die Datenblätter geben die Werte von Lichtstrom und Vorwärtsspannung bei 25 °C oder 85 °C an. Für davon abweichende Sperrschichttemperaturen können die Werte mit dem angegebenen Temperaturkoeffizienten für die Spannung und der angegebenen Korrekturkurve für den Lichtstrom errechnet werden.

¹² Beträgsmäßig liegt die Anpassung im Mittel bei 2.2 %. Der maximale Vorwärtsstrom wird nicht überschritten und liegt je nach LED-Typ beim drei- bis fünffachen Nennstrom.

und –spannung erfolgen. Stattdessen werden in den einzelnen Kapiteln für jede untersuchte Schaltungstopologie der mögliche Spannungsbereich sowie eine optimale Kombination von Vorschaltgerät und LED-Strang ermittelt. Zusätzlich sind bei der Wahl des Strangs die Anzahl der LEDs zu berücksichtigen. Eine geringe Anzahl an LEDs erschwert unter Umständen eine homogene Leuchtdichtevertelung sowie eine effektive Entwärmung. Bei zu vielen LEDs kann die benötigte Fläche auf der Leiterplatte zu groß werden. Auch sind die Kosten der benötigten LEDs für ein kommerzielles Produkt ein überaus wichtiges Auswahlkriterium¹³.

Ein nicht konstanter Ausgangsstrom des Vorschaltgeräts führt direkt zu Schwankungen im Lichtstrom der LEDs. Der resultierende „Eindruck der Unstetigkeit visueller Empfindungen, hervorgerufen durch Lichtreize mit zeitlicher Schwankung der Leuchtdichten oder der spektralen Verteilung“ wird nach IEV 161-08-13 [42] als Flicker oder im Deutschen auch als Flimmern bezeichnet. Flicker kann sich auf die Gesundheit und das Wohlbefinden von Personen auswirken [43] [44]. Die Auswirkungen können zu Kopf- und Augenschmerzen [45] [46] bis hin zur Auslösung von epileptischen Anfällen [47] [48] führen. Inwieweit Flicker wahrgenommen wird, hängt neben Parametern wie Wellenlänge, Position auf der Netzhaut, Grad der Adaption des Auges und psychologischen Faktoren vor allem stark von der Frequenz und der Modulation des Lichtsignals ab [49] [50].

Bezüglich der Frequenz liegt die kritische Schwelle, ab der eine blinkende Lichtquelle für den menschlichen Betrachter als beständig gesehen wird, im Bereich von ungefähr 50 Hz. Unterhalb dieser Grenze werden die Leuchtdichteänderungen bewusst wahrgenommen [51]. Oberhalb von 100 Hz ist meist keine direkte Wahrnehmung mehr möglich [52] [53] [54]. Dennoch sind entsprechende elektrische Antwortsignale der Netzhaut mit einem Elektretinogramm auch noch bei höheren Frequenzen nachweisbar [55] [56] [57] [58] [59] [60]. Auch können stroboskopische Effekte [54] [61] [62] sowie eine Beeinflussung der Mikrobewegungen der Augen [63] [64] festgestellt werden. Erst ab ca. 2 kHz ist kein signifikanter Einfluss mehr vorhanden [65] [66]. Eine konservative Abschätzung in [67] ergibt eine obere Schranke von 5.4 kHz.

Für eine zeitlich periodisch sich ändernde Leuchtdichte mit einem Maximalwert $L_{v,max}$ und einem Minimalwert $L_{v,min}$ ist die Modulation [68]

$$M = \frac{L_{v,max} - L_{v,min}}{L_{v,max} + L_{v,min}} \quad (2.1)$$

eine gebräuchliche Kenngröße, deren Wert maßgebend für die Wahrnehmbarkeit von Flicker ist. Er liegt zwischen $M = 0$ bei konstanter Leuchtdichte und $M = 1$ für Verläufe von Leuchtdichten, die innerhalb einer Periode bis auf $L_{v,min} = 0$ fallen. Die Modulation bei Glühlampen am europäischen Versorgungsnetz mit einer Leistung im Bereich um die 75 W liegt je nach Typ ungefähr zwischen $M = 0.07$ und $M = 0.13$ [28] [66] [69]. Nach [57] zeigen Messungen mit einem Elektretinogramm bei diesen Modulationen und der entsprechenden Flickerfrequenz von 100 Hz¹⁴ keine signifikanten Aktivitäten der Neuro-

¹³ Kosten spielen in dieser Arbeit nur eine weit untergeordnete Rolle, da diese nicht eruierbar sind.

¹⁴ Die Flickerfrequenz liegt bei der doppelten Netzfrequenz.

nen. Bei LEDs ist für kleine Frequenzen und hinreichend kleinen Änderungen um den Arbeitspunkt der Lichtstrom in erster Näherung proportional zum LED-Strom. Die Modulation der Leuchtdichte nach (2.1) kann hier durch den einfacher zu messenden LED-Strom bzw. Ausgangsstrom I_o des Vorschaltgeräts gemäß

$$M = \frac{I_{o,\max} - I_{o,\min}}{I_{o,\max} + I_{o,\min}} \quad (2.2)$$

ausgedrückt werden.

Im Rahmen dieser Arbeit erfolgt für eine hohe Lichtqualität, das heißt ohne nennenswerten Flicker, eine Begrenzung der Modulation des Ausgangsstroms nach (2.2) auf einen Wert $M = 0.13$. Dabei werden nur die Frequenzanteile unterhalb 2 kHz im Ausgangsstrom berücksichtigt.

Des Weiteren sollten signifikante Frequenzanteile im Lichtstrom bzw. LED-Strom im Bereich von 30 kHz bis 40 kHz sowie bei 56 kHz wenn möglich vermieden werden, da es hier unter Umständen zu Störungen von Infrarot-Übertragungssystemen kommen kann [70], die im Allgemeinen mit Trägerfrequenzen¹⁵ innerhalb dieses Bereichs arbeiten.

2.4 Gesetzliche und normative Anforderungen

Alle Produkte, die in der Europäischen Union (EU) in den Verkehr gebracht werden, müssen generell geltende Anforderungen an Sicherheit, Energieeffizienz und elektromagnetischer Verträglichkeit erfüllen, welche in entsprechenden Richtlinien des Europäischen Parlaments und des Rates festgeschrieben sind. Die Richtlinien müssen durch die einzelnen Mitgliedsstaaten in innerstaatliches Recht umgesetzt werden. In Deutschland ist dazu die Erlassung eines Gesetzes oder einer Verordnung notwendig. Im Gegensatz zu den EU-Richtlinien gelten Verordnungen der Europäischen Union in den Mitgliedsstaaten sofort und bedürfen keiner Umsetzung in nationales Recht.

Die einzelnen Richtlinien beschreiben zwar die grundlegenden Anforderungen, aber keine konkreten Detailvorschriften mit deren Hilfe die Einhaltung der Anforderungen überprüft werden können. Zu deren Konkretisierung listet die EU im Amtsblatt der Europäischen Union (OJEC) harmonisierte Normen unter der jeweiligen Richtlinie. Erfüllt ein Produkt diese Normen, so wird vermutet, dass das Produkt auch den entsprechenden Richtlinienanforderungen genügt (Vermutungswirkung), soweit diese von der betreffenden Normen abgedeckt sind. Zwar besteht keine Verpflichtung die Normen anzuwenden, der Hersteller muss aber ansonsten in den technischen Unterlagen beschreiben, wie er die Anforderungen der Richtlinien erfüllt hat.

Werden alle notwendigen Richtlinien und Verordnungen eingehalten, so bestätigt dies der Hersteller für das Produkt durch eine Konformitätserklärung Diese Erklärung bildet die Basis für die CE-Kennzeichnung gemäß [75]. Nur mit dieser Kennzeichnung dürfen

¹⁵ Gängige Trägerfrequenzen sind 30 kHz, 33 kHz, 36 kHz, 38 kHz, 40 kHz und 56 kHz [71] [72] [73] [74].

betroffene¹⁶ Produkte im Europäischen Wirtschaftsraum in den Verkehr gebracht oder dort betrieben werden.

Im Folgenden werden die einschlägigen gesetzlichen und normativen Anforderungen vorgestellt, die für LED-Lampen relevant sind. In Kapitel 2.6 erfolgt dann eine Reduktion auf die für den Entwurf des Vorschaltgeräts maßgeblichen Anforderungen. Die gesetzlichen und normativen Vorgaben unterliegen einem stetigen Wandel. Die folgenden Ausführungen stützen sich auf den Stand vom 2017-01-01.

2.4.1 Sicherheit

Die Sicherheit der Anwender im Allgemeinen wird durch die europäische Produktsicherheitsrichtlinie 2001/95/EG [77] gefordert. Anforderungen speziell an die Sicherheit elektrischer Betriebsmittel innerhalb bestimmter Spannungsgrenzen fordert die Niederspannungsrichtlinie 2014/35/EU [78]¹⁷. Diese beiden Richtlinien zur Sicherheit sind in Deutschland mit dem Produktsicherheitsgesetz (ProdSG) [80]¹⁸ bzw. durch die Erste Verordnung zum Produktsicherheitsgesetz (1. ProdSV) [82] in nationales Recht umgewandelt. Demnach darf ein Produkt nur in den Verkehr gebracht werden, wenn es bei bestimmungsgemäßer oder vorhersehbarer Verwendung die Sicherheit und Gesundheit von Personen nicht gefährdet sowie kein Risiko für die Umwelt und sonstige Rechtsgüter darstellt. Der Nachweis der entsprechenden Einhaltung wird mit denen im Amtsblatt der Europäischen Union gelisteten harmonisierten Normen [83] [84] erbracht. Tabelle 2.1 und Tabelle 2.2 listen die für LED-Lampen relevanten Normen.

Tabelle 2.1: Normen im Hinblick auf die Sicherheit.

Sicherheit		
▪	DIN EN 61347-1	VDE 0712-30 [85] Geräte für Lampen - Teil 1: Allgemeine und Sicherheitsanforderungen
▪	DIN EN 61347-2-13	VDE 0712-43 [86] Geräte für Lampen - Teil 2-13: Besondere Anforderungen an gleich- oder wechselstromversorgte elektronische Betriebsgeräte für LED-Module
▪	DIN EN 62031	VDE 0715-5 [87] LED-Module für Allgemeinbeleuchtung - Sicherheitsanforderungen
▪	DIN EN 62471	VDE 0837-471 [88] Photobiologische Sicherheit von Lampen und Lampensystemen

¹⁶ Die Produktkategorien sind in den einschlägigen EU-Richtlinien festgelegt [76].

¹⁷ Neufassung der Richtlinie 2006/95/EG [79].

¹⁸ Bisherige Änderung: [81]

Tabelle 2.2: Normen im Hinblick auf die Sicherheit (Fortsetzung).

Sicherheit		
▪	DIN EN 62493	VDE 0848-493 [89] Beurteilung von Beleuchtungseinrichtungen bezüglich der Exposition von Personen gegenüber elektromagnetischen Feldern
▪	DIN EN 62560	VDE 0715-13 [90] LED-Lampen mit eingebautem Vorschaltgerät für Allgemeinbeleuchtung für Spannungen > 50 V - Sicherheitsanforderungen

2.4.2 Arbeitsweise und Effizienz

Die Ökodesignrichtlinie oder auch ErP-Richtlinie 2009/125/EG [91] bildet europaweit den rechtlichen Rahmen für die energieeffiziente und umweltgerechte Gestaltung energieverbrauchsrelevanter Produkte (Energy-related Products, ErP). Die nationale Umsetzung erfolgt in Deutschland durch das Energieverbrauchsrelevante-Produkte-Gesetz (EVPG) [92]¹⁹ Die Ökodesignrichtlinie löst die EuP-Richtlinie [96] ab, die noch auf energiebetriebene Produkte (Energy-using Products, EuP) beschränkt war. Ziel der neuen Richtlinie ist die Forcierung einer umweltgerechten Gestaltung durch die Einsparung von Energie und anderen Ressourcen. Damit soll vor allem eine stärkere Marktdurchdringung energieeffizienter Produkte erreicht werden, bei gleichzeitigem, schrittweisem Ausschluss von ineffizienten Geräten vom europäischen Binnenmarkt. Mit Durchführungsmaßnahmen zur Richtlinie sind konkrete Anforderungen verschiedener Produktgruppen in Form von EU-Verordnungen festgelegt. Bezüglich Lampen im Haushalt sind dies die Verordnungen 244/2009 [31] und 859/2009 [97] als Anforderungen an die umweltgerechte Gestaltung von Haushaltslampen mit ungebündeltem Licht sowie die Verordnung 1194/2012 [38] als Anforderungen an die umweltgerechte Gestaltung von Haushaltslampen mit gebündeltem Licht. Dort stehen im Mittelpunkt vor allem Anforderungen an Effizienz und Eigenschaften sowie die Bereitstellung von Produktinformationen. So werden beispielsweise Mindestwerte für die Lichtausbeute, Lebensdauer, Farbwiedergabe und elektrischen Leistungsfaktor gefordert.

Des Weiteren ist der Hersteller verpflichtet, bestimmte Informationen auf der Verpackung für den Endnutzer vor dem Kauf gut sichtbar anzugeben. Zusätzlich muss gemäß der Verordnung 874/2012 [98] für elektrische Lampen eine spezielle Energieverbrauchskennzeichnung angebracht werden, bei der die Lampe einer der Energieeffizienzklassen A++ (hohe Effizienz) bis E (niedrige Effizienz) gemäß Tabelle 2.3 zugeordnet ist. Der Energieeffizienzindex EEI wird dabei für LED-Lampen mit der zugeschnittenen Größengleichung

¹⁹ Bisherige Änderungen: [93] [94] [95]

2.4.3 Elektromagnetische Verträglichkeit

Die europäischen EMV-Richtlinie 2014/30/EU [103]²⁰ stellt Forderungen an die elektromagnetische Verträglichkeit von Betriebsmitteln. Sie ist mit dem Gesetz über die elektromagnetische Verträglichkeit von Betriebsmitteln (EMVG) [105] in deutsches Recht umgesetzt. Der Begriff elektromagnetische Verträglichkeit wird dabei in [103, S. 84] definiert als „die Fähigkeit eines Betriebsmittels, in seiner elektromagnetischen Umgebung zufrieden stellend zu arbeiten, ohne dabei selbst elektromagnetische Störungen zu verursachen, die für andere Betriebsmittel in derselben Umgebung unannehmbar wären“. Dabei ist eine elektromagnetische Störung „jede elektromagnetische Erscheinung, die die Funktion eines Betriebsmittels beeinträchtigen könnte“ [103, S. 84]. Betriebsmittel müssen demnach so konstruiert und gefertigt sein, dass sie die beiden daraus abgeleiteten, grundlegenden Schutzanforderungen [103] erfüllen. Einerseits muss die eigene Störaussendung so gering sein, dass ein bestimmungsgemäßer Betrieb von Funk- und Telekommunikationsgeräten oder anderen Betriebsmitteln nicht beeinträchtigt wird. Andererseits muss das Betriebsmittel selbst eine hinreichende Störfestigkeit aufweisen, um bei bestimmungsgemäßem Betrieb gegen die zu erwarteten elektromagnetischen Störungen unempfindlich zu sein. Die Richtlinie selbst enthält keine einzuhaltenden Grenzwerte. Werden aber die im Amtsblatt der Europäischen Union zur Richtlinie gelisteten harmonisierten Normen [106] vom Hersteller eingehalten, so darf vermutet werden, dass die Schutzanforderungen erfüllt sind. Tabelle 2.5 listet die für LED-Lampen relevanten Normen.

Tabelle 2.5: Normen im Hinblick auf die elektromagnetische Verträglichkeit.

Elektromagnetische Verträglichkeit	
▪ DIN EN 55015	VDE 0875-15-1 [107] Grenzwerte und Messverfahren für Funkstörungen von elektrischen Beleuchtungseinrichtungen und ähnlichen Elektrogeräten
▪ DIN EN 61000-3-2	VDE 0838-2 [108] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 3-2: Grenzwerte - Grenzwerte für Oberschwingungsströme (Geräte-Eingangsstrom ≤ 16 A je Leiter)
▪ DIN EN 61000-3-3	VDE 0838-3 [109] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 3-3: Grenzwerte - Begrenzung von Spannungsänderungen, Spannungsschwankungen und Flicker in öffentlichen Niederspannungs-Versorgungsnetzen für Geräte mit einem Bemessungsstrom ≤ 16 A je Leiter, die keiner Sonderanschlussbedingung unterliegen
▪ DIN EN 61547	VDE 0875-15-2 [110] Einrichtungen für allgemeine Beleuchtungszwecke - EMV-Störfestigkeitsanforderungen

²⁰ Neufassung der Richtlinie 2004/108/EG [104].

Beim Entwurf des Vorschaltgeräts ist es zwingend erforderlich die Normen bezüglich der elektromagnetischen Verträglichkeit zu berücksichtigen. Sie werden deshalb im Folgenden kurz vorgestellt sowie ihre Relevanz auf den Entwurf erörtert.

2.4.3.1 DIN EN 55015

Die Norm DIN EN 55015 legt Grenzwerte und Messverfahren für Funkstörungen von elektrischen Beleuchtungseinrichtungen fest. Dabei wird zwischen leitungsgeführten und feldgebundenen Störgrößen unterschieden. Für die leitungsgeführten Störungen sind die Störspannungen an den Stromversorgungsanschlüssen im Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz reglementiert. Diese dürfen die in Tabelle 2.6 aufgelisteten Pegel nicht überschreiten.

Tabelle 2.6: Grenzwerte der Störspannungen an den Stromversorgungsanschlüssen nach DIN EN 55015²¹.

Frequenzbereich	Grenzwerte in dB μ V	
	Quasispitzenwert	Mittelwert
9 kHz bis 50 kHz	110	-
50 kHz bis 150 kHz	90 bis 80 ²²	-
150 kHz bis 0.5 MHz	66 bis 56 ²²	56 bis 46 ²²
0.5 MHz bis 5 MHz	56	46
5 MHz bis 30 MHz	60	50

Des Weiteren müssen Lampen und Leuchten mit einem eingebauten elektronischen Vorschaltgerät Anforderungen an die abgestrahlte Störaussendung erfüllen. Für den Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz werden in der Norm dafür Grenzwerte der magnetischen Komponente der Störfeldstärke als gemessener Strom in einer Rahmenantenne definiert. Für Frequenzen von 30 MHz bis 300 MHz sind Grenzwerte für die elektrische Feldstärke vorgegeben.

Die abgestrahlten Störgrößen hängen maßgeblich vom endgültigen Aufbau der kompletten Lampe ab und werden deshalb im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter berücksichtigt. Hingegen beeinflussen die leitungsgebundenen Störungen maßgeblich den Entwurf des Vorschaltgeräts, speziell die Auslegung des notwendigen Eingangsfilters.

2.4.3.2 DIN EN 61000-3-2

Die Norm DIN EN 61000-3-2 ist für alle elektrischen und elektronischen Geräte mit einem Eingangsstrom kleiner oder gleich 16 A je Leiter anzuwenden, die für den Anschluss an das öffentliche Niederspannungsversorgungsnetz vorgesehen sind. Die Norm setzt Grenzwerte für die Oberschwingungen des Eingangsstroms bei Vielfachen der Netzfrequenz fest, die durch eine nichtsinusförmige Stromaufnahme des Geräts hervorgerufen werden

²¹ Bei den Übergangsfrequenzen gelten die niedrigeren Grenzwerte.

²² Der Grenzwert fällt in diesem Bereich linear mit dem Logarithmus der Frequenz.

können. Beleuchtungseinrichtungen fallen unter die Klasse C, deren Grenzwerte von der aufgenommenen Wirkleistung abhängen.

Bei allen Beleuchtungseinrichtungen mit einer Eingangswirkleistung größer als 25 W dürfen die Oberschwingungsströme die in der Spalte 2 von Tabelle 2.7 angegebenen relativen Grenzwerte nicht überschreiten. Der relative Grenzwert in Prozent ist dabei der zulässige Höchstwert des Oberschwingungsstroms bezogen auf den Strom der Grundschwingung ($n = 1$). Für $n = 3$ ist der Grenzwert zusätzlich abhängig vom elektrischen Leistungsfaktor λ^{23} der Schaltung.

Für Leistungen kleiner oder gleich 25 W definiert die zurzeit aktuelle Norm [108] nur Anforderungen für Beleuchtungseinrichtungen mit bzw. für Entladungslampen, nicht aber für LED-Lampen. Je stärker sich aber der Gebrauch von LEDs als Leuchtmittel durchsetzt, umso sinnvoller erscheint es die Norm auch in dieser Leistungsklasse auf diesen Typ von Lampen auszudehnen, um auch in Zukunft die Qualität des Versorgungsnetzes trotz der steigenden Zahl an LED-Treibern sicherzustellen²⁴. Schon heute wenden teilweise die Hersteller freiwillig die Norm auf ihre LED-Beleuchtungseinrichtungen an. Im Rahmen dieser Arbeit sollen deshalb auch LED-Lampen des unteren Leistungsbereichs von dieser Norm erfasst werden. Hier dürfen die Effektivwerte der Oberschwingungsströme die in der Spalte 3 von Tabelle 2.7 angegebenen leistungsbezogenen Grenzwerte J_n nicht überschreiten. Die Grenzwerte sind dabei in mA pro 1 W Eingangswirkleistung angegeben und entsprechen denen der Klasse D.

Tabelle 2.7: Tabellarische Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 für die Oberschwingungsströme von Beleuchtungseinrichtungen (Klasse C). Für $P > 25$ W beziehen sich die relativen Grenzwerte der Oberschwingungen auf die Grundschwingung. Für $P \leq 25$ W sind die Grenzwerte auf die Eingangsleistung bezogen.

	$P > 25$ W	$P \leq 25$ W
Harmonische n	Relativer Grenzwert in %	Grenzwert J_n in mA/W
2	2	-
3	30λ	3.4
5	10	1.9
7	7	1
9	5	0.5
$11 \leq n \leq 39^{25}$	3	$3.85/n$

Bis auf eine Ausnahme für die zweite Harmonische bei Leistungen $P > 25$ W sind nur Grenzwerte für die ungeraden Oberschwingungen vorgegeben. Unsymmetrische Steuer-

²³ Definition nach [111].

²⁴ Kurz vor der Einreichung dieser Arbeit wurde der Norm-Entwurf E DIN EN 61000-3-2:2017-03 [112] mit Änderungen zur Norm DIN EN 61000-3-2:2015-03 [108] veröffentlicht. Darin gelten die Grenzwerte nicht mehr nur noch für Gasentladungslampen, sondern für Lampen und Leuchten allgemein. Damit fallen zukünftig auch LED-Lampen unter die Norm.

²⁵ Nur für ungerade n .

prinzipien entsprechend IEC 161-07-12 [42], die gerade Harmonische hervorrufen würden, dürfen nach Norm ohnehin unter ganz speziellen Bedingungen verwendet werden.

Alternativ kann für den unteren Leistungsbereich mit $P \leq 25 \text{ W}$ anstatt der tabellarischen Grenzwerte auch die Anforderung an eine in der Norm beschriebene Kurvenform erfüllt werden. Hierfür müssen folgende Bedingungen für eine Konformität erfüllt sein:

- $I_3/I_1 \leq 86 \%$
- $I_5/I_1 \leq 61 \%$
- Strom-Schwellenwert 5 % wird vor oder bei 60° erreicht
- Strom-Spitzenwert liegt vor oder bei 65°
- Strom sinkt nicht vor 90° auf den Strom-Schwellenwert 5 %

Dabei bezeichnet I_n den Effektivwert des Stroms der n -ten Harmonischen. Der Strom-Schwellenwert 5 % bezieht sich auf den höchsten absoluten Spitzenwert im Messfenster. Als Referenzwert für die Phasenwinkel liegt der Nulldurchgang der Grundschwingung der Versorgungsspannung bei 0° . Zur Veranschaulichung zeigt Bild 2.3 eine mögliche Kurvenform des Netzstroms mit den relevanten Phasenwinkeln und Stromparametern. Darin bezeichnet $I_{p(\text{abs})}$ den höchsten Absolutwert der Spitzenwerte I_{p+} und I_{p-} .

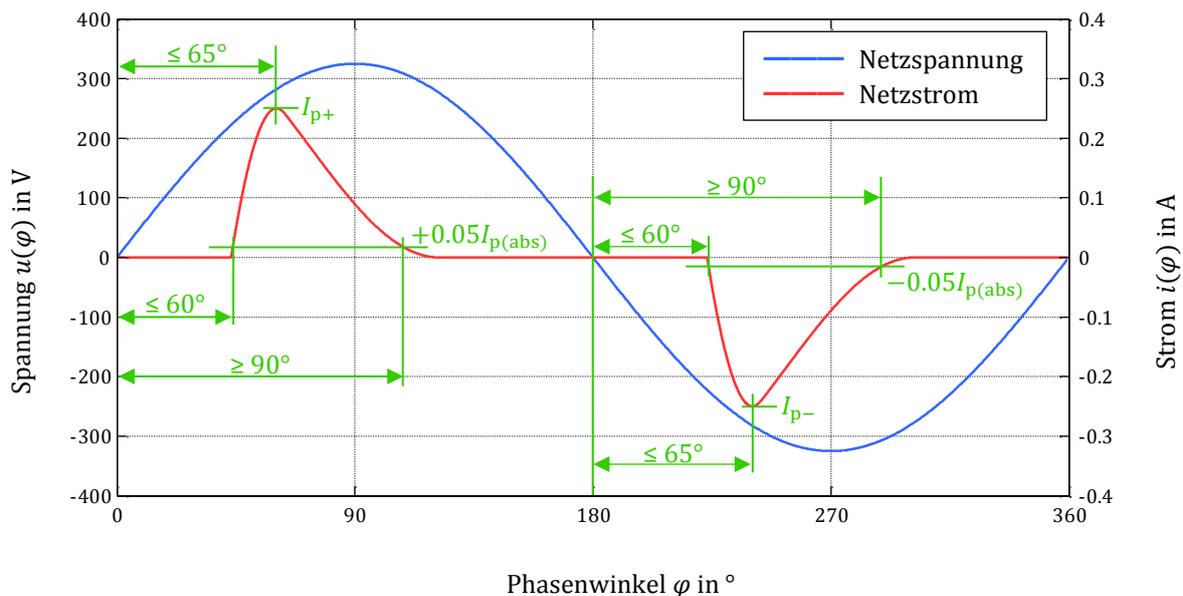


Bild 2.3: Verdeutlichung der relativen Phasenwinkel und der Stromparameter zur Beschreibung der Kurvenform nach DIN EN 61000-3-2 [108]. Die Werte von I_{p+} und I_{p-} sind nicht relevant.

Neben den Grenzwerten selbst gibt die Norm auch Anforderungen an die Messeinrichtungen sowie Prüfbedingungen vor. So sind die Messungen bei der Nennspannung und Nennfrequenz durchzuführen.

Zur Einhaltung der Grenzwerte der Stromüberschwingungen sind schaltungstechnische Maßnahmen zur Leistungsfaktorkorrektur nötig. Damit bildet diese Norm den Kern für die Auswahl des Schaltungskonzepts und der Schaltungstopologie sowie deren Auslegung.

2.4.3.3 DIN EN 61000-3-3

Die Norm DIN EN 61000-3-3 legt Grenzen für Spannungsschwankungen und Flicker fest, die dem öffentlichen Niederspannungsnetz eingeprägt werden. Sie ist generell auf alle elektrischen und elektronischen Geräte mit einem Eingangsstrom von bis zu und einschließlich 16 A pro Leiter anzuwenden. Aufgrund der kleinen, aber von null verschiedenen Innenimpedanz des Netzes führt ein sich ändernder Laststrom eines Geräts zu zeitlichen Schwankungen der Versorgungsspannung. Diese Spannungsschwankungen können vor allem bei Glühlampen zu einer Lichtstromänderung führen. Lampen mit einem elektronischen Vorschaltgerät erzeugen im Allgemeinen keinen Flicker durch Spannungsschwankungen. Die Norm gibt Grenzwerte sowohl für die maximale Spannungsschwankung, als auch Grenzwerte für Kurzzeit- und Langzeitflicker vor.

Da aber für einzelne Lampen keine Grenzwerte gelten, ist diese Norm hier nicht weiter relevant.

2.4.3.4 DIN EN 61547

Die EMV-Störfestigkeitsanforderungen für Einrichtungen für allgemeine Beleuchtungszwecke sind in der Produktnorm DIN EN 61547 erfasst. Lampen mit einem eingebauten elektronischen Vorschaltgerät müssen die Prüfanforderungen nach Tabelle 2.8 mit dem entsprechenden Bewertungskriterium erfüllen. Die Prüfungen sind gemäß den zugrundeliegenden Grundnormen DIN EN 61000-4-x durchzuführen.

Tabelle 2.8: EMV-Festigkeitsanforderungen für Lampen mit eingebautem elektronischen Vorschaltgerät nach DIN EN 61547 zusammen mit der zugrundeliegenden Fachgrundnorm DIN EN 61000-4-x.

Prüfanforderung	Grundnorm	Bewertungskriterium
Entladung statischer Elektrizität (ESD)	2 [113]	B
Hochfrequente elektromagnetische Felder	3 [114]	A
Netzfrequente elektromagnetische Felder	8 [115]	A
Schnelle Transienten (Burst)	4 [116]	B
Eingespeiste, asymmetrische, hochfrequente Ströme	6 [117]	A
Stoßspannungen/-ströme (Surge)	5 [118]	C
Spannungseinbrüche	11 [119]	C
Spannungskurzzeitunterbrechungen	11 [119]	B

Anhand von unterschiedlichen Bewertungskriterien muss die Arbeitsweise der Beleuchtungseinrichtung anhand der Lichtstärke der Lampe sowie die Funktion des Vorschaltgeräts während und nach der Prüfung festgestellt werden. Die Kriterien sind in Tabelle 2.9 gelistet.

Bis auf eine möglicherweise notwendige spezielle Schutzschaltung gegenüber Stoßspannungen/-ströme ergibt sich normalerweise kein nennenswerter Einfluss der Norm auf

den Entwurf des Vorschaltgeräts. Erwähnenswert ist hierbei die relativ geringe Anforderung von ± 500 V für die Stoßspannungsprüfung. In der Praxis treten aber häufig höhere Spannungen auf, sodass im eigenen Interesse des Herstellers zur Sicherung der Qualität seiner Produkte eine höhere Spannung für diesen Test ratsam ist. So werden im Niederspannungsnetz bei Transienten atmosphärischen Ursprungs typischerweise Spannungen von bis zu 2 kV beobachtet [120]. Es können aber auch höhere Werte [121] [122] bis hin zu ca. 6 kV [120] [123] auftreten.

Tabelle 2.9: Bewertungskriterien zu den Prüfanforderungen nach DIN EN 61547.

Bewertungskriterien
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Bewertungskriterium A Keine Änderung der Lichtstärke der Lampe und der Arbeitsweise des Vorschaltgeräts. ▪ Bewertungskriterium B Während der Prüfung darf die Lichtstärke jeden Wert annehmen, das Vorschaltgerät braucht nicht zu funktionieren. Nach der Prüfung muss sich der vorherige Zustand des Vorschaltgeräts wieder einstellen. Die Lichtstärke muss innerhalb einer Minute wieder ihren ursprünglichen Wert annehmen. ▪ Bewertungskriterium C Während und nach der Prüfung ist jede Änderung der Lichtstärke zulässig. Nach 30 min muss die Lampe wieder ordnungsgemäß funktionieren. Dazu ist auch eine zeitweilige Unterbrechung der Netzversorgung möglich.

2.4.4 Umweltverträglichkeit

Die europäische RoHS-Richtlinie 2011/65/EU [124] [125] [126] zur Begrenzung bestimmter gefährlicher Stoffe (Restriction of certain Hazardous Substances, RoHS) in Elektro- und Elektronikgeräten setzt das Ziel die Umwelt und die menschliche Gesundheit vor Schadstoffen zu schützen. Sie legt dazu Beschränkungen zur Verwendung von Blei, Quecksilber, Cadmium, sechswertiges Chrom, Polybromierte Biphenyle (PBB) und Polybromierte Diphenylether (PBDE) fest. Mit der Elektro- und Elektronikgeräte-Stoff-Verordnung (ElektroStoffV) [127]²⁶ ist die Richtlinie in deutsches Recht umgesetzt. Danach müssen alle verwendeten Bauteile und Komponenten frei von den aufgeführten Stoffen sein, wodurch auf die ausschließliche Verwendung von RoHS-konformen Bauteilen bei der Herstellung geachtet werden muss. Dies bringt auch den Einsatz von bleifreiem Lot mit sich. Mit delegierten Richtlinien²⁷ wurden dem Anhang der RoHS-Richtlinie zahlreiche Ausnahmen für Spezialanwendungen hinzugefügt, die hier aber nicht weiter relevant sind.

²⁶ Bisherige Änderungen: [128] [129] [130] [131] [132]

²⁷ Bisherige Richtlinien: 2012/50/EU, 2012/51/EU, 2014/1/EU bis 2014/16/EU, 2014/69/EU bis 2014/76/EU, 2015/573/EU, 2015/574/EU, 2015/863/EU, 2016/585/EU

Zur Vollständigkeit sei noch die europäische WEEE-Richtlinie 2012/19/EU [133] mit der deutschen Umsetzung im Elektro- und Elektronikgerätegesetz (ElektroG) [134]²⁸ erwähnt. Ziel ist die Vermeidung von Elektro- und Elektronikgeräteschrott (Waste of Electrical and Electronic Equipment, WEEE). Danach müssen bis auf wenige Ausnahmen alle Elektro- und Elektronikgeräte nach dem Lebensende des Produkts dem Recycling zugeführt werden. Dies ist mit dem vorgeschriebenen Symbol einer durchgestrichenen Abfalltonne zu kennzeichnen.

2.5 Thermische Anforderungen

Das thermische Management besitzt eine wesentliche Bedeutung beim Entwurf einer LED-Lampe, um eine hohe Lichtqualität, Lebensdauer und Zuverlässigkeit sicherzustellen [137]. Zwar besitzen LEDs im Vergleich zu Glühlampen eine hohe Lichtausbeute, dennoch werden nur rund 30 % der zugeführten elektrischen Leistung in sichtbare Strahlung umgewandelt (Anhang A.4). Dies bedeutet im Gegenzug, dass 70 % Verlustleistung entsteht, die anders als bei den thermischen Strahlern, nicht im Infrarotbereich abgestrahlt wird, sondern als Wärme direkt im LED-Chip entsteht. Da eine hohe Chiptemperatur zu einer Degradation von Lebensdauer und Lichtstrom der LED führt, muss durch ein entsprechendes thermisches Design die Verlustwärme effektiv an die Umgebung abgeführt werden. Auch das integrierte Vorschaltgerät erzeugt Wärme bedingt durch seine Verlustleistung. Dessen Anteil fällt durch den relativ hohen Wirkungsgrad zwar geringer aus, eine Berücksichtigung ist aber dennoch notwendig [138].

Die Simulation des thermischen Verhaltens des kompletten Systems in Interaktion mit der Umgebung ist überaus komplex und nur mit Hilfe von numerischen Finite-Elementen-Methoden (FEM) möglich [139] [140] [141] [142] [143] [144] [145]. Bild 2.4 (links) zeigt die Oberflächentemperatur einer LED-Lampe mit einer Eingangsleistung von 10 W im stationären Zustand bei einer Umgebungstemperatur von 25 °C und natürlicher Konvektion, basierend auf einer FEM-Simulation mit *Comsol Multiphysics* (entnommen aus [146]). Es stellt sich hier eine Chiptemperatur der LEDs von 85 °C ein. Mit der erhöhten Temperatur ist der Lichtstrom im Vergleich zu den Datenblattangaben bei 25 °C entsprechend reduziert (vgl. Anhang A.5.1). Dies wurde bereits in den Berechnungen für Bild 2.2 mit einbezogen. Weiterhin ist aus der Grafik ersichtlich, dass bei diesem Beispiel auch das Vorschaltgerät selbst einen signifikanten Wärmebeitrag liefert. Für die Elektronik bedeutet dies ebenfalls eine entsprechend hohe lokale Umgebungstemperatur, welche im Allgemeinen auch hier die Zuverlässigkeit und Lebensdauer der Komponenten herabsetzt. Bild 2.4 (rechts) zeigt eine Thermografieaufnahme der LED-Lampe bei horizontalem Betrieb (entnommen aus [146]). Die Temperatur des Kühlkörpers liegt zwischen 28 °C und 37 °C.

Da der Fokus dieser Arbeit auf den verschiedenen Schaltungskonzepten zur Ansteuerung der LEDs liegt, wird eine thermische Auslegung der LED-Lampe nicht weiter berücksichtigt.

²⁸ Bisherige Änderungen: [135] [136]

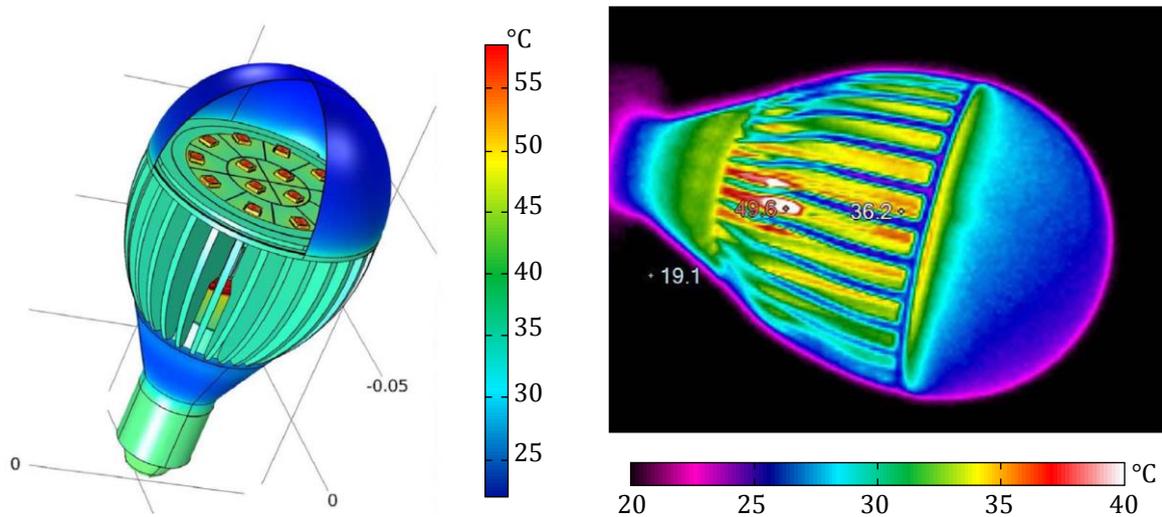


Bild 2.4: Links: Simulierte Oberflächentemperatur einer LED-Lampe mit einer Eingangsleistung von 10 W bei natürlicher Konvektion und 25 °C Umgebungstemperatur im stationären Zustand [146]. Rechts: Wärmebild der horizontal montierten LED-Lampe [146].

2.6 Spezifikation

Aus den vorherigen Unterkapiteln wurde deutlich, dass eine Vielzahl an Anforderungen aus unterschiedlichen Bereichen erfüllt sein müssen, um eine LED-Retrofit-Lampe für die Allgemeinbeleuchtung in der Europäischen Union vermarkten und betreiben zu dürfen. Mit der Beschränkung auf die für diese Arbeit relevanten Anforderungen soll im Hinblick auf die Auslegung der verschiedenen Schaltungstopologien der nachfolgenden Kapitel die Spezifikation nach Tabelle 2.10 gelten.

Tabelle 2.10: Spezifikation im Hinblick auf die Auslegung der verschiedenen Schaltungstopologien.

Lichtstrom und Lichtfarbe:	
▪ Lichtstrom:	940 lm
▪ Farbtemperatur:	2200 K...3300 K
▪ Farbwiedergabeindex:	≥ 80
▪ Modulation:	≤ 0.13 (für Frequenzkomponenten unter 2 kHz)
Eingangsscharakteristik:	
▪ Nominale Eingangsspannung:	230 V
▪ Eingangsspannungsbereich:	205 V...255 V
▪ Nominale Frequenz:	50 Hz
▪ Frequenzbereich:	47 Hz...52 Hz
▪ Elektrischer Leistungsfaktor:	> 0.5
▪ Eingangswirkleistung:	≤ 12.4 W (EEI ≤ 0.17)

Normative Anforderungen:

- Einhaltung der Grenzwerte für leitungsgebundene Störungen im Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz nach DIN EN 55015.
- Einhaltung der Grenzwerte für die Oberschwingungen im Eingangsstrom gemäß der Klasse C der Norm DIN EN 61000-3-2.

Während die Eingangscharakteristik des Vorschaltgeräts genau spezifiziert wird, erfolgt an dieser Stelle keine generelle Festlegung von Ausgangsspannung und Ausgangsstrom. Stattdessen werden in den einzelnen Kapiteln für jede untersuchte Schaltungstopologie weitestgehend optimale Werte bezüglich der Gesamteffizienz der LED-Lampe ermittelt, um mit einem geeignet gewählten LED-Strang die Spezifikation von Lichtstrom und Lichtfarbe zu erfüllen.

Die Anforderungen an die Strom Oberschwingungen nach DIN EN 61000-3-2, die leitungsgebundenen Störungen nach DIN EN 55015 sowie den Leistungsfaktor gelten bei nominaler Eingangsspannung, nominaler Frequenz und nominalem Lichtstrom. Auch die Messung der Eingangswirkleistung wird in diesem Nennarbeitspunkt durchgeführt.

3 Einstufige Konverter mit Regelung des Ausgangsstroms

Die klassische Eingangsstufe eines Konverters bestehend aus einem Brückengleichrichter mit nachfolgendem Glättungskondensator ist eine einfache und vielfach eingesetzte Methode zur Konversion der wechselförmigen Netzspannung in eine annähernd konstante Gleichspannung. Aus dieser noch variierenden Spannung versorgt dann ein nachgeschalteter DC/DC-Wandler die angeschlossene Last mit einer nunmehr geregelten Konstantspannung oder einem geregelten Konstantstrom. Das beschriebene Gesamtsystem mit einem LED-Strang als Last stellt Bild 3.1 dar.

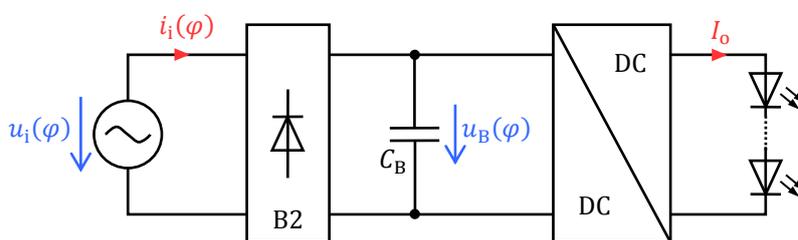


Bild 3.1: Schaltbild des Gesamtsystems zur Versorgung eines LED-Strangs mit einem Konstantstrom I_o aus dem Versorgungsnetz.

Nachteilig an der beschriebenen Gleichrichtung der Netzspannung mit B2-Brücke und Speicherkondensator ist der hohe Oberschwingungsgehalt im Eingangsstrom. Wie im Anhang B.1.1.2 gezeigt, können ohne weitere Maßnahmen die tabellarischen Grenzwerte für die Oberschwingungsströme nach DIN EN 61000-3-2 nicht eingehalten werden. Eine Möglichkeit zur Reduzierung der Oberschwingungen und Erhöhung des Leistungsfaktors bietet der Einsatz von passiven Filternetzwerken. Die einfachste und auch gebräuchlichste Realisierung stellt dabei eine Induktivität in der Netzleitung dar [147] [148] [149] [150]. Aber auch Filter zweiter Ordnung [151] [152] [153] [154] oder komplexe Filterstrukturen höherer Ordnung [155] [156] aus einer Verschaltung von Induktivitäten und Kapazitäten sind denkbar. Für den hier betrachteten Leistungsbereich $P \leq 12.4 \text{ W}$ werden allerdings die benötigten Werte der Filterkomponenten zur Einhaltung der tabellarischen Grenzwerte übermäßig hoch. Entsprechende Dimensionierungen sind im Anhang B.1.1.3 durchgeführt. Für Beleuchtungseinrichtungen mit einer Leistung $P \leq 25 \text{ W}$ besteht allerdings die Möglichkeit nicht die tabellarischen Werte der DIN EN 61000-3-2 zu erfüllen, sondern alternativ die Anforderung an die in der Norm beschriebene Kurvenform. Dieses Vorgehen wird im Folgenden diskutiert. Dabei werden bei der Realisierung und Auslegung des DC/DC-Wandlers von Bild 3.1 mit dem Buck-²⁹ und dem Boost-Konverter³⁰ zwei getaktete Topologien als auch die Ballastierung des LED-Strangs mit einer linearen Stromquelle untersucht.

²⁹ Die deutsche Bezeichnung lautet Abwärtswandler oder Tiefsetzsteller. In dieser Arbeit wird aber der gebräuchlichere Ausdruck „Buck-Konverter“ verwendet.

³⁰ Im deutschen Aufwärtswandler oder Hochsetzsteller.

3.1 Aufbau und Funktionsweise bei getakteten Topologien

Bei der Ausführung des DC/DC-Wandlers aus Bild 3.1 mit einer getakteten Topologie kann der Wandler mit der angeschlossenen Last als Leistungssenke gemäß Bild 3.2 modelliert werden, die aus dem Zwischenkreiskondensator C_B eine konstante Leistung P entnimmt. Die sinusförmige Wechselspannung

$$u_i(\varphi) = \hat{u}_i \sin(\varphi), \quad (3.1)$$

welche die Netzspannung repräsentiert, speist die Schaltung.

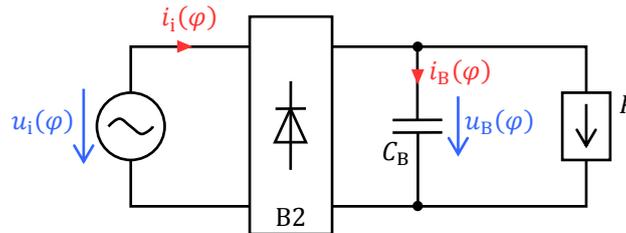


Bild 3.2: Prinzipielles Schaltbild der Eingangsstufe mit B2-Brückengleichrichter, Zwischenkreiskondensator C_B und Leistungssenke P .

Der Anhang B.1.1 führt die schaltungstechnische Analyse durch, sodass an dieser Stelle nur die Ergebnisse vorgestellt werden.

Bild 3.3 zeigt den Einfluss der leistungsbezogenen Zwischenkreiskapazität C_B/P auf die minimal auftretende Zwischenkreisspannung $U_{B,\min}$ sowie den Einfluss auf den Leistungsfaktor λ .

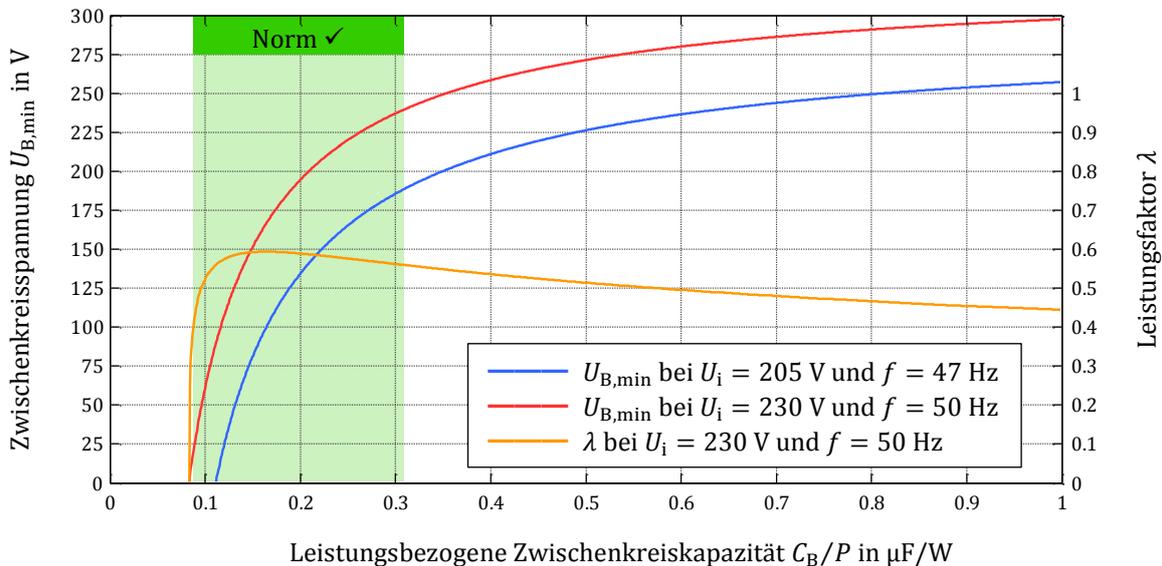


Bild 3.3: Minimale Spannung $U_{B,\min}$ am Zwischenkreiskondensator und Leistungsfaktor λ als Funktion der leistungsbezogenen Zwischenkreiskapazität C_B/P . Der grün hinterlegte Bereich erfüllt die Beschreibung der Kurvenform gemäß DIN EN 61000-3-2.

Erwartungsgemäß sinkt die minimale Zwischenkreisspannung monoton mit kleiner werdenden Kapazitätswerten ab. Bei Nennbetrieb ist beim Minimalwert

$$\frac{C_B}{P} = 0.083 \frac{\mu\text{F}}{\text{W}} \quad (3.2)$$

nach (B.11) eine Überbrückung des Nulldurchgangs der Netzspannung nicht mehr möglich. Der Leistungsfaktor besitzt mit $\lambda = 0.594$ bei

$$\frac{C_B}{P} = 0.164 \frac{\mu\text{F}}{\text{W}} \quad (3.3)$$

ein Maximum. Während er bei geringeren Kapazitätswerten rasch auf null abfällt, nähert er sich mit steigenden Werten nur langsam der Nulllinie. Neben den beiden beschriebenen Kurven ist in Bild 3.3 zusätzlich ein grüner Bereich markiert. Die zugehörige Kurvenform des Netzstroms erfüllt dort die Beschreibung nach DIN EN 61000-3-2. Angrenzend hin zu größeren Kapazitätswerten erfolgt zunächst eine Überschreitung der Grenzwerte für I_5/I_1 und I_3/I_1 , bevor ab $C_B/P = 0.62 \mu\text{F}/\text{W}$ der Nachladeimpuls zeitlich so kurz wird, dass zusätzlich auch die Bedingungen für die Phasenwinkel verletzt werden.

Um die Spezifikation von Tabelle 2.10 zu erfüllen, muss bei der Nenneingangsspannung sowohl die Beschreibung der Kurvenform erfüllt sein, als auch ein Leistungsfaktor von $\lambda > 0.5$ vorliegen. Gleichzeitig soll bei der kleinsten Netzspannung und -frequenz die Zwischenkreisspannung nicht auf null absinken. Damit ist der Bereich für die leistungsbezogene Zwischenkreiskapazität durch

$$0.111 \frac{\mu\text{F}}{\text{W}} < \frac{C_B}{P} < 0.309 \frac{\mu\text{F}}{\text{W}} \quad (3.4)$$

gegeben. Im betrachteten Leistungsbereich zwischen ca. 7 W und 12 W sind Kapazitätswerte gemäß Bild 3.4 nötig. Die Berücksichtigung der Toleranz realer Kondensatoren erfordern zusätzlich einen gewissen Abstand zu diesen Grenzen (gestrichelte Kurven in Bild 3.4).

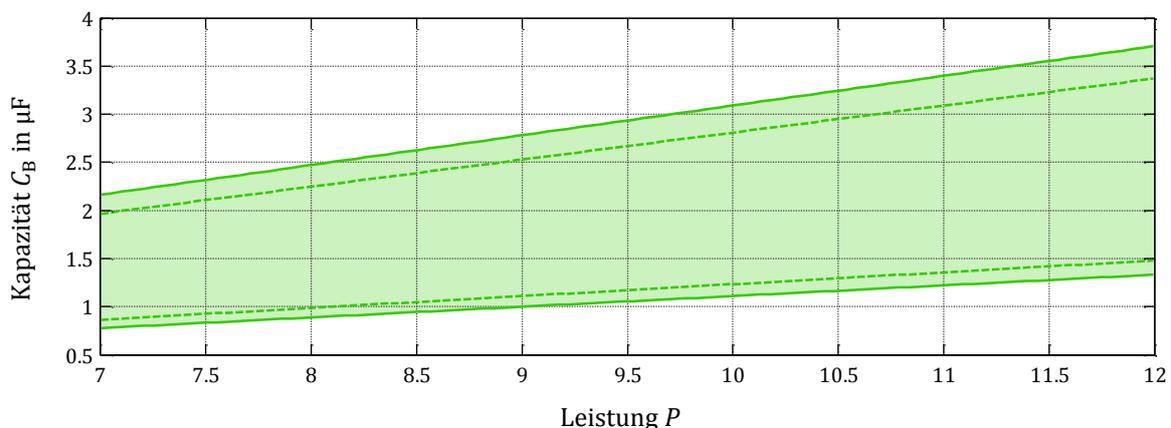


Bild 3.4: Zulässiger Bereich der Zwischenkreiskapazität C_B nach (3.4) in Abhängigkeit der Leistung P . Die gestrichelten Kurven berücksichtigen eine Toleranz von 10 % des Kapazitätswerts.

Der notwendige Kapazitätswert ist gering genug, um im sehr begrenzten Bauvolumen einer LED-Lampe noch Folienkondensatoren als Zwischenkreiskapazität einsetzen zu können. Das Volumen von vergleichbaren Elektrolytkondensatoren im Hinblick auf Kapazitätswert und Spannungsfestigkeit liegt zwar niedriger [157], jedoch besitzen Folienkondensatoren ihnen gegenüber eine deutlich höhere Lebensdauer³¹ [159] [160]. Vor allem in diesem Schaltungskonzept würde ein Elektrolytkondensator durch den hohen Lade- und Entladestrom aufgrund der starken Variation der Zwischenkreisspannung eine starke Belastung erfahren. Da die Lebensdauer der Elektrolytkondensatoren oftmals die Lebensdauer der gesamten LED-Lampe bestimmt [161], werden in der Literatur immer wieder Schaltungstopologien vorgestellt, die auf diesen Kondensatortyp verzichten [162] [163] [164] [165] [166] [167]. Auch bei der hier vorgestellten Schaltung sollen Folienkondensatoren zur Realisierung der Zwischenkreiskapazität zum Einsatz kommen. Eine Diskussion über alternative Kondensatortypen folgt im Kapitel 3.6.

3.2 Realisierung eines Buck-Konverters

Im aktuellen Kapitel wird der DC/DC-Wandler in Bild 3.1 als Buck-Konverter [26] ausgeführt. Das Prinzipschaltbild zeigt Bild 3.5. Der MOSFET Q liegt dabei im unteren Leistungspfad (Low-Side Switch), um eine einfache Ansteuerung des Gates zu ermöglichen. Bei dieser Position des MOSFETs ist es gleichwohl sinnvoll auch die Spule L in diesen Pfad zu legen. Dadurch befindet sich der LED-Strang mit seiner vergleichsweise großen parasitären Kapazität gegenüber Erde auf einem bezüglich der Schaltfrequenz ruhigen Potential, wodurch zusätzliche Gleichtaktstörungen vermieden werden.

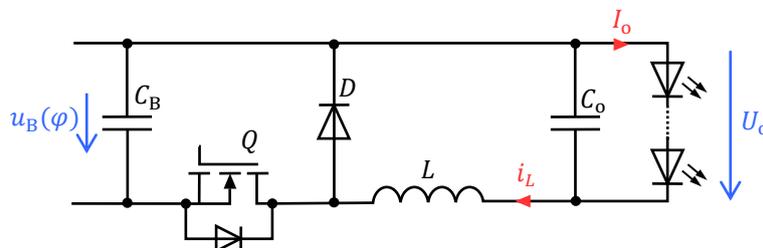


Bild 3.5: Buck-Konverter als DC/DC-Wandler zur Versorgung des LED-Strangs.

Der Buck-Konverter von Bild 3.5 soll im erweiterten Grenzbetrieb (BCM)³² arbeiten und den LED-Strang mit einem konstanten Strom versorgen. In dieser Betriebsart ergibt sich der Vorteil, dass der Ausgangsstrom

$$I_o = \overline{i_L(t)} = \frac{1}{2} \hat{i}_L \varepsilon \cong \frac{1}{2} \hat{i}_L \quad (3.5)$$

dem Mittelwert bzw. nahezu dem halben Spitzenwert des Spulenstroms entspricht. Dies ermöglicht eine einfach zu implementierende Regelung des LED-Stroms. Hierbei wird in jeder Hochfrequenzperiode ein dem Strom durch den MOSFET proportionales Spannungssignal mit einer Referenz verglichen, um dessen Ausschaltzeitpunkt festzulegen.

³¹ Das Ende der Lebensdauer ist erreicht, wenn definierte Parametergrenzen über- oder unterschritten wurden. Die Norm DIN EN 60384-4 [158] enthält nicht mehr den Begriff „Brauchbarkeitsdauer“.

³² Als erweiterter BCM wird hier der Grenzbetrieb mit Valley-Switching bezeichnet. Näheres im Anhang C.6.

Eine separate Messung des Ausgangsstroms mit einer zusätzlichen Rückkopplungsstruktur ist damit unnötig.

Während die Zwischenkreiskapazität einen für die doppelte Netzfrequenz ausgelegten Energiespeicher darstellt, bildet die Ausgangskapazität C_o ein Tiefpassfilter bezüglich des hochfrequenten Spulenstroms, um dessen Anteil im Strangstrom zu minimieren und einen weitestgehend konstanten Strom bereitzustellen.

3.2.1 Dimensionierung

Ein Freiheitsgrad bei der Dimensionierung der Schaltung nach Bild 3.5 zur Erfüllung der Spezifikation nach Tabelle 2.10 ist die Wahl eines geeigneten LED-Strangs zur Festlegung von Ausgangsstrom und Ausgangsspannung des Konverters. Mit der Realisierung als Buck-Konverter muss dessen Ausgangsspannung bzw. die Strangspannung unterhalb der minimalen Zwischenkreisspannung liegen. Bei Nennspannung und Nennfrequenz befindet sich diese Grenze für die größtmögliche Zwischenkreiskapazität, welche die Normvorgabe erfüllt, gemäß Bild 3.3 bei 240 V. Um eine Regelung des LED-Stroms über die komplette Netzperiode auch im ungünstigsten anzunehmenden Fall der Eingangsspezifikation bei der kleinsten Eingangsspannung und der niedrigsten Netzfrequenz zu gewährleisten, darf die Strangspannung 194 V nicht überschreiten. Bild 3.6 stellt diese Grenzen zusammen mit den möglichen Strangkombinationen von Bild 2.2 dar. Zusätzlich fordert die Spezifikation mit $P_i \leq 12.4 \text{ W}$ eine obere Schranke der Eingangsleistung. Bei einem geschätzten Wirkungsgrad der Konverterstufe von 92 % darf die Ausgangsleistung demnach nicht mehr als 11.4 W betragen. Damit bilden die Grenzen den grün markierten Bereich für die mögliche Ausgangskonfiguration des Konverters.

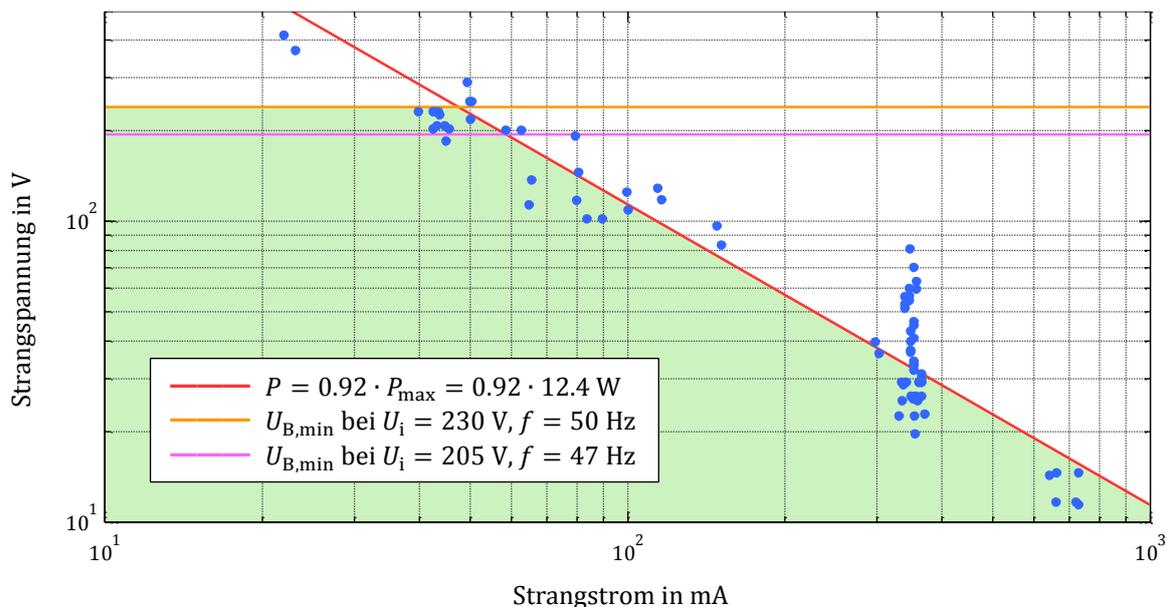


Bild 3.6: Möglicher Bereich von Ausgangsspannung und Ausgangsstrom eines Buck-Konverters zur Erfüllung der Spezifikation nach Tabelle 2.10. Die blauen Markierungen zeigen mögliche LED-Stränge (vgl. Bild 2.2).

Für den Wert der Zwischenkreiskapazität C_B sind unter Beachtung von verfügbaren Kondensatoren sowie der erwarteten Strangleistung $1.36 \mu\text{F}$ vorgesehen (vgl. Bild 3.4). Die Realisierung erfolgt durch das Parallelschalten von zwei einzelnen $0.68 \mu\text{F}$ -Folienkondensatoren. Die folgenden Berechnungen basieren auf diesem Kapazitätswert.

Neben der Wahl von Ausgangsstrom und Ausgangsspannung ist ein weiterer Freiheitsgrad der Wert der Induktivität L , welcher maßgeblich die Schaltfrequenz des Konverters bestimmt. Aufgrund der sich ändernden Zwischenkreisspannung variiert diese über eine Netzperiode (vgl. Bild C.20, links). Begrenzend durch die auftretende minimale und maximale Schaltfrequenz zeigt Bild 3.7 (links) den Wertebereich als Funktion der Induktivität L für eine konstante Leistung $P = 9 \text{ W}$. Für davon abweichende Leistungen gibt mit Bild 3.7 (rechts) einen Korrekturfaktor an. Bei der Leistung von 9 W handelt es sich um eine mittlere Leistung aller LED-Stränge im zulässigen Bereich. Die Berechnung der Schaltfrequenz für einen Betrieb im erweiterten BCM beschreibt der Anhang C.6.

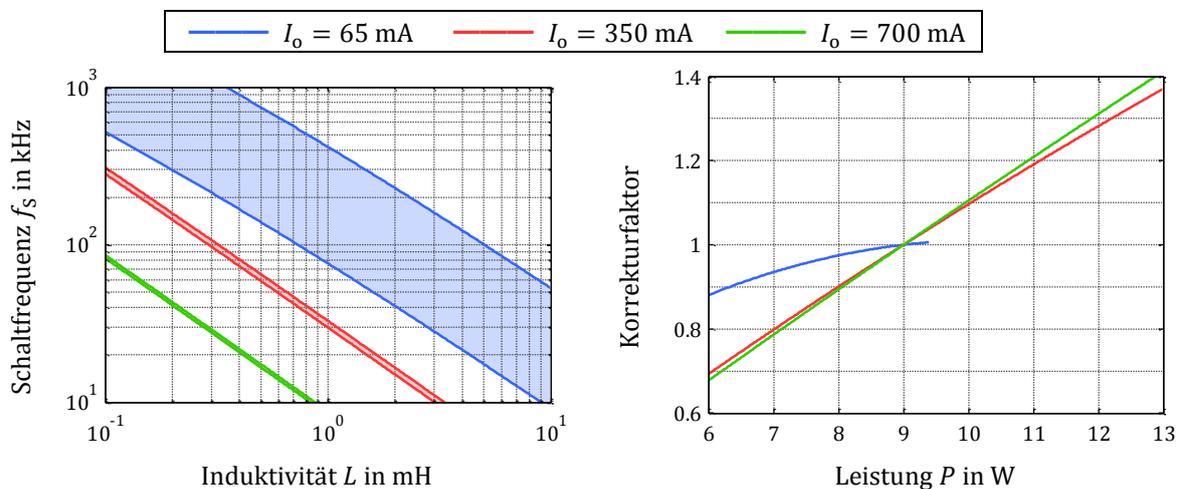


Bild 3.7: Bereich der Schaltfrequenz des Buck-Konverters nach Bild 3.5 als Funktion der Induktivität L für drei verschiedene Ausgangsströme und einer Leistung $P = 9 \text{ W}$ (links) sowie der Korrekturfaktor³³ der maximalen Schaltfrequenz für davon abweichende Leistungen (rechts)³⁴.

Für die Optimierung des Gesamtsystems sind neben der Lichtausbeute des LED-Strangs auch die Verluste im Vorschaltgerät zu berücksichtigen. Bild 3.8 zeigt die Gesamtverluste des Konverters im eingeschwungenen Zustand als Funktion der Induktivität L . Der Konverter überträgt dabei eine Leistung von $P = 9 \text{ W}$. Die Zusammensetzung und Berech-

³³ Für einen Buck-Konverter im BCM ist die Schaltfrequenz durch

$$f_s = \frac{U_o^2}{2L} \left[1 - \frac{U_o}{U_B} \right] \frac{1}{P} = \frac{1}{2I_o^2 L} \left[P - \frac{1}{I_o U_B} P^2 \right]$$

gegeben. Mit der Bedingung einer konstanten Ausgangsspannung U_o steigt die Schaltfrequenz bei sinkender Leistung P und sinkendem Ausgangsstrom I_o an ($f_s \sim 1/P$). Im vorliegenden Fall eines Buck-Konverters mit konstantem Ausgangsstrom I_o fällt im dargestellten Bereich die Schaltfrequenz mit sinkender Leistung. Die Berechnungsvorschrift der Schaltfrequenz ist hier ein Polynom zweiten Grades der Leistung P .

³⁴ Aufgrund der festgelegten Zwischenkreiskapazität $C_B = 1.36 \mu\text{F}$ sind für den Ausgangsstrom $I_o = 65 \text{ mA}$ nur Designs bis zu einer Leistung $P = 9.4 \text{ W}$ möglich, da die Zwischenkreisspannung stets oberhalb der Strangspannung liegen muss.

nungsvorschriften der einzelnen Anteile finden sich im Anhang C. Für die drei Ausgangsströme sind die Verluste jeweils mit zwei unterschiedlichen MOSFETs (vgl. Tabelle C.6 im Anhang C.3) berechnet. Für jeden Ausgangsstrom existiert ein relativ flaches, globales Verlustminimum, das umso tiefer und bei größeren Induktivitätswerten liegt, je kleiner der Ausgangsstrom ist. Ein Vergleich mit Bild 3.7 (links) liefert die Lage der Frequenz des optimalen Bereichs, die jeweils grob um die 100 kHz liegt. Für einen Ausgangsstrom von 65 mA zeigt der MOSFET *SPD01N60C3* ein Optimum. Auch für einen Ausgangsstrom von 350 mA ist dieser dem *SPD02N60C3* vorzuziehen, da der erwartete Effizienzgewinn zu gering ausfällt, um die größere Chipfläche und damit auch höheren Preis zu rechtfertigen. Dagegen ist bei einem Ausgangsstrom ab 700 mA der Einsatz des *SPD02N60C3* überlegenwert.

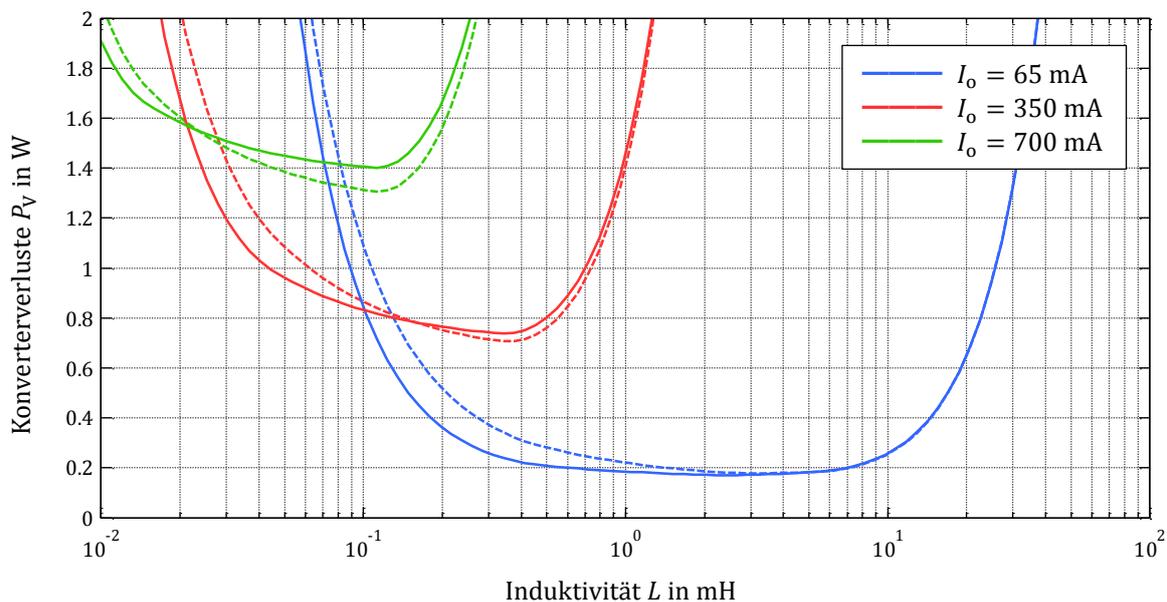


Bild 3.8: Verluste des Buck-Konverters als Funktion der Induktivität L für drei verschiedene Ausgangsströme I_o mit jeweils zwei unterschiedlichen MOSFETs (durchgezogen: *SPD01N60C3*, gestrichelt: *SPD02N60C3*) bei einer Leistung von $P = 9 \text{ W}$ ³⁵.

Die Zusammensetzung der Gesamtverluste aus den Anteilen der Hauptkomponenten führt für einen Ausgangsstrom von $I_o = 65 \text{ mA}$ Bild 3.9 auf. Die umgesetzten Verluste im Brückengleichrichter und der Diode sowie die Leitverluste des MOSFETs sind unabhängig vom Induktivitätswert bzw. der Schaltfrequenz. Bei höheren Induktivitätswerten steigen die Wicklungsverluste der Spule stark an, während bei geringeren Werten die Schaltverluste des MOSFETs und die Kernverluste der Spule zunehmen.

Die Einhaltung der Funkstörspannungen nach DIN EN 55015 erfordert ein entsprechend dimensioniertes Eingangsfiler. Da angestrebt wird die Gleichtaktstörungen auf den Versorgungsleitungen allein durch eine entsprechende Gestaltung von Layout und Gehäuse weitestgehend zu minimieren, basiert im Weiteren die Dimensionierung des EMV-Filters auf den dominanteren Gegentaktstörungen. Die Zwischenkreiskapazität alleine reicht im

³⁵ Ein Konverterdesign für die LED-Stränge nach Bild 3.6 im Bereich von $I_o = 45 \text{ mA}$ ist mit der gewählten Zwischenkreiskapazität $C_B = 1.36 \mu\text{F}$ nicht möglich, da die Zwischenkreisspannung stets oberhalb der Strangspannung liegen muss.

Allgemeinen nicht aus, um die Normpegel einzuhalten. Gemäß Bild 3.10 sind zur Erhöhung der Filterdämpfung zwei Filterinduktivitäten zwischen die beiden Kondensatoren der Zwischenkreiskapazität zu einem π -Filter geschaltet³⁶. Mit der symmetrischen Aufteilung der Induktivität soll eine Konversion von Gleichtaktstörungen zu Gegentaktstörungen verhindert werden [168] [169] [170]. Die Werte der Filterspulen sind so gering, dass diese den niederfrequenten Verlauf der Zwischenkreisspannung nicht maßgeblich beeinflussen.

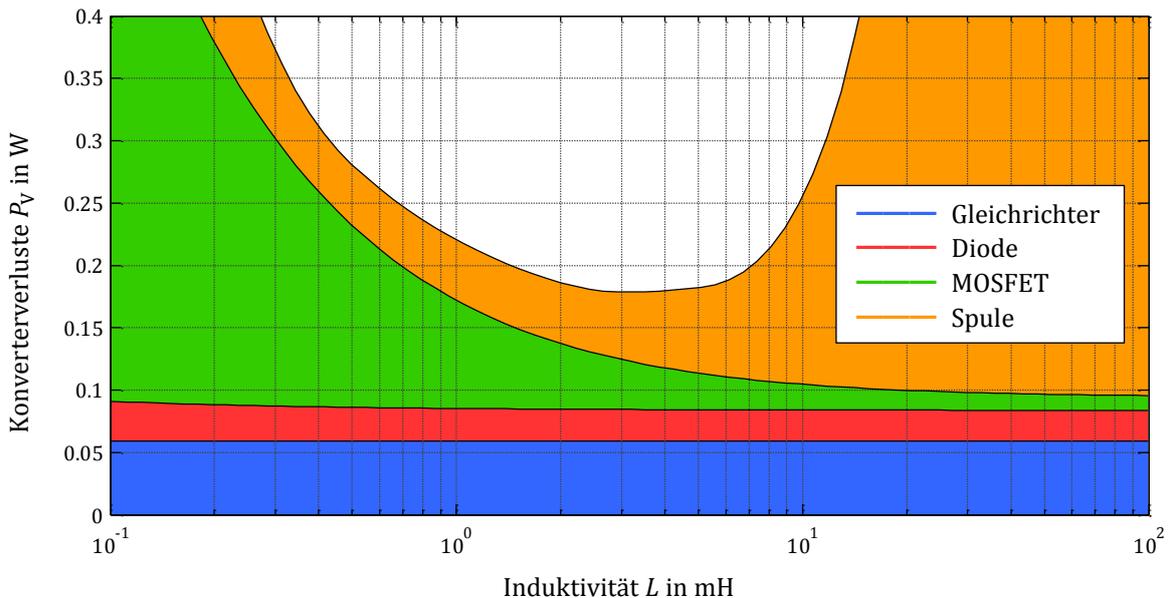


Bild 3.9: Aufteilung der Gesamtverluste auf die Hauptkomponenten bei einem Ausgangsstrom von $I_o = 65 \text{ mA}$ und einer Leistung von $P = 9 \text{ W}$.

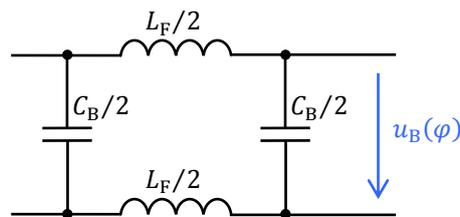


Bild 3.10: Realisierung des Filters zur Reduktion der Funkstörspannungen.

Bild 3.11 zeigt den notwendigen Wert der Filterinduktivität L_F in Abhängigkeit der Leistungsinduktivität L . Grundlage der Bestimmung bildet der errechnete Quasi-Spitzenwert der Funkstörspannung über der Netzimpedanz, hervorgerufen durch den hochfrequenten Eingangsstrom eines kompletten 50 Hz-Zyklus. Die Filterinduktivität ist dabei so angepasst, dass die Grenzkurve der Norm gerade eingehalten wird.

Der höchste Wert der Filterinduktivität wird benötigt, wenn innerhalb einer Netzperiode eine maximale Schaltfrequenz von rund 150 kHz auftritt, da bei diesem Frequenzpunkt

³⁶ Bei gleicher Gesamtkapazität ist die Dämpfung oberhalb der Filterresonanz am größten, wenn beide Kondensatoren den gleichen Wert aufweisen.

der Grenzwert der Funkstörspannung einen Sprung aufweist (vgl. Tabelle 2.6). Die dargestellten Filterkurven von Bild 3.11 besitzen an dieser Stelle ein globales Maximum. Die weiteren lokalen Maxima liegen bei ganzzahligen Teilern von 150 kHz. Hier bestimmen die entsprechenden Oberschwingungen der Schaltfrequenz den notwendigen Wert der Filterinduktivität.

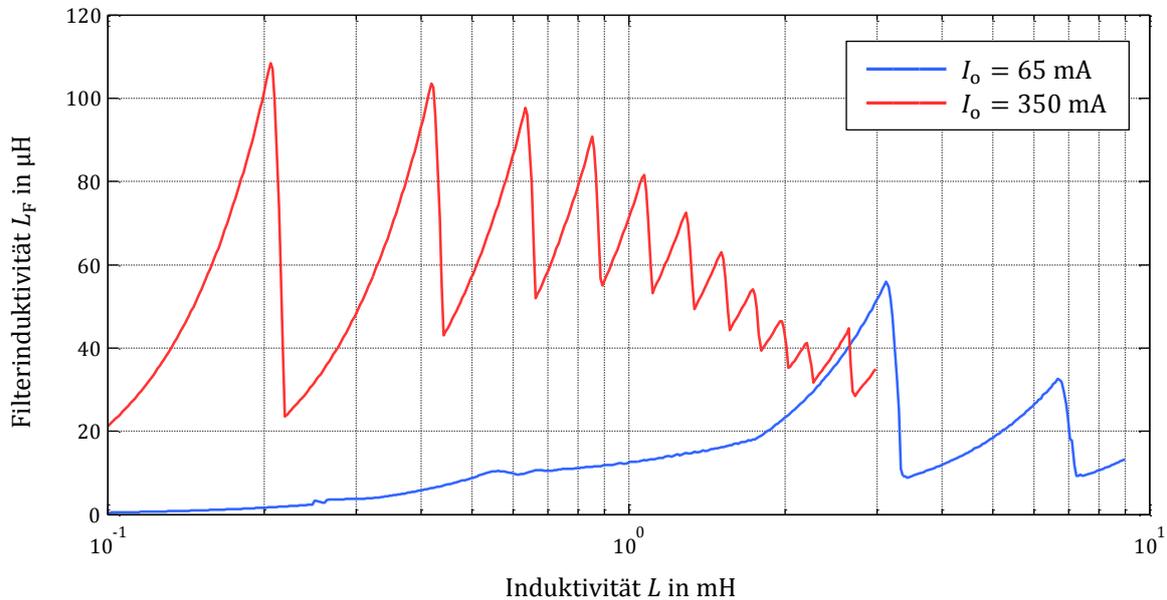


Bild 3.11: Notwendige Filterinduktivität L_F zur Einhaltung der Grenzwerte nach DIN EN 55015 für die leitungsgebundenen Gegentaktstörungen. Die Filterkurven sind nur für die Fälle einer minimalen Schaltfrequenz über 10 kHz und einer maximalen Schaltfrequenz unter 1 MHz dargestellt.

Für die Dimensionierung des Gesamtsystems ist aus dem möglichen Bereich von Bild 3.6 zunächst ein LED-Strang mit hoher Lichtausbeute zu wählen. Drei LED-Stränge stellt dazu die Tabelle 3.1 gegenüber. Beim Vergleich der Stränge benötigt dabei Strang 2 die geringste elektrische Leistung, um den gleichen Lichtstrom zu erzeugen. Demgegenüber stehen die Verluste des Konverters, die bei der Ansteuerung eines LED-Strangs entstehen. Diese steigen tendenziell mit einem höheren Strangstrom an. Tabelle 3.2 listet hierzu die zu erwartende Verlustleistung auf. Demnach wäre aus Sicht niedriger Konverterverluste Strang 1 zu bevorzugen.

Tabelle 3.1: Gegenüberstellung von drei möglichen LED-Strängen.

Strangnummer	1	2	3
LED-Typ	XLamp XH-G	XLamp XP-G2	XLamp XB-H
Anzahl der LEDs	39	7	4
Strangstrom	65 mA	355 mA	662 mA
Strangspannung	113.1 V	19.6 V	11.8 V
Strangleistung	7.3 W	7.0 W	7.7 W

Im Hinblick auf eine möglichst hohe Effizienz des Gesamtsystems ist für die Wahl des LED-Strangs allerdings die aus dem Netz aufgenommene elektrische Leistung ausschlaggebend, welche der Summe aus Strangleistung und Verlustleistung des Konverters entspricht. Gemäß Tabelle 3.2 erreicht hier Strang 1 die höchste Lichtausbeute. Mit ihm erfolgt die folgende praktische Realisierung. Dies zeigt, dass für ein optimiertes Gesamtsystem die Betrachtung der Leistungselektronik unerlässlich ist. So besitzt zwar Strang 1 nicht die höchste Lichtausbeute aller möglichen LED-Stränge, aber durch ein effizientes Vorschaltgerät ist damit die Realisierung einer LED-Retrofit-Lampe mit der höchsten Effizienz möglich.

Tabelle 3.2: Vergleich der Strangleistung, Verluste im Konverter, aufgenommene Gesamtleistung und rechnerische Lichtausbeute für die drei LED-Stränge von Tabelle 3.1.

Strangnummer	1	2	3
Strangleistung	7.3 W	7.0 W	7.7 W
Konverterverluste	0.2 W	0.7 W	1.4 W
Gesamtleistung	7.5 W	7.7 W	9.1 W
Lichtausbeute	125 lm/W	122 lm/W	103 lm/W

Mit dem letzten verbleibenden Freiheitsgrad wird ein Induktivitätswert von $L = 4$ mH angestrebt. So soll mit einer mittleren Schaltfrequenz unter 120 kHz ein gutes EMV-Verhalten bei geringen Verlusten in der Konverterstufe sichergestellt werden.

3.2.2 Aufbau und Messungen

Ein vereinfachtes Schaltbild des Vorschaltgeräts zeigt Bild 3.12. Basierend auf der Dimensionierung und Optimierung des vorangegangenen Kapitels 3.2.1 sind in der Hardwarerealisierung die Komponenten gemäß Tabelle 3.3 verbaut. Nicht eingezeichnet in Bild 3.12 sind die Regelung und die Ansteuerung des MOSFETs. Im Aufbau wird das Regel-IC *SSL2109* [171] von *NXP* eingesetzt.

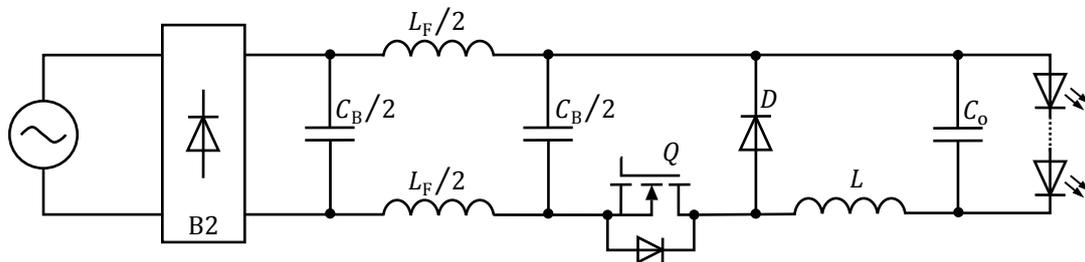


Bild 3.12: Vereinfachtes Schaltbild des realisierten Vorschaltgeräts mit LED-Strang und Netzspannungsquelle.

Tabelle 3.3: Werte bzw. Typen der Hauptkomponenten des realisierten Vorschaltgeräts von Bild 3.12.

Komponente	Zeichen	Nennwert/Typ
Zwischenkreiskapazität	C_B	1.4 μF (2 x 0.68 μF)
Leistungsinduktivität	L	4.7 mH
Ausgangskapazität	C_o	100 nF
Filterinduktivität	L_F	30 μH (2 x 15 μH)
MOSFET	Q	SPD01N60C3
Diode	D	ES1G

Bild 3.13 zeigt Fotos des realisierten Hardwareaufbaus. Während die größeren Bauteile mit Durchsteckmontage auf der Oberseite der Platine angebracht sind, befinden sich die kleineren Bauelemente mit Oberflächenmontage auf der Unterseite.

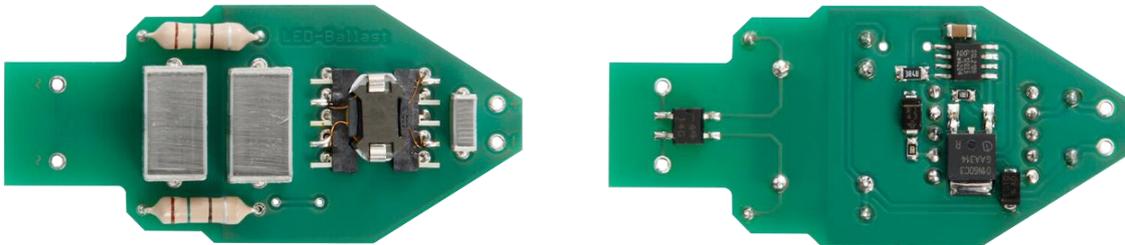


Bild 3.13: Oberseite (links) und Unterseite (rechts) des realisierten Vorschaltgeräts mit Buck-Konverter.

Bild 3.14 stellt den gemessenen Verlauf von Netz- und Zwischenkreisspannung sowie den Netzstrom über einer Netzperiode dar. Der Verlauf des Eingangsstroms erfüllt die Beschreibung der Kurvenform nach DIN EN 61000-3-2. Neben den relevanten Phasenwinkeln sind auch die Bedingungen

- $I_3/I_1 = 73 \% < 86 \%$
- $I_5/I_1 = 38 \% < 61 \%$

für die Harmonischen erfüllt. Der Effektivwert des Eingangsstroms liegt bei 59 mA. Der Leistungsfaktor am Eingang der Schaltung befindet sich mit $\lambda = 0.57$ über dem spezifiziertem Wert von 0.5. Während die Schaltung eine Wirkleistung von $P_i = 7.7 \text{ W}$ aus dem Netz aufnimmt, wird an den LED-Strang bei einer Ausgangsspannung von $U_o = 112 \text{ V}$ und einem Ausgangsstrom von 67 mA eine elektrische Leistung von $P_o = 7.5 \text{ W}$ abgegeben. Mit einer Leistungsdifferenz von rund 250 mW besitzt der Konverter einen Wirkungsgrad von gerundet 97 %. Zusätzlich zu den Verlusten in den Hauptkomponenten, die in der Dimensionierung bereits vorab abgeschätzt wurden, beinhaltet der gemessene Wert auch die Verluste in den Komponenten für Regelung und MOSFET-Ansteuerung. Ein Austausch des MOSFETs mit dem *SPD02N60C3* bestätigt Bild 3.8. Es ist keine signifikante Abweichung im Wirkungsgrad messbar.

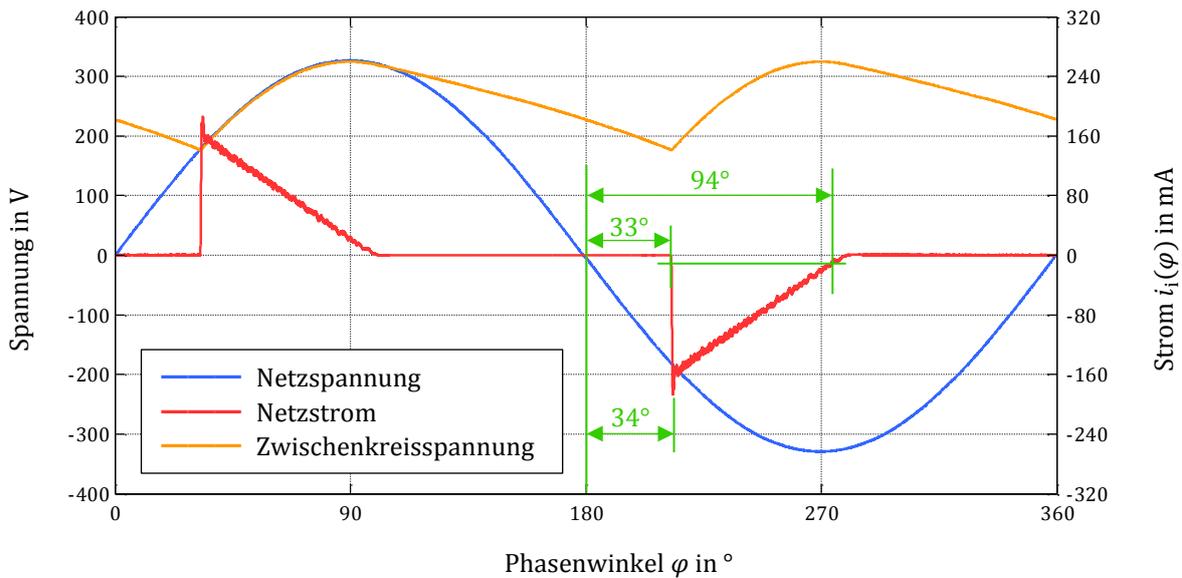


Bild 3.14: Gemessener Verlauf von Netzspannung, Netzstrom sowie Zwischenkreisspannung über einer Netzperiode. Zusätzlich sind die relevanten Phasenwinkel für die Beschreibung der Kurvenform nach DIN EN 61000-3-2 eingezeichnet.

Im Maximum der Netzhalbschwingung bei $\varphi = 90^\circ$ zeigt Bild 3.15 den Verlauf der Spannung über der Drain-Source-Strecke des MOSFETs sowie den Spulenstrom für eine Hochfrequenzperiode. Die Hochfrequenzperiode beginnt in der Grafik mit dem Einschalten des MOSFETs bei $t = 0$. Mit dem Ende der Abmagnetisierungsphase, wenn der Spulenstrom wieder die null erreicht, wird der MOSFET nicht sofort für einen neuen Zyklus eingeschaltet. Vielmehr wartet das Regel-IC, bis die Schalterspannung bei der anschließenden Oszillation von Leistungsinduktivität und Kapazität am Drainknoten ein Minimum erreicht hat (Valley Switching). In dieser erweiterten Betriebsart des BCM können die kapazitiven Einschaltverluste drastisch reduziert werden, indem ein Großteil der in der Kapazität am Drainknoten gespeicherten Energie wieder in den Zwischenkreiskondensator zurückgespeist wird [172] [173]. Der Ausgangsstrom entspricht dem Mittelwert des Spulenstroms von Bild 3.15 (rechts). Aufgrund des dritten Intervalls im erweiterten BCM ist im Vergleich zum Standard-BCM der Spitzenwert etwas größer als der doppelte LED-Strom.

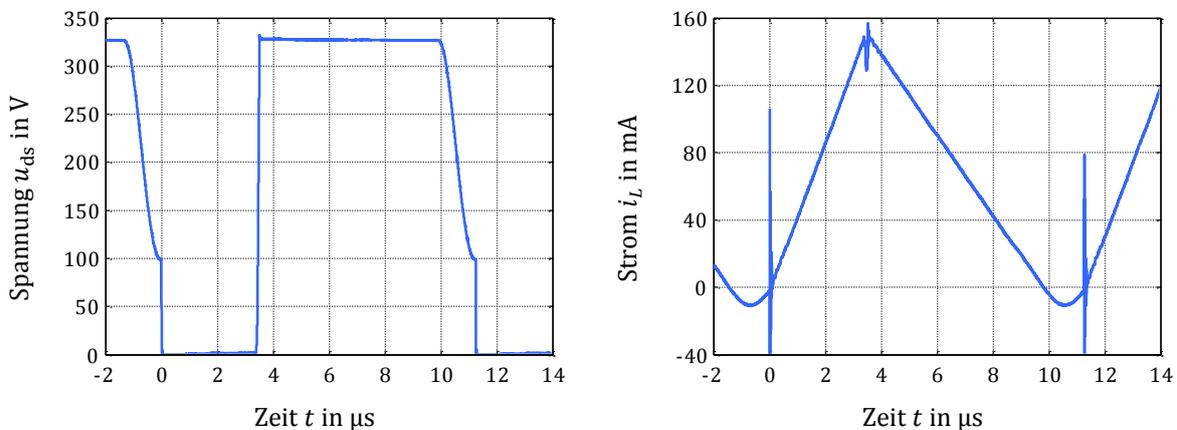


Bild 3.15: Gemessener Verlauf der Drain-Source-Spannung des MOSFETs (links) sowie des Spulenstroms (rechts) im Maximum der Netzhalbschwingung bei $\varphi = 90^\circ$.

Mit der Variation der Zwischenkreisspannung während einer Netzhalfschwingung ändert sich auch die Periodendauer eines Hochfrequenzzyklus (vgl. Bild 3.7). Zudem variiert mit dem zusätzlichen dritten Intervall auch der über eine HF-Periode gemittelte Spulenstrom. Damit enthält sowohl der Spulenstrom als auch der Ausgangsstrom Frequenzkomponenten mit der doppelten Netzfrequenz und Vielfachen davon. Da die Grenzfrequenz³⁷ des Ausgangsfilters oberhalb dieser Frequenzanteile liegt, sind diese direkt im Ausgangsstrom sichtbar. Diese Komponenten sind aber so gering, dass die Modulation des Ausgangsstroms nach (2.2) mit

$$M = \frac{(66.8 \text{ mA} + 0.4 \text{ mA}) - (66.8 \text{ mA} - 0.1 \text{ mA})}{(66.8 \text{ mA} + 0.4 \text{ mA}) + (66.8 \text{ mA} - 0.1 \text{ mA})} \cdot 100 \% = 0.4 \% \quad (3.6)$$

weit unter dem spezifizierten Wert von maximal 13 % liegt. Der gemessene Verlauf des Ausgangsstroms I_o über einer Netzhalfschwingung in Bild 3.16 verdeutlicht die geringe Modulation.

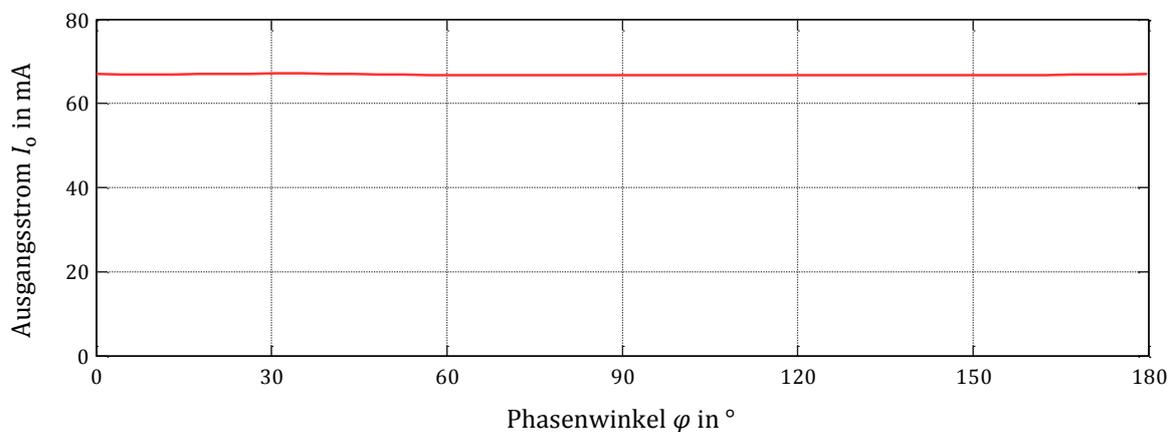


Bild 3.16: Gemessener Verlauf des Ausgangsstroms I_o über einer Netzhalfschwingung. Im Ausgangsstrom sind nur Frequenzanteile bis 2 kHz berücksichtigt.

Das gemessene Spektrum der Funkstörspannung an der Netzimpedanz zeigt Bild 3.17. Die Spannungen sind mit dem Quasispitzenwertdetektor bewertet. Zusätzlich ist die zugehörige Grenzkurve nach DIN EN 55015 bzw. Tabelle 2.6 eingezeichnet. Die Grenzwerte werden mit einem ausreichenden Abstand von mindestens 10 dB eingehalten. Die bereits angesprochene Variation der Schaltfrequenz während einer Netzhalfschwingung ist auch im Spektrum sichtbar. Die spektralen Anteile verteilen sich hier über einen breiten Frequenzbereich. Gegenüber einem quasi diskreten Spektrum bei fester Schaltfrequenz sind dadurch die Pegel der Funkstörspannungen verringert [174]. Im Spektrum von Bild 3.17 wird der Frequenzbereich bis ca. 400 kHz von den Gegentaktstörungen des Konverters dominiert, während bei höheren Frequenzen die Gleichtaktstörungen ausschlaggebend sind.

³⁷ Die Grenzfrequenz liegt bei ca. 10 kHz.

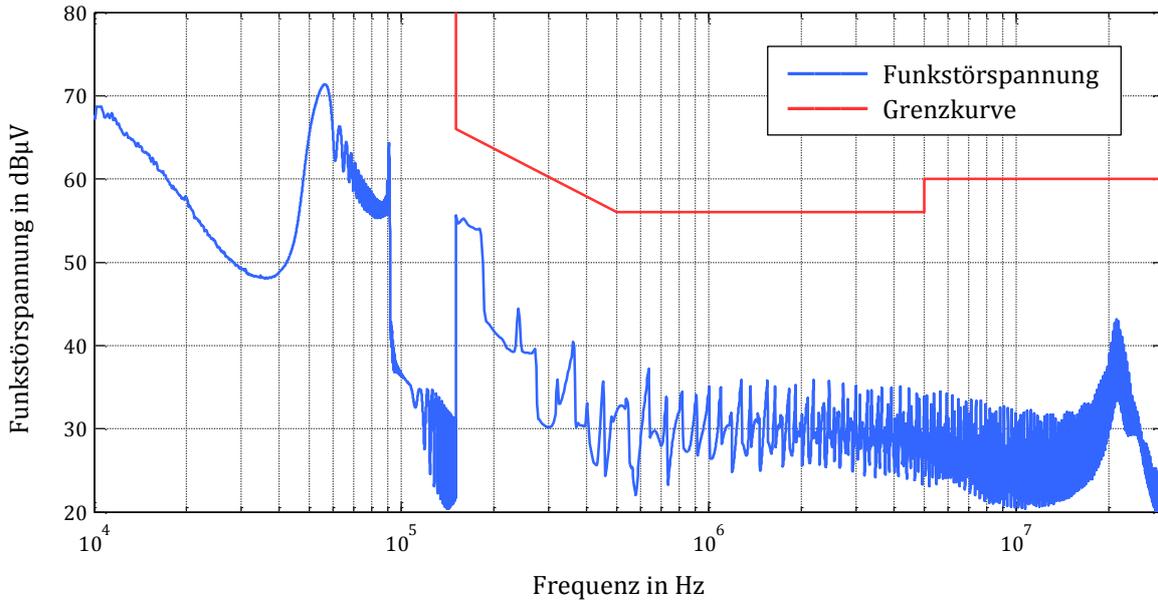


Bild 3.17: Spektrum der Funkstörspannung an der Netzimpedanz des Außenleiters, bewertet mit dem Quasispitzenwertdetektor und der zugehörigen Grenzkurve nach DIN EN 55015 bzw. Tabelle 2.6. Das Spektrum an der Netzimpedanz des Neutralleiters sieht nahezu identisch aus.

Eine Zusammenfassung ausgewählter Messergebnisse für den realisierten Buck-Konverter zeigt in Kapitel 3.7 die Tabelle 3.8.

3.3 Realisierung eines Boost-Konverters

Gemäß dem Schaltbild von Bild 3.18 wird der DC/DC-Wandler in Bild 3.1 als Boost-Konverter [26] ausgeführt. Die Zwischenkreisspannung und die Strangspannung besitzen dasselbe Bezugspotential. Auch liegt der Source-Anschluss des MOSFETs auf diesem Potential, sodass eine einfache Ansteuerung des Gates möglich ist. Der Boost-Konverter soll im erweiterten Grenzbetrieb (BCM) arbeiten und dem LED-Strang einen konstanten Strom bereitstellen. Anders als beim Buck-Konverter kann hier nicht aus der alleinigen Kenntnis des Spitzenstroms der Spule bzw. des Schalters direkt auf den Ausgangsstrom

$$i_o(\varphi) = \frac{1}{2} \hat{i}_L \frac{u_B(\varphi)}{U_o} \varepsilon \cong \frac{1}{2} \hat{i}_L \frac{u_B(\varphi)}{U_o} \quad (3.7)$$

geschlossen werden (vgl. (3.5)), da dieser zusätzlich von der sich ändernden Zwischenkreisspannung und der Ausgangsspannung abhängt. Es ist daher nötig den Strangstrom direkt zu messen und ein abgeleitetes Fehlersignal einem Regel-IC zuzuführen, welches dann den MOSFET entsprechend ansteuert³⁸.

³⁸ Aufgrund der Streuung der Strangspannung U_o ist eine alleinige Vorwärtskopplung der Zwischenkreisspannung $u_B(\varphi)$ zur Steuerung des Konverters nicht sinnvoll.

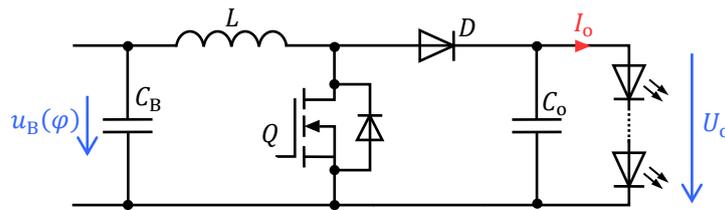


Bild 3.18: Boost-Konverter als DC/DC-Wandler zur Versorgung des LED-Strangs.

3.3.1 Dimensionierung

Bei einem Boost-Konverter liegt die Ausgangsspannung nicht unter der Eingangsspannung. Entsprechend existiert mit dem Spitzenwert der Netzspannung eine untere Grenze für die Spannung eines LED-Strangs. Bei Nennspannung liegt diese bei 325 V. Dürfen auch bei der höchsten Eingangsspannung keine Nachladeimpulse auftreten, sodass die Regelbarkeit immer gewährleistet ist, so erhöht sich die Grenze auf 361 V. Zusammen mit der spezifizierten maximalen Eingangsleistung ergibt sich der in Bild 3.19 grün markierte Bereich für eine gültige Ausgangskonfiguration des Boost-Konverters. Die blauen Markierungen zeigen die möglichen LED-Stränge von Bild 2.2. Mit dem aktuellen zugrunde gelegten Produktportfolio liegen zurzeit nur zwei LED-Stränge innerhalb der Grenzen, die beide einen Strangstrom von rund $I_o = 22 \text{ mA}$ besitzen.

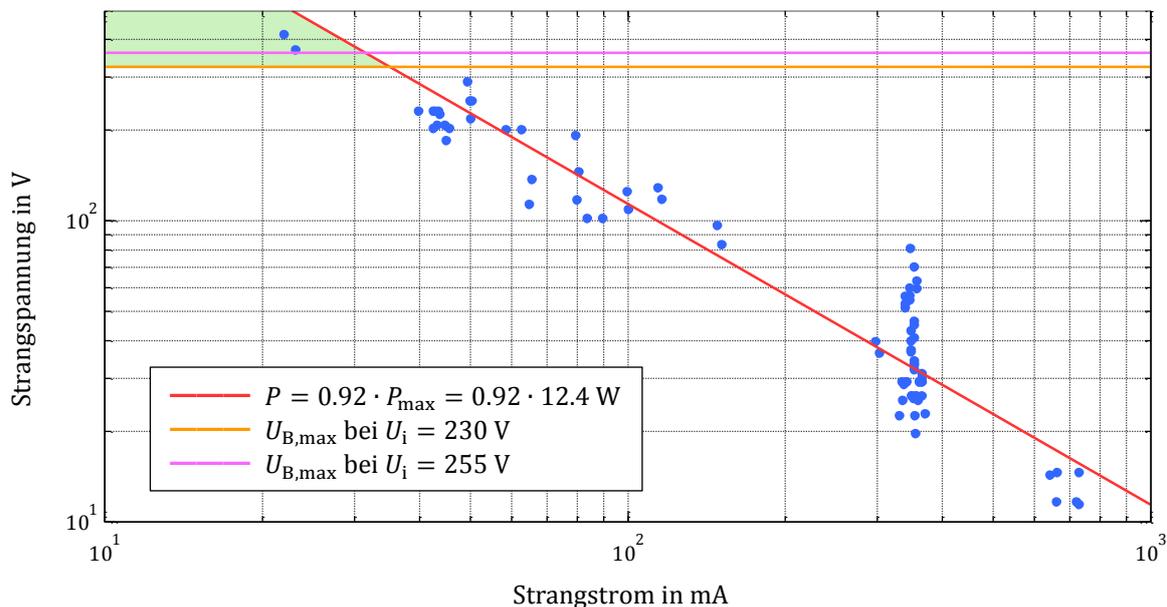


Bild 3.19: Möglicher Bereich von Ausgangsspannung und Ausgangsstrom eines Boost-Konverters zur Erfüllung der Spezifikation nach Tabelle 2.10. Die blauen Markierungen zeigen mögliche LED-Stränge (vgl. Bild 2.2).

Basierend auf einer geschätzten Eingangsleistung von knapp 9 W wurde für die folgenden Berechnungen eine Zwischenkreiskapazität C_B von $1.36 \mu\text{F}$ zugrunde gelegt. Die spätere praktische Realisierung erfolgt durch zwei parallel geschaltete Kondensatoren mit jeweils $0.68 \mu\text{F}$.

Der Wert der Leistungsinduktivität L bestimmt maßgeblich die Schaltfrequenz des Konverters. Begrenzend durch die minimal und maximal auftretende Schaltfrequenz innerhalb einer Netzperiode stellt Bild 3.20 (links) deren Bereich für einen Ausgangsstrom von $I_o = 22 \text{ mA}$ und einer Leistung von $P = 9 \text{ W}$ dar. Für davon abweichende Leistungen kann der Korrekturfaktor von Bild 3.20 (rechts) herangezogen werden.

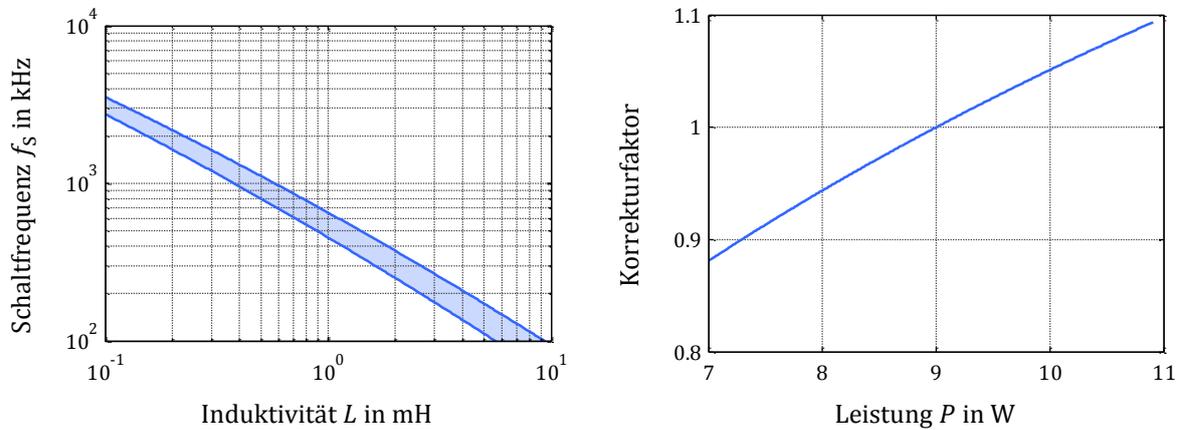


Bild 3.20: Bereich der Schaltfrequenz des Boost-Konverters nach Bild 3.18 als Funktion der Induktivität L für $I_o = 22 \text{ mA}$ und $P = 9 \text{ W}$ (links) sowie der Korrekturfaktor der maximalen Schaltfrequenz für davon abweichende Leistungen (rechts).

Die Verluste in den Hauptkomponenten des Boost-Konverters als Funktion der Leistungsinduktivität L zeigt Bild 3.21. Ein globales Minimum befindet sich bei einem Induktivitätswert von rund 8 mH, was gemäß Bild 3.20 (links) einer maximalen Schaltfrequenz von 125 kHz entspricht. Für kleinere Induktivitätswerte nimmt die Schaltfrequenz zu und damit auch die Schaltverluste, wohingegen bei einer Erhöhung der Induktivität deren Wicklungsverluste stark steigen. Die Leitverluste von Brückengleichrichter, Diode und MOSFET sind dagegen unabhängig vom Induktivitätswert bzw. der Schaltfrequenz.

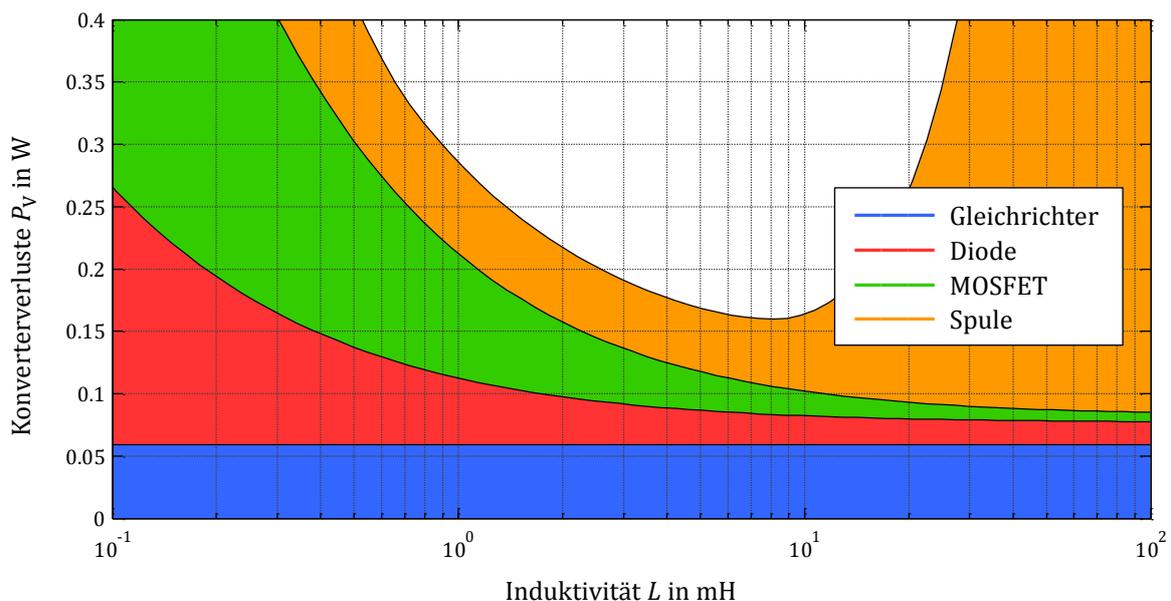


Bild 3.21: Aufteilung der Gesamtverluste auf die Hauptkomponenten bei einem Ausgangsstrom von $I_o = 22 \text{ mA}$ und einer Leistung von $P = 9 \text{ W}$.

Der Aufbau und die Dimensionierung des Eingangsfilters zur Einhaltung der Funkstörspannungen nach DIN EN 55015 wurde bereits beim Buck-Konverter in Kapitel 3.2.1 vorgestellt und erfolgt hier analog. Der minimal benötigte Wert der Filterinduktivität zur Einhaltung der Grenzwerte für das Filter nach Bild 3.10 stellt Bild 3.22 für den Boost-Konverter graphisch dar.

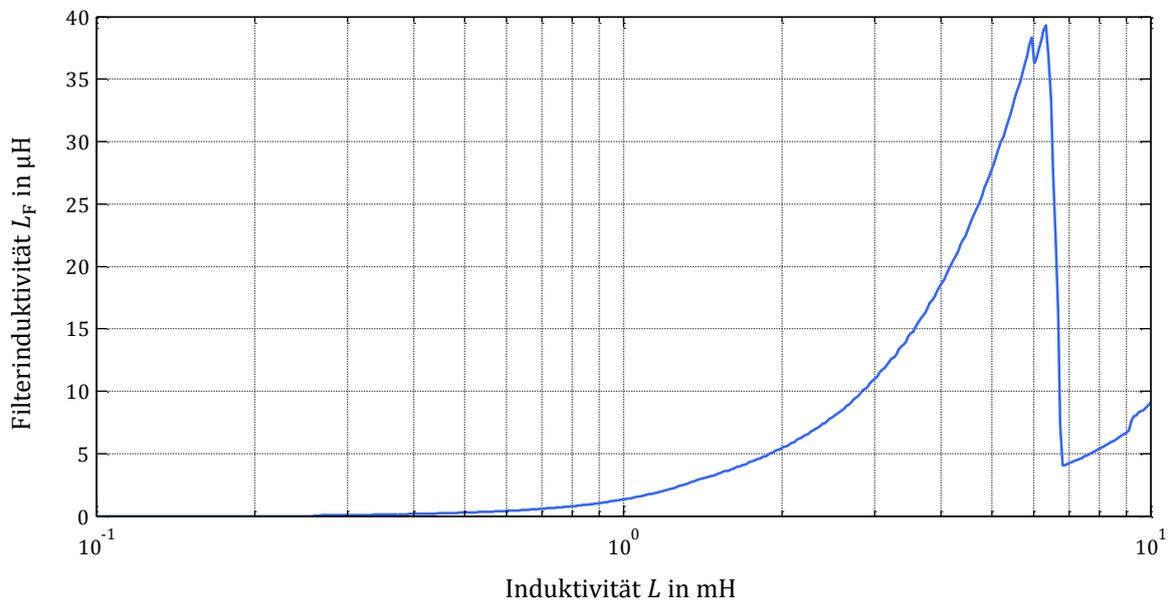


Bild 3.22: Notwendige Filterinduktivität L_F zur Einhaltung der Grenzwerte nach DIN EN 55015 für die leitungsgebundenen Gegentaktstörungen bei einem Ausgangsstrom $I_o = 22 \text{ mA}$.

Die Tabelle 3.4 listet die beiden möglichen LED-Stränge von Bild 3.19. Beide Stränge bestehen aus dem gleichen Typ von Hochvolt-LEDs, die jedoch zwei unterschiedlichen Gebinden (Bins) angehören und sich durch eine geringfügige Differenz im Lichtstrom pro LED unterscheiden. Der LED-Strang 2 mit den effizienteren LEDs ist aufgrund der geringeren benötigten elektrischen Leistung vorzuziehen³⁹.

Tabelle 3.4: Gegenüberstellung der beiden möglichen LED-Stränge.

Strangnummer	1	2
LED-Typ	XLamp XT-E High Voltage (48V)	XLamp XT-E High Voltage (48V)
Anzahl der LEDs	9	8
Strangstrom	22 mA	23 mA
Strangspannung	414 V	369 V
Strangleistung	9.1 W	8.5 W

³⁹ Es ist zu beachten, dass die Spannung des LED-Strangs gemäß den Datenblattangaben eine Toleranz von 72 V besitzt. In der Praxis ist deshalb eine Selektion der LEDs bzw. eine Anpassung der Anzahl der LEDs im Strang nötig, sodass die tatsächliche Strangspannung stets zwischen der maximalen Netzspitzenspannung von 361 V und der Spannungsfestigkeit der Zwischenkreis-kapazität von 450 V liegt. Dies ist bei der hier verwendeten Ausführung des Strangs gegeben.

Zusammenfassend wird für den Aufbau des Gesamtsystems der LED-Strang 2 aus Tabelle 3.4 sowie für den Boost-Konverter ein Induktivitätswert $L = 8 \text{ mH}$ gewählt.

3.3.2 Aufbau und Messungen

Bild 3.23 zeigt das vereinfachte Schaltbild des Vorschaltgeräts, dessen hardwaretechnische Realisierung die Komponenten nach Tabelle 3.5 verwirklicht. Die Ansteuerung des MOSFETs erfolgt mit dem Regel-IC *FAN6300H* von *Fairchild*. Bild 3.23 stellt diese jedoch nicht dar. Um den Strangstrom auf einen konstanten Wert zu halten, ist ein zusätzlicher Stromregler notwendig. Dieser ist nach dem Prinzipschaltbild von Bild 3.24 als diskreter PI-Regler aufgebaut und stellt dem *FAN6300H* das Stellsignal u_{FB} zur Verfügung. Zur Dimensionierung des Reglers sei auf entsprechende Literatur [26] [175] zur Modellierung der Strecke⁴⁰ sowie auf Literatur [176] [177] [178] zu Reglerentwurfsverfahren verwiesen.

Tabelle 3.5: Werte bzw. Typen der Hauptkomponenten des realisierten Vorschaltgeräts von Bild 3.23.

Komponente	Zeichen	Nennwert/Typ
Zwischenkreiskapazität	C_B	1.4 μF (2 x 0.68 μF)
Leistungsinduktivität	L	7.7 mH
Ausgangskapazität	C_o	100 nF
Filterinduktivität	L_F	30 μH (2 x 15 μH)
MOSFET	Q	SPD01N60C3
Diode	D	ES1G

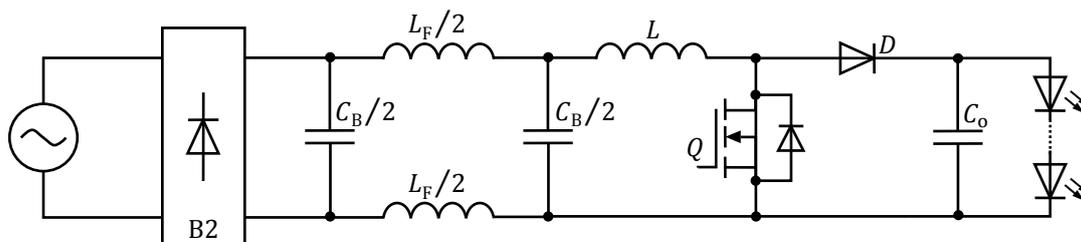


Bild 3.23: Vereinfachtes Schaltbild des realisierten Vorschaltgeräts mit LED-Strang und Netzspannungsquelle.

Fotos von der Ober- und der Unterseite des realisierten Hardwareaufbaus zeigt Bild 3.25. Auf der Oberseite sind mit den beiden Zwischenkreiskondensatoren, den beiden Filterinduktivitäten, der Leistungsinduktivität sowie des Ausgangskondensators alle größeren Bauelemente mit Durchsteckmontage zu finden. Auf der Rückseite befinden sich dagegen die kleineren Bauelemente in Oberflächenmontagetechnik.

⁴⁰ Boost-Konverter im BCM mit Strom-Spitzenwert-Regelung.

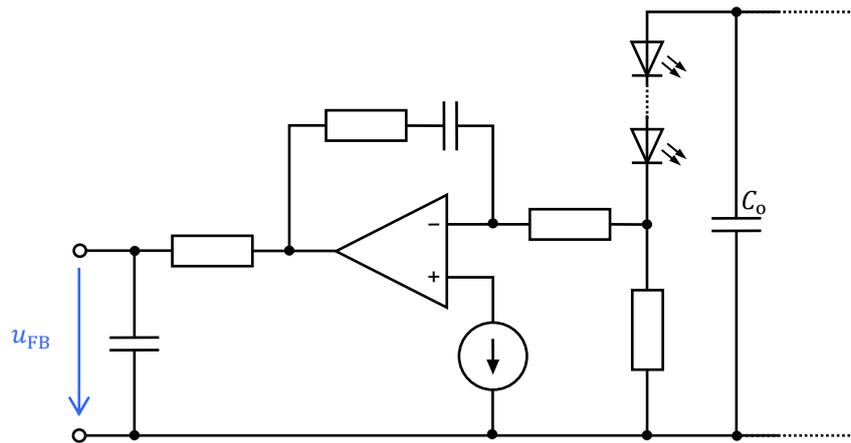


Bild 3.24: Prinzipschaltbild des Stromreglers.

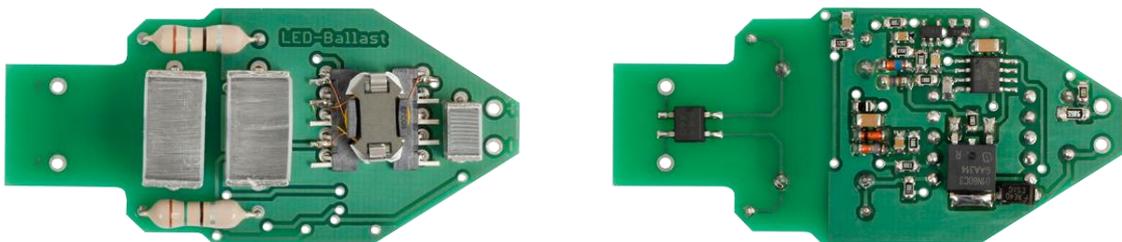


Bild 3.25: Oberseite (links) und Unterseite (rechts) des realisierten Vorschaltgeräts mit Boost-Konverter.

Eine graphische Darstellung der gemessenen Verläufe von Netz- und Zwischenkreisspannung sowie des Netzstroms über einer Netzperiode zeigt Bild 3.26. Sowohl die relevanten Phasenwinkel des Eingangsstromverlaufs als auch die Bedingungen

- $I_3/I_1 = 67 \% < 86 \%$
- $I_5/I_1 = 30 \% < 61 \%$

für deren Harmonischen werden eingehalten, um die Beschreibung der Kurvenform nach DIN EN 61000-3-2 zu erfüllen. Mit $\lambda = 0.58$ liegt der Leistungsfaktor am Eingang der Schaltung über dem spezifizierten Minimalwert von 0.5. Der Effektivwert des Eingangsstroms beträgt 72 mA. Das Vorschaltgerät gibt bei einer Ausgangsspannung $U_o = 393 \text{ V}$ und einem Ausgangsstrom $I_o = 23 \text{ mA}$ eine Leistung von $P_o = 9 \text{ W}$ an den LED-Strang ab. Am Eingang nimmt es dabei eine Leistung $P_i = 9.6 \text{ W}$ vom Netz auf, was einem Wirkungsgrad von rund 94 % entspricht. Zu den im vorangegangenen Unterkapitel 3.3.1 abgeschätzten Verlusten in den Hauptkomponenten tragen im praktischen Aufbau zusätzlich die Versorgung des Regel-ICs, des diskreten Stromreglers sowie die Bereitstellung der Hilfsversorgung einen hohen Anteil an den Gesamtverlusten bei. Die gemessene Strangspannung ist höher als die erwartete Spannung nach Tabelle 3.4, die mit Hilfe des Datenblatts aus der typischen Vorwärtsspannung einer LED abgeleitet wurde. Sie liegt aber noch unter dem spezifizierten Maximalwert. Die notwendige elektrische Leistung zur Erreichung des Solllichtstroms ist dadurch ebenfalls höher als erwartet.

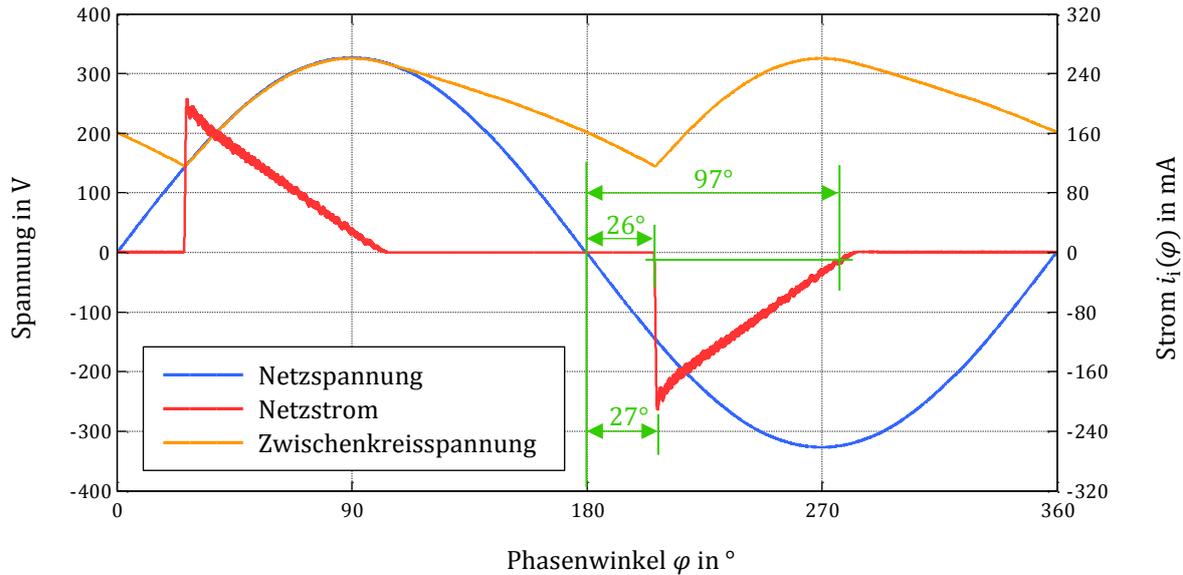


Bild 3.26: Gemessener Verlauf von Netzspannung, Netzstrom sowie Zwischenkreisspannung über einer Netzperiode. Zusätzlich sind die relevanten Phasenwinkel für die Beschreibung der Kurvenform nach DIN EN 61000-3-2 eingezeichnet.

Mit dem realisierten PI-Regler kommt es bei minimaler Zwischenkreisspannung zu einer geringfügigen Abweichung des Ausgangsstroms von seinem Sollwert. Zwar ist die Abweichung absolut gesehen mit weniger als 1 mA sehr gering, im Verhältnis zum mittleren Strangstrom ergibt sich dennoch eine kleine Modulation

$$M = \frac{(22.8 \text{ mA} + 0.8 \text{ mA}) - (22.8 \text{ mA} - 0.4 \text{ mA})}{(22.8 \text{ mA} + 0.8 \text{ mA}) + (22.8 \text{ mA} - 0.4 \text{ mA})} \cdot 100 \% = 2.5 \% \quad (3.8)$$

des Stroms. Der Wert liegt jedoch weit unter dem spezifizierten Maximalwert von 13 %. Bild 3.29 zeigt den gemessene Verlauf des Ausgangsstroms I_o über einer Netzhalbschwingung für Frequenzkomponenten kleiner 2 kHz.

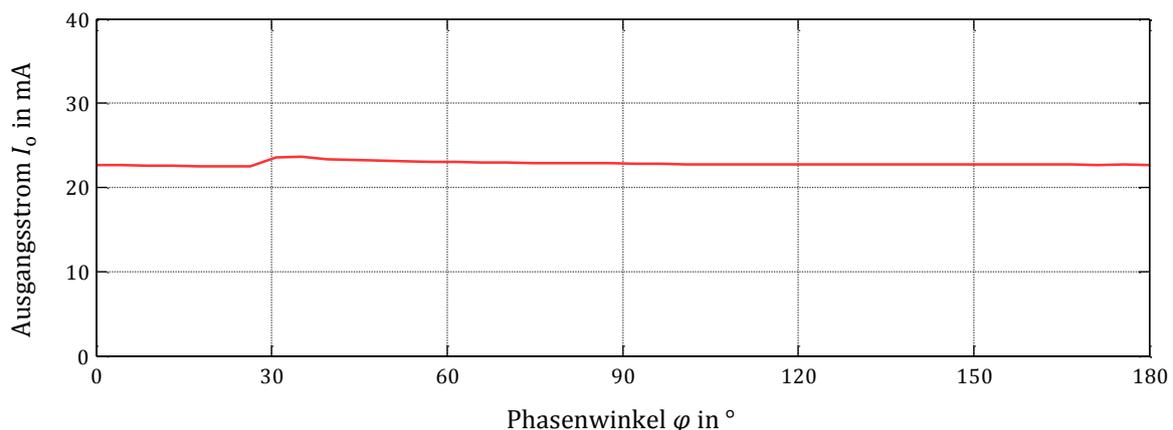


Bild 3.27: Gemessener Verlauf des Ausgangsstroms I_o über einer Netzhalbschwingung. Im Ausgangsstrom sind nur Frequenzanteile bis 2 kHz berücksichtigt.

Das gemessene Spektrum der Funkstörspannung an der Netzimpedanz, bewertet mit dem Quasispitzenwertdetektor, stellt Bild 3.28 dar. Die ebenfalls eingezeichnete Grenzkurve nach DIN EN 55015 bzw. Tabelle 2.6 zeigt, dass die Grenzwerte mit ausreichendem Abstand eingehalten werden.

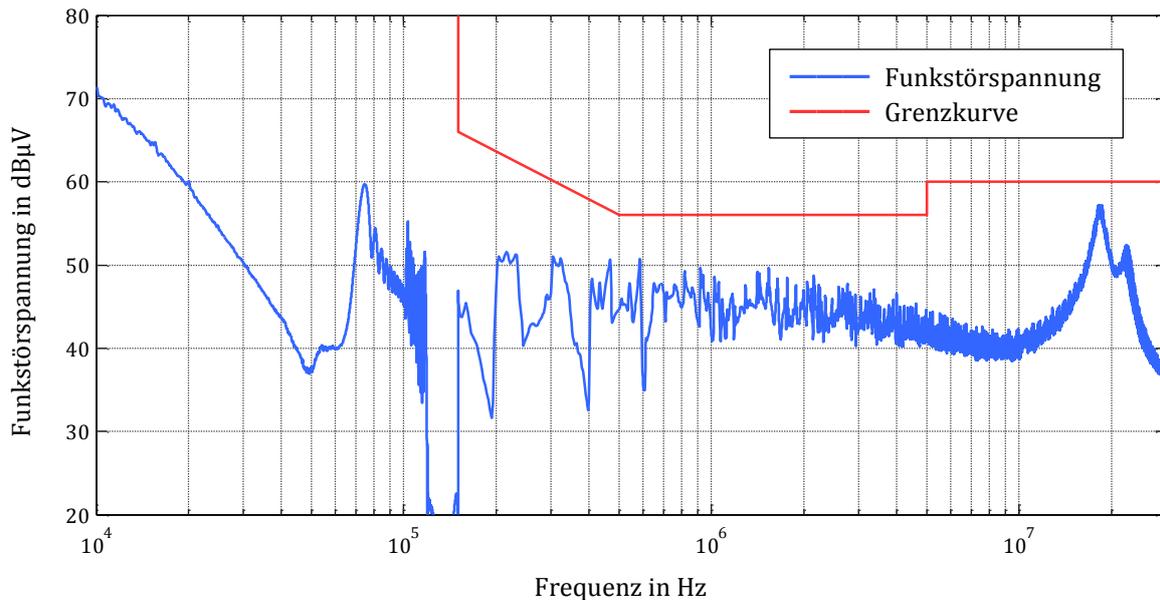


Bild 3.28: Spektrum der Funkstörspannung an der Netzimpedanz des Außenleiters, bewertet mit dem Quasispitzenwertdetektor, sowie die zugehörige Grenzkurve nach DIN EN 55015 bzw. Tabelle 2.6. Das Spektrum an der Netzimpedanz des Neutralleiters sieht nahezu identisch aus.

Tabelle 3.8 des Kapitels 3.7 fassen für den realisierten Boost-Konverter einige ausgewählte Messergebnisse zusammen.

3.4 Prinzipieller Aufbau und Funktionsweise bei Stromquellen

Bei der Ballastierung des LED-Strangs mit einer linearen Stromquelle gemäß Bild 3.29 wird dem Zwischenkreiskondensator C_B ein konstanter Strom entnommen. Dieser Strom I_o entspricht dem Strangstrom im gewünschten Arbeitspunkt. Dabei stellt sich eine ebenfalls konstante Strangspannung U_o ein. Die Differenz zwischen der variierenden Zwischenkreisspannung und der Strangspannung muss über der Stromquelle abfallen, wobei stets

$$u_B(\varphi) \geq U_o \quad (3.9)$$

gelten muss.

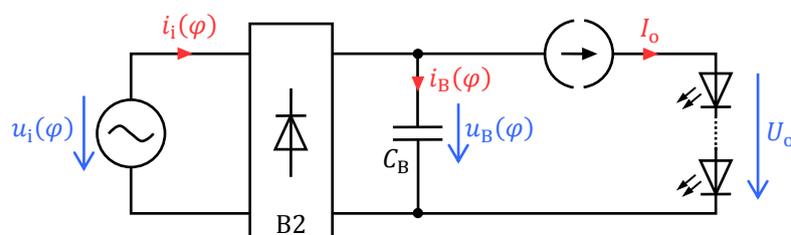


Bild 3.29: Prinzipielles Schaltbild der Eingangsstufe mit B2-Brückengleichrichter, Zwischenkreiskondensator C_B , Stromquelle I_o und LED-Strang.

Die Eingangsspannung

$$u_i(\varphi) = \hat{u}_i \sin(\varphi) \quad (3.10)$$

weist einen ideal sinusförmigen Verlauf auf und repräsentiert die Netzspannung.

Die Herleitung der Verläufe von Strom- und Spannung ist im Anhang B.1.2 erfolgt, sodass hier nur die Ergebnisse vorgestellt werden.

Die minimal auftretende Spannung $U_{B,\min}$ am Zwischenkreis sowie der Leistungsfaktor λ am Netzeingang in Abhängigkeit der strombezogenen Zwischenkreiskapazität C_B/I_o zeigt Bild 3.30.

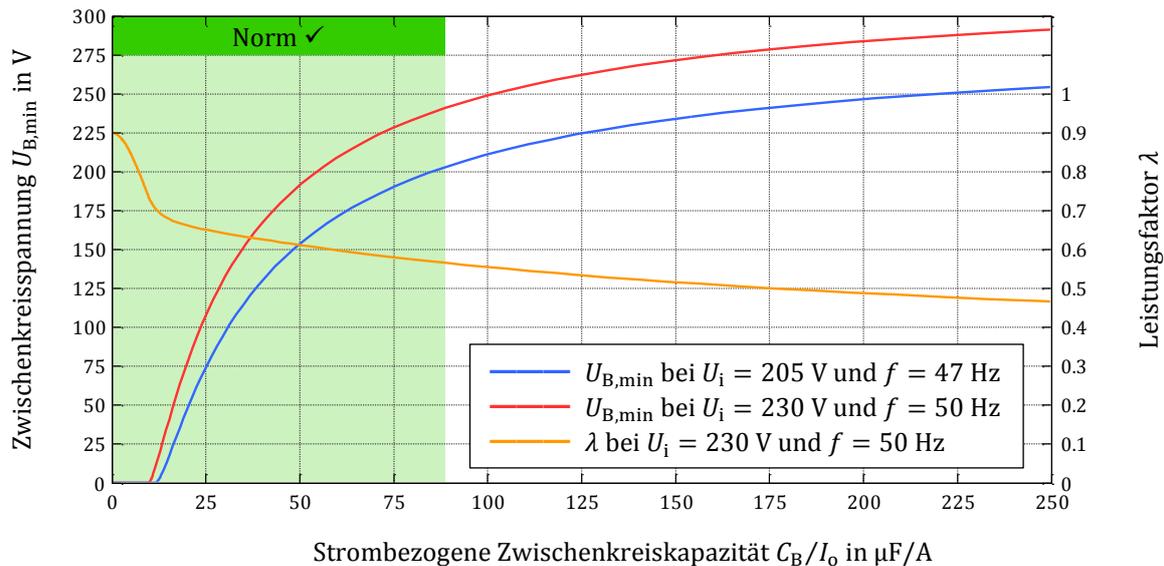


Bild 3.30: Minimale Spannung $U_{B,\min}$ am Zwischenkreiskondensator und Leistungsfaktor λ als Funktion der strombezogenen Zwischenkreiskapazität C_B/I_o . Der grün hinterlegte Bereich erfüllt die Beschreibung der Kurvenform gemäß DIN EN 61000-3-2.

Das Minimum der Zwischenkreisspannung fällt erwartungsgemäß monoton mit kleiner werdenden Kapazitätswerten ab. Unterhalb des Grenzwerts

$$\frac{C_B}{I_o} = 9.8 \frac{\mu\text{F}}{\text{A}} \quad (3.11)$$

nach (B.23) folgt die Zwischenkreisspannung stets der gleichgerichteten Netzspannung und es erfolgt keine Überbrückung des Nulldurchgangs mehr. Beginnend bei verschwindender Zwischenkreiskapazität und blockförmigen Netzstrom fällt der Leistungsfaktor beginnend bei 0.9 ab und nähert sich im Grenzübergang langsam der Nulllinie. Der grüne Bereich in Bild 3.30 markiert die Erfüllung der DIN EN 61000-3-2 bezüglich den Anforderungen der Kurvenform des Netzstroms. Die Bedingung für den Leistungsfaktor $\lambda > 0.5$ ist in diesem Bereich ebenfalls erfüllt. Der Bereich für die strombezogene Zwischenkreiskapazität ist durch

$$11.7 \frac{\mu\text{F}}{\text{A}} < \frac{C_B}{I_o} < 90.6 \frac{\mu\text{F}}{\text{A}} \quad (3.12)$$

gegeben. Hierbei legt die Überbrückung des Nulldurchgangs auch bei der kleinsten Netzspannung und –frequenz die untere Grenze fest, während die Erfüllung der Kurvenform bei der Nenneingangscharakteristik die obere Grenze vorgibt. Die Zwischenkreisspannung muss demnach bei Nennbetrieb auf mindestens

$$U_{B,\min} < 242 \text{ V} \quad (3.13)$$

fallen. Zu jeder strombezogenen Kapazität C_B/I_o korreliert eine strombezogene Eingangsleistung P_i/I_o , die prinzipiell im Bereich

$$\frac{2}{\pi} \hat{u}_i \leq \frac{P_i}{I_o} < \hat{u}_i \quad (3.14)$$

liegt und für $\hat{u}_i = 325 \text{ V}$ in Bild 3.31 dargestellt ist. Dagegen wird im LED-Strang die elektrische Leistung

$$P_o = U_o I_o \quad (3.15)$$

umgesetzt. Da die Strangspannung stets unterhalb der Zwischenkreisspannung liegen muss, tritt bei gegebener Eingangsleistung ein Maximum der im Strang umgesetzten Leistung auf, wenn mit

$$U_o = U_{B,\min} \quad (3.16)$$

die Ausgangsspannung gleich der minimalen Zwischenkreisspannung ist. Die Ausgangsleistung zeigt für diesen Fall Bild 3.31.

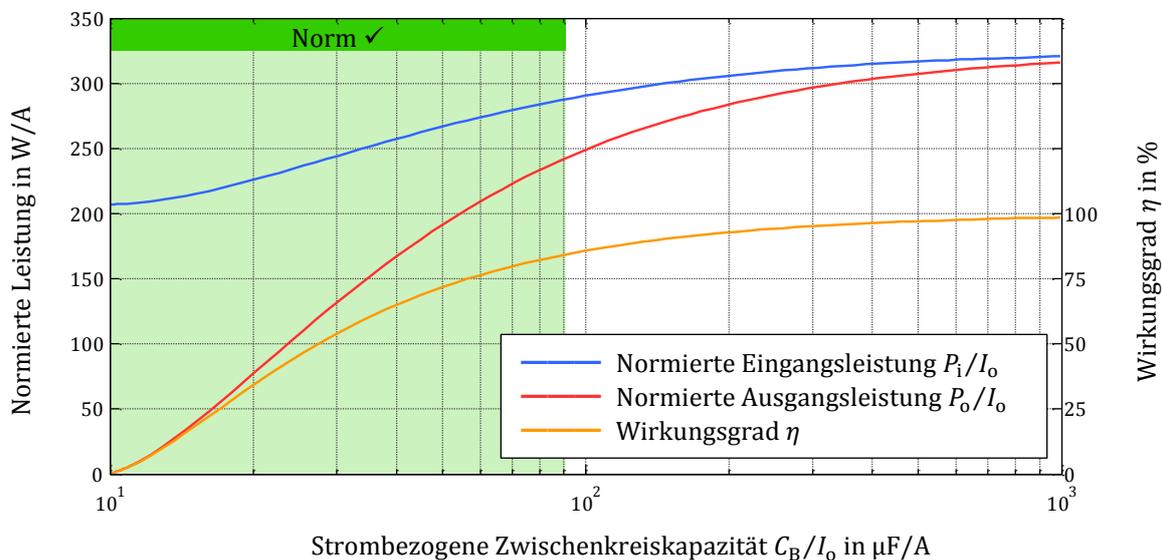


Bild 3.31: Strombezogene Eingangsleistung P_i/I_o und Ausgangsleistung P_o/I_o sowie der Wirkungsgrad als Funktion der strombezogenen Zwischenkreiskapazität C_B/I_o für die nominale Netzspannung $U_i = 230 \text{ V}$.

Der Quotient der beiden dargestellten Kurven ergibt den Wirkungsgrad der Schaltung. Die Zwischenkreiskapazität ist allerdings gemäß (3.12) nach oben beschränkt, was einer maximalen Eingangsleistung

$$\frac{P_i}{I_o} = 288 \frac{\text{W}}{\text{A}} \quad (3.17)$$

entspricht. Für das Gesamtsystem aus Bild 3.29 existiert damit eine untere Schranke

$$P_i > \frac{288 \text{ W/A}}{242 \text{ V}} P_o = 1.19 P_o \quad (3.18)$$

für die Eingangsleistung. Der Wirkungsgrad des Vorschaltgeräts beträgt demnach für den idealen Fall höchstens

$$\eta = \frac{P_i}{P_o} = \frac{1}{1.19} = 0.84. \quad (3.19)$$

In der Praxis ist allerdings zusätzlich der erweiterte Eingangsspannungsbereich, ein Mindestspannungsabfall über der Stromquelle sowie bauteilspezifische Toleranzen im Wert der Zwischenkreiskapazität und der Strangspannung zu berücksichtigen, sodass geringere Wirkungsgrade zu erwarten sind. Zudem muss ein LED-Strang mit dem passenden Arbeitspunkt verfügbar sein.

3.5 Realisierung einer linearen Stromquelle

Der mögliche Bereich für Kombinationen von Strangstrom und Strangspannung zur Erfüllung der Spezifikation nach Tabelle 2.10 stellt Bild 3.32 als grüne Fläche dar. Die maximale Eingangsleistung begrenzt sie nach rechts, zu größeren Strangströmen hin. Die obere Grenze der Strangspannung von 242 V bildet mit (3.16) und (3.13) die maximale Zwischenkreisspannung, bei der die Kurvenform gerade noch erfüllt ist.

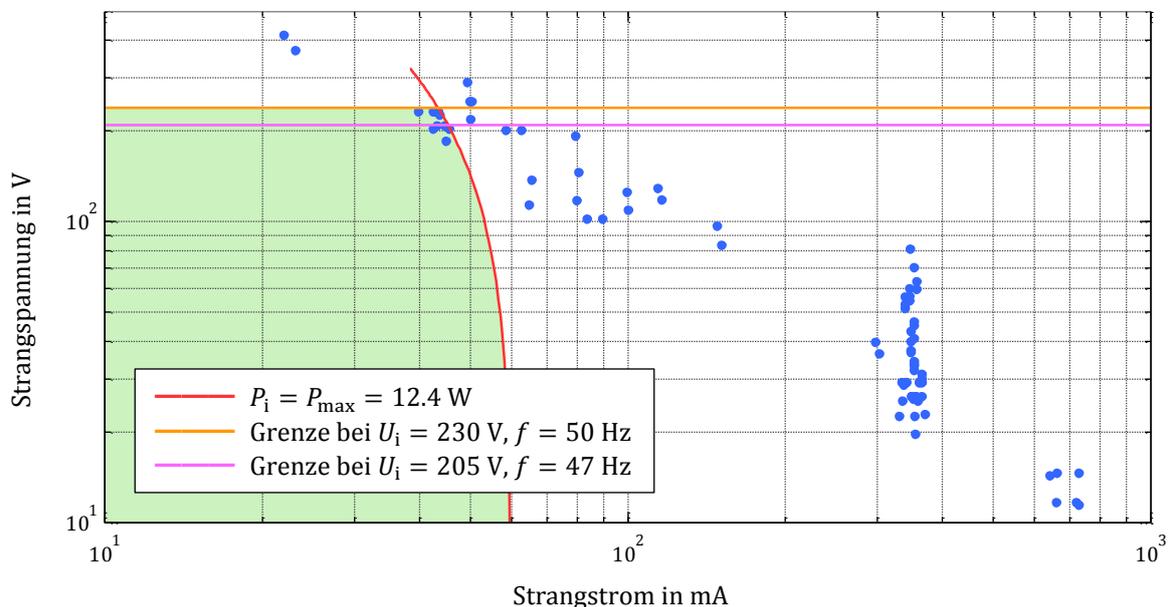


Bild 3.32: Möglicher Bereich von Strangstrom und Strangspannung zur Erfüllung der Spezifikation nach Tabelle 2.10. Die blauen Markierungen zeigen mögliche LED-Stränge (vgl. Bild 2.2).

Soll der LED-Strom dagegen auch noch im ungünstigsten Fall der Eingangsspezifikation über die komplette Netzperiode regelbar sein, so muss die Strangspannung 204 V unterschreiten. Andernfalls weist mit fallender Eingangsspannung, unterhalb des Nennwerts, der Strangstrom und damit der ausgesandte Lichtstrom zunehmend Harmonische mit der

doppelten Netzfrequenz und Vielfachen davon auf. Die Modulation nach (2.2) nimmt dadurch zu und erreicht im schlimmsten Fall den Maximalwert von 100 %, wenn der Strangstrom bis auf null absinkt. Mit der Auslegung auf eine Regelbarkeit auch bei Unterspannung sinkt allerdings der Wirkungsgrad im Nennarbeitspunkt. Bild 3.32 zeigt, dass zur Erfüllung der Spezifikation bisher nur eine geringe Anzahl an möglichen LED-Strängen zur Verfügung steht. Mit der stetigen Weiterentwicklung der LEDs ist aber in Zukunft mit einer größeren Zahl zu rechnen.

3.5.1 Dimensionierung

Drei mögliche LED-Stränge von Bild 3.32 sind in Tabelle 3.6 gegenübergestellt. Für diese drei Stränge zeigt Bild 3.33 (links) die aus dem Netz aufgenommene Leistung bei Nennspannung und Nennfrequenz in Abhängigkeit der Zwischenkreiskapazität C_B . Der Kapazitätsbereich ist dabei auf den zulässigen Bereich beschränkt. Die obere Grenze gibt mit (3.12) die Erfüllung der Normkurve an, während beim unteren Wert die minimale Zwischenkreisspannung im Nennarbeitspunkt die Strangspannung gerade nicht unterschreitet. Zudem darf die Eingangsleistung den spezifizierten Maximalwert von 12.4 W nicht überschreiten, um die Energieeffizienzklasse A+ noch zu erreichen. Bild 3.33 (rechts) zeigt im selben Kapazitätsbereich den Effektivwert der Netzspannung bei dessen Wert die minimal auftretende Zwischenkreisspannung gerade die Strangspannung erreicht. Bis zu dieser Netzspannung ist der Strangstrom auf seinen Sollwert im Idealfall regelbar. Generell wird die geringste Eingangsleistung bei der kleinsten Zwischenkreiskapazität benötigt. Allerdings ist dann die Regelbarkeit des Strangstroms bei einer geringfügigen Unterspannung des Netzes nicht mehr möglich. Entsprechend muss ein Kompromiss zwischen dem Wirkungsgrad und derjenigen Eingangsspannung, ab der eine Erhöhung der Lichtmodulation eintritt, gefunden werden.

Tabelle 3.6: Gegenüberstellung von drei möglichen LED-Strängen.

Strangnummer	1	2	3
LED-Typ	XLamp XM-L High Voltage	XLamp XB-G High Voltage	XLamp XM-L High Voltage
Anzahl der LEDs	5	9	4
Strangstrom	40 mA	43 mA	45 mA
Strangspannung	230 V	203 V	184 V
Strangleistung	9.2 W	8.6 W	8.3 W

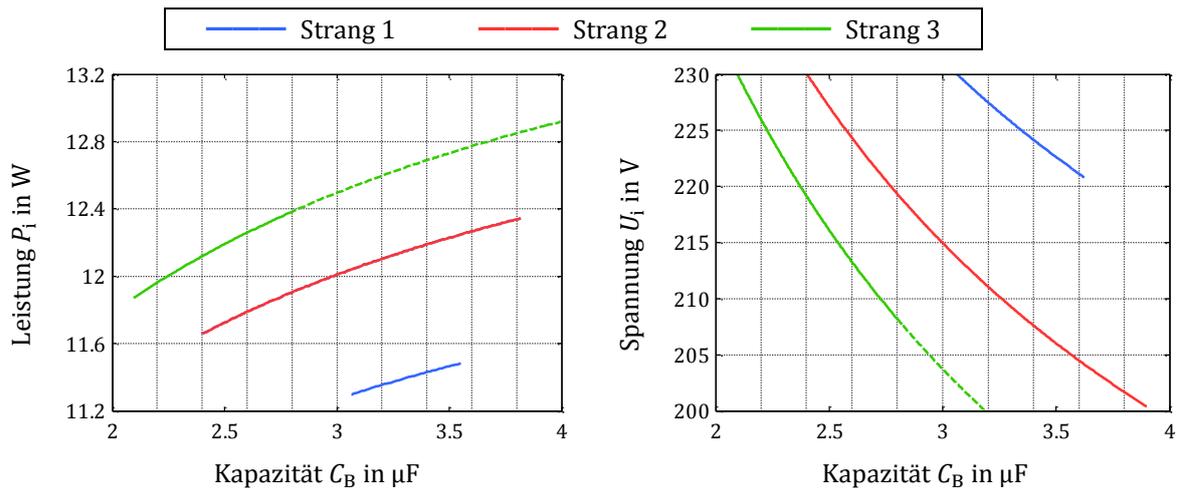


Bild 3.33: Aufgenommene Eingangsleistung im Nennarbeitspunkt (links) und Effektivwert der Netzspannung, ab der keine Regelung des Strangstroms mehr möglich ist (rechts) in Abhängigkeit der Zwischenkreiskapazität C_B für die drei Stränge aus Tabelle 3.6.

Von den drei Strängen ist der spezifizierte Lichtstrom bei Strang 1 mit der geringsten Eingangsleistung erreichbar. Allerdings besitzt er auch eine relativ hohe Strangspannung bezüglich der oberen Spannungsgrenze, wodurch schon bei einer geringen Absenkung der Eingangsspannung die Regelung des LED-Stroms über die komplette Netzhalbschwingung nicht mehr möglich ist. Bei Strang 2 besitzt die Strangspannung einen größeren Abstand zur oberen Spannungsgrenze. Ein Aussetzen der Regelung tritt, je nach Zwischenkreiskapazität, erst bei sehr niedrigen Eingangsspannungen auf. Entsprechend ist aber auch die aufgenommene Wirkleistung größer. Strang 3 ermöglicht prinzipiell eine Regelung des LED-Stroms im gesamten Eingangsspannungsbereich. Jedoch übersteigt in dem dafür benötigten Kapazitätsbereich die Eingangsleistung den spezifizierten Maximalwert von 12.4 W.

Die praktische Realisierung erfolgt mit Strang 2. Mit ihm ist in einem engen Bereich der Zwischenkreiskapazität $3.57 \mu\text{F} < C_B < 3.90 \mu\text{F}$ die Erfüllung der Anforderung an die Normkurve, Energieeffizienzklasse und Regelbarkeit bis zur minimalen Eingangsspannung gegeben. Hierzu sind allerdings eng tolerierte Kondensatoren außerhalb der gängigen E6-Reihe nötig. Im Hinblick auf verfügbare Kapazitätswerte werden für die praktische Realisierung im Folgenden $3.3 \mu\text{F}$ verwendet.

Im nächsten Schritt erfolgt die schaltungstechnische Realisierung der Stromquelle aus Bild 3.29. Das Hauptaugenmerk liegt dabei auf der Minimierung des zum Betrieb benötigten Mindestspannungsabfalls über der Stromquelle, sodass eine Regelung des Strangstroms auch noch bei Netzunterspannung weitestgehend möglich ist. Gleichzeitig muss die Stromquelle aber auch Spannungen von über 150 V aufnehmen können. Zudem ist die Stromquelle dahingehend auszuführen, dass die anfallende Verlustleistung im Watt-Bereich effektiv abgeführt werden kann. Die praktische Realisierung erfolgt mit der Schaltung nach Bild 3.34. Die konstante Ausgangsspannung eines linearen Längsreglers [179] [180] liegt hier über einem Widerstand an, sodass sich ein ebenfalls konstanter Strom einstellt. Allerdings können kommerziell erhältliche Linearregler nicht die in dieser Applikation auftretenden hohen Spannungen aufnehmen. Aus diesem Grund ist dem Fest-

spannungsregler entsprechend der Grafik ein selbstleitender n-Kanal MOSFET vorge-schaltet. Dieser klemmt die Spannung der nachfolgenden Reglerstufe auf die, dem Ar-beitspunkt entsprechende, Source-Gate-Spannung von einigen wenigen Volt und nimmt selbst die hohe Spannung an seiner Drain-Source-Strecke auf. Es sei darauf hingewiesen, dass der Betrieb eines Leistungs-MOSFETs im linearen Bereich zu einem thermischen Durchgehen (Thermal Runaway) führen kann [181] [182] [183] [184]. Auf einen Betrieb innerhalb des sicheren Arbeitsbereichs (SOA, Safe Operating Area) unter Berücksichtigung der Grenze zur thermischen Instabilität ist zu achten. Die aufgebaute Stromquelle nach Bild 3.34 ist bezugspunktfrei.

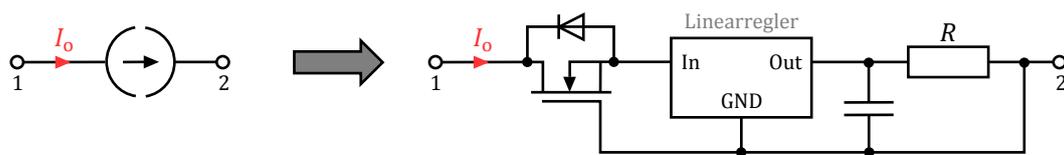


Bild 3.34: Realisierung einer bezugsfreien Hochvoltstromquelle mit linearem Spannungsregler und normalleitenden n-Kanal MOSFET.

Um den Mindestspannungsabfall über der Stromquelle zu minimieren, ist ein Linearregler mit einer möglichst geringen minimalen Eingangsspannung zu wählen. Mit sogenannten Low-Drop-Spannungsreglern [179] [180] sind Eingangsspannungen möglich, die nur geringfügig über der Ausgangsspannung liegen müssen. Mit dem für den Aufbau gewählten, linearen Spannungsregler *STLQ015XG12R* [185] von *STMicroelectronics* wird eine minimale Eingangsspannung von 1.5 V spezifiziert, während am Ausgang des Reglers 1.2 V bereitgestellt wird. Der Kondensator am Ausgang des Reglers dient zur Stabilität des Regelkreises⁴¹ und ist bei Low-Drop-Spannungsreglern häufig erforderlich [180] [186].

3.5.2 Aufbau und Messungen

Bild 3.35 zeigt das Schaltbild des Vorschaltgeräts. Die Tabelle 3.7 listet die Werte und Typen der Komponenten der realisierten Hardware. Neben dem Brückengleichrichter sind nur fünf weitere Bauelemente für den Aufbau nötig.

Tabelle 3.7: Werte bzw. Typen der Hauptkomponenten des realisierten Vorschaltgeräts von Bild 3.35.

Komponente	Zeichen	Nennwert/Typ
Zwischenkreiskapazität	C_B	3.3 μF
Widerstand	R	30 Ω
Reglerkapazität	C_R	1 μF
MOSFET	Q	IXTA08N50D2
Linearregler	IC	STLQ015XG12R

⁴¹ Der äquivalente Serienwiderstand (ESR) des Kondensators erzeugt eine positive Nullstelle in der Übertragungsfunktion, die den Regelkreis stabilisiert [186]. Der ESR muss dazu in einem bestimmten Bereich liegen, der im Allgemeinen im Datenblatt des Reglers angegeben ist.

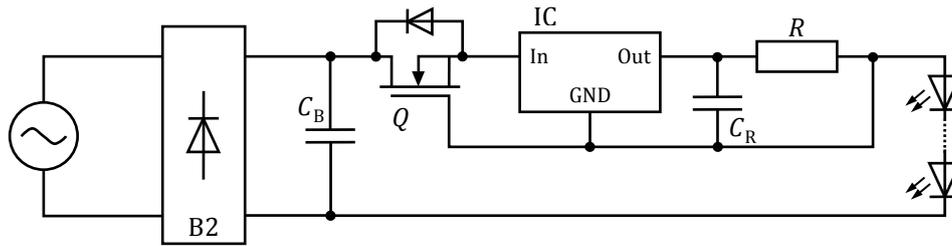


Bild 3.35: Vereinfachtes Schaltbild des realisierten Vorschaltgeräts mit LED-Strang und Netzspannungsquelle.

Mit Bild 3.36 sind Fotos des realisierten Aufbaus gezeigt. Der Zwischenkreiskondensator zur Durchsteckmontage befindet sich als einziges Bauelement auf der Oberseite. Die restlichen fünf Bauelemente sind auf der Unterseite in Oberflächenmontagetechnik aufgebracht.

Im Leistungs-MOSFET entsteht eine Verlustleistung von einigen Watt, sodass ein entsprechendes Wärmemanagement unverzichtbar ist. Wie bereits in Kapitel 2.5 erwähnt, wird jedoch die thermische Auslegung im Rahmen dieser Arbeit nicht umfänglich betrachtet. Im dargestellten Aufbau von Bild 3.36 wird die anfallende Wärme des MOSFETs zunächst größtmöglich auf die Kupferflächen der Unterseite und über Thermal Vias [187] [188] auch auf die Kupferfläche der Oberseite der Leiterplatte verteilt. Mit dem Einbau in ein Gehäuse besteht ein mögliches Konzept darin, die Wärme von dort über die Wärmeleitfähigkeit einer Vergussmasse an den Kühlkörper weiterzugeben, der diese dann an die Umgebung abführt. Auch ist eine isolierte Montage des MOSFETs direkt an den Kühlkörper denkbar.

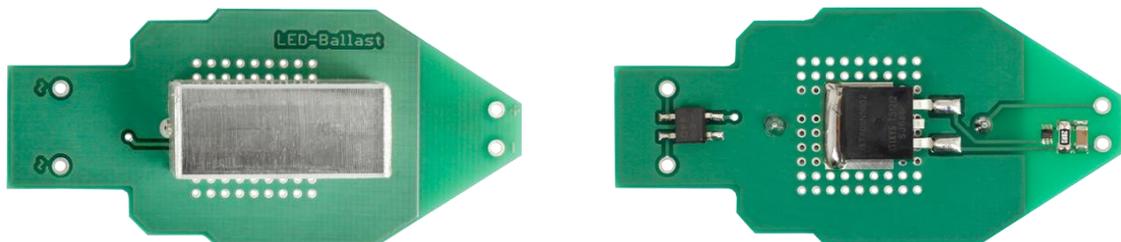


Bild 3.36: Oberseite (links) und Unterseite (rechts) des realisierten Vorschaltgeräts mit linearer Stromquelle.

Die gemessenen Verläufe von Netzspannung und Netzstrom sowie der Zwischenkreisspannung sind für eine Periode in Bild 3.37 graphisch dargestellt. Der Eingangsstrom des Vorschaltgeräts erfüllt mit den relevanten Phasenwinkeln und den Bedingungen

- $I_3/I_1 = 82 \% < 86 \%$
- $I_5/I_1 = 55 \% < 61 \%$

für die Harmonischen alle Anforderungen der Kurvenform nach DIN EN 61000-3-2. Der Leistungsfaktor am Schaltungseingang liegt bei $\lambda = 0.58$. Der Effektivwert des Eingangsstroms beträgt 92 mA.

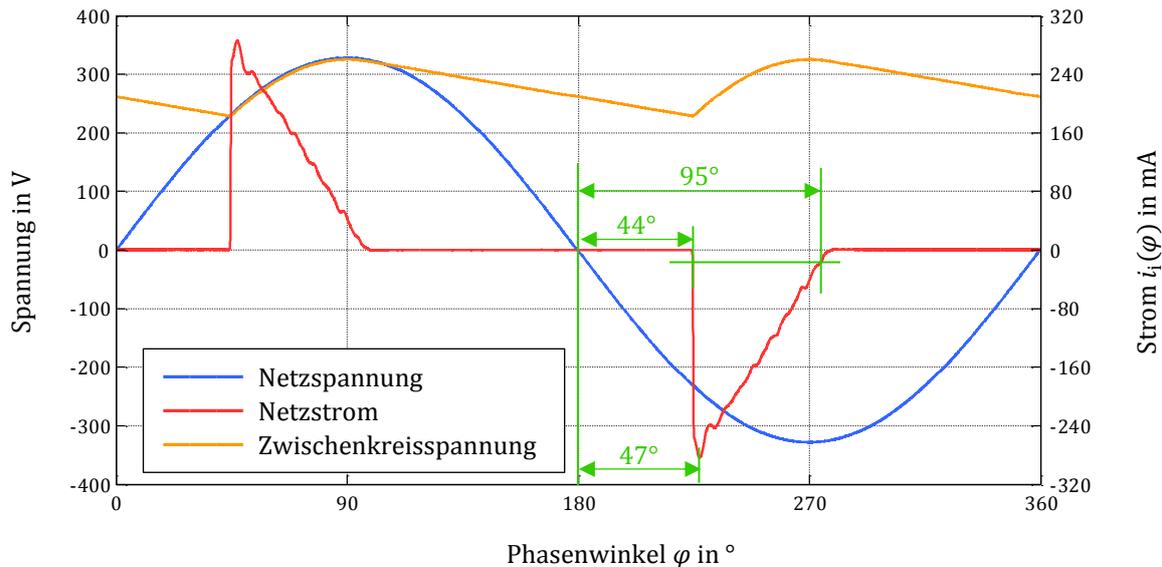


Bild 3.37: Gemessener Verlauf von Netzspannung, Netzstrom sowie Zwischenkreisspannung über einer Netzperiode. Zusätzlich sind die relevanten Phasenwinkel für die Beschreibung der Kurvenform nach DIN EN 61000-3-2 eingezeichnet.

Das Vorschaltgerät versorgt den LED-Strang mit einem konstanten Strom $I_0 = 43 \text{ mA}$. Bei einer Strangspannung $U_0 = 205 \text{ V}$ entspricht dies einer Leistungsabgabe von $P_0 = 8.8 \text{ W}$. Gleichzeitig nimmt die Schaltung eine Wirkleistung von $P_i = 12.3 \text{ W}$ aus dem Netz auf und erreicht mit dem angenommenen Solllichtstrom gerade noch die Energieeffizienzklasse A+. Die Differenz von Eingangs- und Ausgangsleistung von rund 3.5 W wird hauptsächlich im Leistungs-MOSFET in Wärme umgewandelt. Der Wirkungsgrad des Konverters beträgt 72% .

Die Modulation des Strangstroms ist messtechnisch von null nicht zu unterscheiden. Mit der gewählten Dimensionierung lässt sich dieser Wert jedoch nicht über den kompletten Eingangsspannungsbereich erzielen, sondern es existiert eine untere Schranke der Netzspannung, ab der $M = 0$ nicht mehr erfüllbar ist. Bei dieser Spannung erreicht, mit Vernachlässigung der Mindestspannung über der Stromquelle, die Zwischenkreisspannung mit ihrem tiefsten Wert gerade die Strangspannung. Bei der vorgestellten Hardwarerealisierung ist dies für die Nennfrequenz bei einem Effektivwert der Netzspannung von rund $U_i = 215 \text{ V}$ gegeben. Darunter tritt innerhalb einer halben Netzperiode ein Bereich auf, indem die Strangspannung unterhalb ihres Nennarbeitspunktwerts der Zwischenkreisspannung folgt. Der Strangstrom ist entsprechend seiner Kennlinie reduziert und die Modulation damit größer als null. Der spezifizierte Maximalwert der Modulation von 13% wird bei Nennfrequenz unterhalb einer Netzspannung $U_i < 210 \text{ V}$ überschritten. Die größte Modulation bei Nennfrequenz und niedrigster Eingangsspannung ($U_i = 205 \text{ V}$) beträgt $M = 27 \%$. Die zugehörigen Verläufe von Strangspannung, Strangstrom und Zwischenkreisspannung sind in Bild 3.38 graphisch dargestellt.

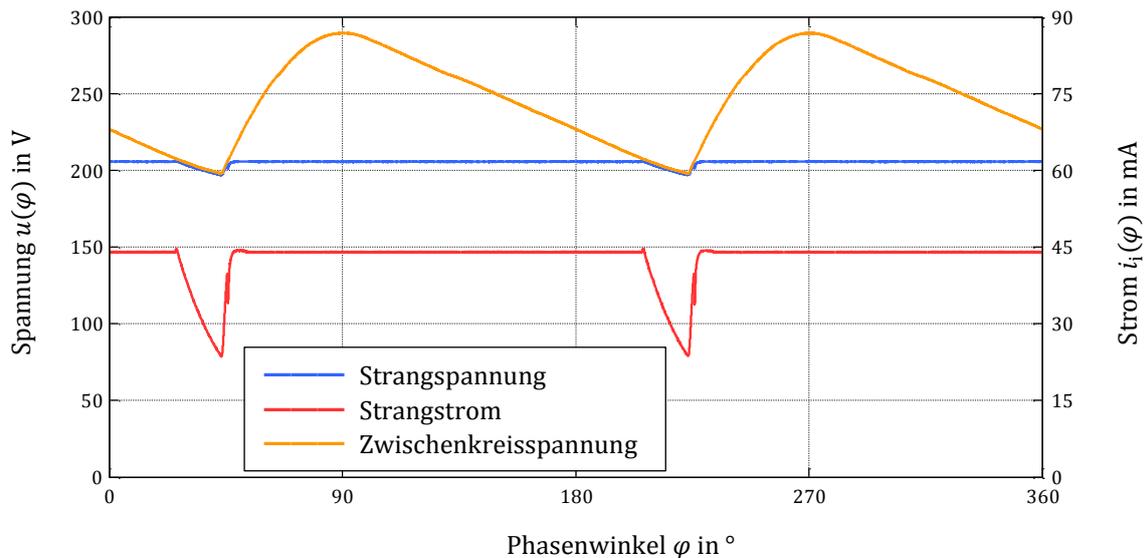


Bild 3.38: Gemessener Verlauf von Strangspannung, Strangstrom sowie Zwischenkreisspannung über einer Netzperiode für die minimale Eingangsspannung $U_i = 205 \text{ V}$ und $f = 50 \text{ Hz}$.

Ist nicht nur die Netzspannung an der unteren Grenze der Eingangsspezifikation, sondern auch noch die Netzfrequenz, so steigt die Modulation weiter auf $M = 38 \%$.

Eine Zusammenfassung ausgewählter Messergebnisse der realisierten linearen Stromquelle zeigt Tabelle 3.8 in Kapitel 3.7.

3.6 Kondensatortypen der Zwischenkreiskapazität

Am Ende von Kapitel 3.1 wurde auf die Vorzüge von Folienkondensatoren zur Realisierung der Zwischenkreiskapazität eingegangen. Demgegenüber ist ebenso der Einsatz weiterer Kondensatortypen denkbar, wobei im Folgenden die Vor- und Nachteile von Keramik Kondensatoren aber hauptsächlich von Elektrolytkondensatoren kurz diskutiert werden.

Elektrolytkondensatoren bieten den Vorteil hoher Energiespeicherung bezogen auf Volumen und Preis. Augenmerk ist hier aber auf die Lebensdauer zu richten [189], welche die Lebensdauer des Gesamtsystems bestimmen kann [190] [191]. Neben einer geringen Umgebungstemperatur ist der Lade- und Entladestrom eines Kondensators für dessen Lebensdauer ausschlaggebend. Dazu geben die Hersteller einen Maximalwert des Effektivwerts dieses sogenannten Rippelstroms in ihren Datenblättern an. Teilweise sind diese durch frequenzabhängige Faktoren korrigiert. Der Rippelstrom darf zur Erreichung einer bestimmten Lebensdauer, bei einer gegebenen Umgebungstemperatur, nicht überschritten werden. Vor allem mit dem Schaltungskonzept dieses Kapitels treten aber hohe Rippelströme auf. Für die vereinfachte Schaltung nach Bild 3.2 stellt Bild 3.39 den Effektivwert des Stroms durch die Zwischenkreiskapazität für verschiedene Eingangsleistungen dar. Zusätzlich ist der gültige Kapazitätsbereich nach (3.4) grün markiert.

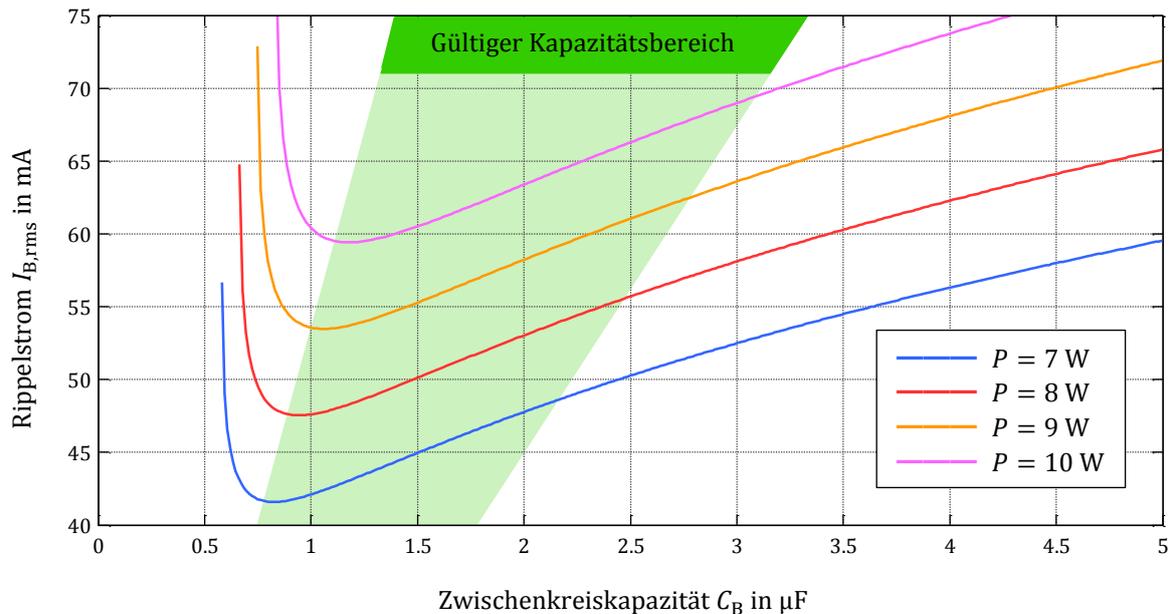


Bild 3.39: Effektivwert des Kondensatorstroms in Abhängigkeit der Zwischenkreiskapazität mit der Leistung P als Scharparameter. Der gültige Kapazitätsbereich nach (3.4) ist grün markiert.

Für verfügbare Kondensatoren des gültigen Kapazitätsbereichs sind mit den auftretenden Rippleströmen nach Bild 3.39 gemäß den Datenblattangaben verschiedener Hersteller nur Lebensdauern von einigen 1000 h zu erwarten. Kondensatoren mit höheren Kapazitätswerten besitzen zwar eine ausreichende Ripplestrombelastbarkeit, liegen jedoch außerhalb des gültigen Bereichs. Als weiterer Nachteil sei hier noch der relativ hohe äquivalente Serienwiderstand genannt, der bei einigen Ohm liegt und mit dem Ripplestrom zu einem weiteren zu beachtenden Anteil an den Gesamtverlusten beiträgt (vgl. Anhang C.5).

Eine weitere Möglichkeit zur Realisierung der Zwischenkreiskapazität besteht mit Keramik Kondensatoren. Gegenüber Folienkondensatoren ermöglichen sie höhere Energiedichten. Der Preis für die hier notwendigen Hochvoltkeramik Kondensatoren im μF -Bereich liegt allerdings so hoch, dass ein Einsatz für diese Applikation nicht wirtschaftlich ist.

3.7 Zusammenfassung

Die klassische und kostengünstige Eingangsstufe zur Gleichrichtung der Netzspannung aus Brückengleichrichter mit nachgeschaltetem Zwischenkreiskondensator erfüllt nicht die tabellarischen Grenzwerte der Stromschwankungen des Eingangsstroms nach DIN EN 61000-3-2. In diesem Kapitel wurde jedoch gezeigt, wie die Eingangsstufe zu dimensionieren ist, um alternativ die Anforderung an die in der Norm beschriebene Kurvenform zu erfüllen. Die Zwischenkreiskapazität muss dazu in einem von der zu übertragenen Leistung abhängigen Bereich liegen. Kapazitätswerte und Ripplestrombelastung liegen dabei in einer Größenordnung, dass hier der Einsatz von Folienkondensatoren möglich und für eine hohe Lebensdauer des Gesamtsystems auch sinnvoll ist. Der Eingangsstufe folgt eine nachgeschaltete DC/DC-Stufe, die aus der variierenden Zwischenkreisspannung einen konstanten Strom für die LEDs bereitstellt. Für die Realisierung der

zweiten Stufe wurden mit dem Buck- und dem Boost-Konverter sowie der Ballastierung mit einer linearen Stromquelle drei Schaltungstopologien vorgestellt. Mit den drei Topologien erfolgte jeweils eine Optimierung und praktische Realisierung des Gesamtsystems, bestehend aus Vorschaltgerät und LED-Strang, zur Erfüllung der Spezifikation von Kapitel 2.6. Einige ausgewählte Messergebnisse sind vergleichend in Tabelle 3.8 zusammengestellt.

Tabelle 3.8: Zusammenfassung ausgewählter Messwerte für die drei Realisierungen.

Kennwert	Buck	Boost	Linearregler
Eingangsleistung	7.74 W	9.58 W	12.25 W
Ausgangsleistung	7.48 W	9.00 W	8.83 W
Wirkungsgrad	96.6 %	93.9 %	72.1 %
Leistungsfaktor	0.57	0.58	0.58
Strangspannung	112.3 V	393.5 V	204.7 V
Strangstrom	66.5 mA	22.8 mA	43.15 mA
Modulation	0.4 %	2.5 %	0 %
Lichtausbeute ⁴²	124 lm/W	97 lm/W	77 lm/W

Mit den beiden getakteten Topologien sind Wirkungsgrade der Vorschaltgeräte über 93 % erzielt worden. Der Wirkungsgrad bei der Realisierung mit dem Linearregler liegt mit 72 % prinzipbedingt deutlich darunter. Die Lichtausbeute der Gesamtsysteme wird maßgeblich von der Lichtausbeute der eingesetzten LEDs bestimmt. So erreicht auch die LED-Lampe mit der linearen Ballastierung, wie auch die LED-Lampe mit dem Boost-Konverter, die Energieeffizienzklasse A+. Die LED-Lampe mit dem Buck-Konverter erreicht sogar die derzeit höchste Klasse A++. Im schaltungstechnischen Aufwand liegt die Ballastierung mit der linearen Stromquelle mit lediglich sechs Bauelementen weit vorne, was geringe Kosten erwarten lässt. Aber auch die Buck-Topologie kann mit einer relativ geringen Anzahl an notwendigen Bauelementen realisiert werden. Dies ist vor allem durch die einfach zu implementierende Regelung mit aktuell am Markt verfügbaren Regel-ICs möglich. Für die Realisierung des Boost-Konverters hingegen musste ein Teil des Regelkreises diskret aufgebaut werden, wodurch einerseits der schaltungstechnische Aufwand steigt und andererseits zusätzliche Verluste entstehen, wodurch der Wirkungsgrad sinkt. Grund hierfür ist zum einen die kompliziertere Regelung, zum anderen werden zugeschnittene Regel-ICs für diese Applikation nicht angeboten. Eine Integration aller Regelungs- und Kontrollstrukturen in einen Schaltkreis wären aber prinzipiell möglich. Alle drei Schaltungen regeln auf einen konstanten Strangstrom, wodurch die Modulation im Lichtstrom einen sehr geringen Wert aufweist.

Bild 3.40 zeigt eine der realisierten LED-Retrofit-Lampen mit geöffnetem Gehäuse⁴³. Der Eingang des Vorschaltgeräts ist direkt mit dem Sockel verbunden. Die LEDs sind für ein

⁴² Rechnerischer Wert.

⁴³ Das Gehäuse wurde nicht selbst gefertigt, sondern stammt von der kommerziell erhältlichen LED-Retrofit-Lampe *Parathom Pro Classic A 80* von *Osram*.

entsprechendes Wärmemanagement auf eine Metallkernleiterplatte aufgelötet, die mit dem Aluminiumkühlkörper verschraubt ist.

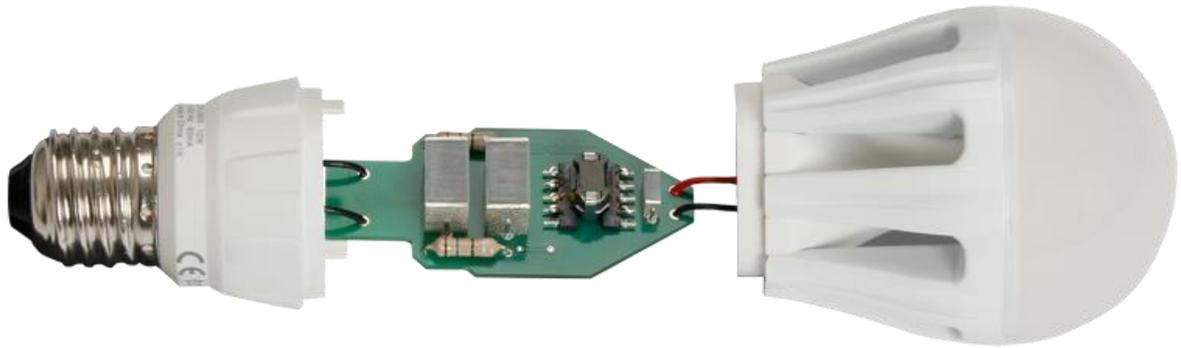


Bild 3.40: Realisierte LED-Retrofit-Lampe in partieller Explosionsdarstellung.

4 Einstufige Konverter mit Regelung der Eingangsstromform

Bereits Kapitel 3 erwähnte die Möglichkeit von passiven Filternetzwerken, um den Oberschwingungsgehalt im Eingangsstrom bei Spitzenwertgleichrichtung durch Diodengleichrichter und nachfolgendem Glättungskondensator zur Erfüllung der tabellarischen Grenzwerte nach DIN EN 61000-3-2 zu reduzieren. Nach den Dimensionierungen im Anhang B.1.1.3 sind allerdings Werte und Bauvolumen der benötigten Komponenten übermäßig hoch. Die häufigste Methode ist der Einsatz von aktiven Leistungsfaktorkorrekturschaltungen. Durch eine entsprechende Ansteuerung der Leistungsschalter bzw. des Leistungsschalters kann der Oberschwingungsgehalt im Eingangsstrom bezüglich der Netzfrequenz auf nahezu null gebracht werden. Aufgrund seiner Vorteile wird für diese Aufgabe häufig der Boost-Konverter verwendet [192]. Es ist hierzu jedoch eine Vielzahl an weiteren Gleichspannungswandlern geeignet [193] [194] [195] [196] [197] [198] [199]. Zu diesen zählen auch die beiden anderen Grundtopologien Buck- und BuckBoost-Konverter⁴⁴. Ohne die Festlegung auf eine spezielle Topologie zeigt Bild 4.1 das Gesamtsystem mit einem LED-Strang als Last.

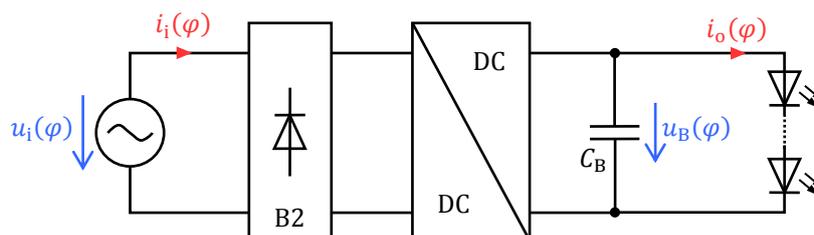


Bild 4.1: Schaltbild des Gesamtsystems zur Versorgung eines LED-Strangs aus dem Versorgungsnetz.

Der DC/DC-Wandler wird über einen vorgeschalteten Brückengleichrichter direkt mit dem Betrag der Netzspannung gespeist⁴⁵. Im Unterschied zur Schaltung in Bild 3.1 des vorherigen Kapitels 3 liegt nun der Speicherkondensator an der Ausgangsseite, hinter der Wandlerstufe. An der Eingangsseite befindet sich lediglich ein Hochfrequenzfilter⁴⁶. Die Versorgung des LED-Strangs erfolgt entweder direkt aus dem Ausgangskondensator oder über einen vorgeschalteten ohmschen Widerstand.

Sollen im Eingangsstrom keine Oberschwingungen mit Vielfachen der Netzfrequenz auftreten, so muss dieser einen sinusförmigen Verlauf mit der Frequenz des Versorgungsnetzes aufweisen. Mit einer ebenfalls sinusförmigen Netzspannung mit gleicher Frequenz

⁴⁴ Im Deutschen Inverswandler oder Hoch-Tiefsetzsteller. Die Schreibweise „BuckBoost“ ist hier abweichend von der englischen Literatur ohne Bindestrich gewählt, um in Kapitel 5 eine Unterscheidung zum Buck-Boost-Konverter, der sich aus einem Buck- und einem Boost-Konverter zusammensetzt, zu gewährleisten.

⁴⁵ Es sind aber ebenso Schaltungskonzepte möglich, bei denen die Konverterstufe zusätzlich die Funktion des Gleichrichters übernimmt [200] [201] [202] [203] [204] [205].

⁴⁶ Das Hochfrequenzfilter ist in Bild 4.1 nicht eingezeichnet.

und Phasenbeziehung pulsiert dann die am Eingang aufgenommene Leistung mit der doppelten Netzfrequenz. Demgegenüber soll der LED-Strang im Arbeitspunkt mit einer nahezu konstanten Leistung versorgt werden. Die Differenz von Eingangs- und Ausgangsleistung während einer Netzhalbschwingung muss der Ausgangskondensator C_B aufnehmen und zwischenspeichern bzw. an die Last abgeben. Die Ausgangsspannung weist hierdurch prinzipbedingt Oberschwingungen mit der doppelten Netzfrequenz und deren Vielfachen auf. Eine entsprechend groß dimensionierte Kapazität ist nötig, um die maximale Modulation des LED-Stroms nach (2.2) nicht zu überschreiten. Allerdings sind sowohl aufgrund des begrenzten Bauvolumens als auch aus Kostengründen kleine Kapazitätswerte wünschenswert. Nur eine geringe Ausgangskapazität als Hochfrequenzfilter wäre nötig, wenn der Konverter am Eingang zu jedem Zeitpunkt ebenfalls eine konstante Leistung aufnimmt. Bei einer sinusförmigen Netzspannung hätte dies aber eine theoretische Stromform proportional zu $1/\sin(\varphi)$ zur Folge⁴⁷. Die resultierenden Oberschwingungen erfüllen allerdings nicht die geforderten Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2.

Das Ziel ist nun mit dem Gleichspannungswandler einen Netzstrom zu erzielen, welcher die Grenzwerte für die Stromüberschwingungen einhält und gleichzeitig den Wert der notwendigen Ausgangskapazität möglichst minimiert. Dabei muss die maximale Modulation des LED-Stroms unter ihrem spezifizierten Maximalwert liegen. Zudem soll die Stromform ohne komplizierte Regelalgorithmen realisierbar sein. Im Folgenden werden dazu verschiedene Stromformen und ihre möglichen Realisierungen in Anbetracht verschiedener Wandlertopologien untersucht sowie ihren Einfluss auf den benötigten Wert der Ausgangskapazität erörtert. Im Hinblick auf ein optimiertes Gesamtsystem folgen mit den gewonnenen Erkenntnissen auf Basis des Boost- und Buck-Konverters zwei konkrete Aufbauten.

4.1 Prinzipieller Aufbau und Funktionsweise

Mit dem Gesamtsystem nach Bild 4.1 wird der DC/DC-Wandler zusammen mit dem Brückengleichrichter gemäß dem Prinzipschaltbild Bild 4.2 durch ein ideales, verlustloses Netzwerk ohne Energiespeicher⁴⁸ ersetzt. Dieses entnimmt auf der Eingangsseite dem Netz einen periodischen Strom $i_1(\varphi)$, wobei mit der Randbedingung

$$u_i(\varphi) \cdot i_1(\varphi) \geq 0 \quad (4.1)$$

zu jedem Zeitpunkt nur Leistung aufgenommen und nicht ins Netz zurückgespeist werden kann. Da innerhalb des idealen Netzwerks keine Energiespeicherung stattfindet sowie keine Verluste auftreten, wird die am Eingang aufgenommene Leistung instantan an den Ausgangsklemmen wieder abgegeben. Die Modellierung des idealen Netzwerks erfolgt mit jeweils einer gesteuerten Stromquelle an den beiden Klemmpaaren. Während die Quelle am Eingang von außen gesteuert die Netzstromform und die im Mittel übertragene

⁴⁷ Bei den Nulldurchgängen der Netzspannung strebt hier der Eingangsstrom eines idealen Konverters gegen unendlich, was sich in der Praxis natürlich nicht realisieren lässt.

⁴⁸ Im Weiteren kurz ideales Netzwerk genannt.

Leistung bestimmt, hängt der Wert der Ausgangsquelle von internen Schaltungsgrößen ab, um zu jedem Zeitpunkt das Leistungsgleichgewicht zu erfüllen.

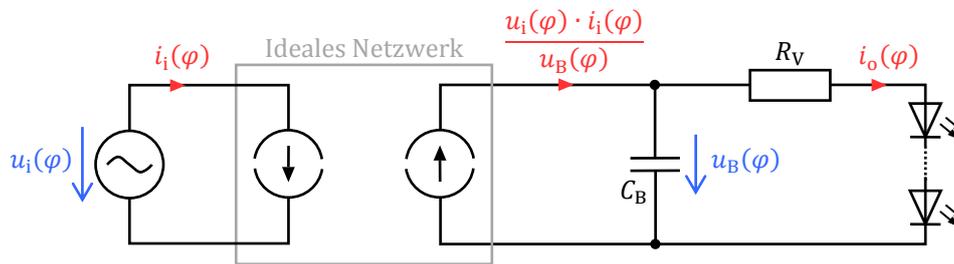


Bild 4.2: Schaltbild des Gesamtsystems zur Versorgung eines LED-Strangs aus dem Versorgungsnetz nach Bild 4.1 mit der Modellierung der Konverterstufe inklusive Brückengleichrichter als ideales Netzwerk.

Im Schaltbild nach Bild 4.2 ist der LED-Strang nicht direkt, sondern über einen zusätzlichen Vorwiderstand R_V an den Ausgangskondensator angeschlossen. Außer durch eine Erhöhung der Ausgangskapazität lässt sich auch durch einen entsprechend dimensionierten Vorwiderstand der niederfrequente Stromrippel durch den LED-Strang verringern. Hierdurch sinkt allerdings der Wirkungsgrad der Schaltung.

Zur Berechnung des Verlaufs der Kondensatorspannung sowie der Welligkeit des LED-Stroms in Bild 4.2 ist die Kenntnis der Strom-Spannungsbeziehung des LED-Strangs notwendig. Die jeweilige Kennlinie der LEDs ist in den zugehörigen Datenblättern der Hersteller graphisch dargestellt⁴⁹ und extrahierbar. Damit lässt sich die Kennlinie des LED-Strangs durch eine entsprechende Multiplikation mit der Anzahl der LEDs im Strang bestimmen. Für eine vereinfachte Analyse erfolgt eine Linearisierung der nichtlinearen Kennlinie im Arbeitspunkt. Mit einer Taylorreihenentwicklung [206] und Abbruch nach dem zweiten Summanden kann der LED-Strang von Bild 4.3 (links) in einer Umgebung um den Arbeitspunkt durch das lineare Modell einer Gleichspannungsquelle U_D in Reihe mit einem Widerstand R_D dargestellt werden. Exemplarisch zeigt Bild 4.3 (rechts) für Strang 1 aus Tabelle 3.1 die reale Strom-Spannungs-Kennlinie auf Basis der Datenblattkurve und die linearisierte Kennlinie. Mit der maximal zulässigen Modulation des Strangstroms $M \leq 0.13$ gemäß der Spezifikation von Tabelle 2.10 ist die entsprechende maximale Strom- und Spannungsschwankung bei einer symmetrischen Aussteuerung⁵⁰ durch einen grünen Bereich visualisiert. Im stationären Betrieb der Schaltung wird die Kennlinie ausschließlich in diesem Bereich durchlaufen. Ein Vergleich der realen Kennlinie mit der Linearisierung zeigt, dass hier beide praktisch identisch sind. Der entstehende Fehler durch die Linearisierung ist vernachlässigbar gering. Dies gilt auch für alle LED-Stränge von Bild 2.2.

⁴⁹ Die Datenblätter geben die Kennlinie für eine Chiptemperatur von 25 °C oder 85 °C an. Mit den dort aufgelisteten Temperaturkoeffizienten für die LED-Spannung ist eine Umrechnung für davon abweichende Temperaturen möglich.

⁵⁰ Der Strangstrom variiert im Intervall $[I_o - M_{\max}I_o; I_o + M_{\max}I_o]$.

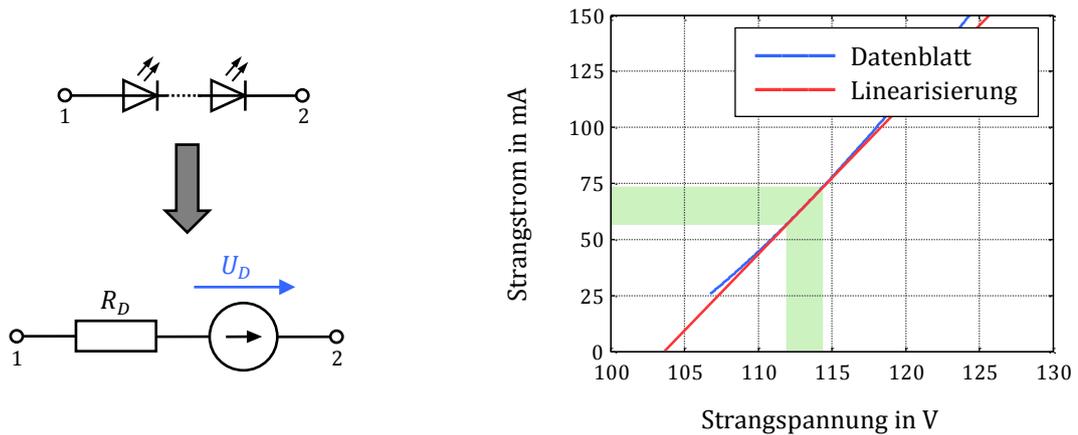


Bild 4.3: Linearisierung des LED-Strangs im Arbeitspunkt. Die linearisierte Kennlinie (rechts) entspricht schaltungstechnisch der Reihenschaltung einer Gleichspannungsquelle mit einem Widerstand (links). Der grün markierte Bereich zeigt die maximal zulässige Spannungs- bzw. Stromänderung für $M \leq 0.13$.

Mit der Linearisierung im Arbeitspunkt ist ein LED-Strang somit eindeutig durch die drei Parameter

- Strangstrom I_o
- Differentieller Widerstand R_D
- Knickspannung U_D

charakterisierbar. Für das Beispiel aus Bild 4.3 (rechts) sind die Werte für den Arbeitspunktstrom $I_o = 65 \text{ mA}$ mit $U_D = 104 \text{ V}$ und $R_D = 147 \Omega$ gegeben. Für die kompletten LED-Stränge aus Bild 2.2 zeigt Bild 4.4 (links) den differentiellen Widerstand R_D in Abhängigkeit des Strangstroms I_o für eine Chiptemperatur von $75 \text{ }^\circ\text{C}$. Tendenziell ist der Widerstandswert für hohe Strangströme kleiner als für niedrigere Ströme. Bei einem Wert $I_o = 350 \text{ mA}$ liegen diese bei wenigen Ohm, während sie im Bereich von 60 mA bei mehreren 100 Ohm liegen. In Bild 4.4 (rechts) ist die Knickspannung U_D als Funktion der Strangspannung U_o graphisch dargestellt. Erwartungsgemäß liegt die Knickspannung knapp unterhalb der Spannung im Arbeitspunkt. Die Knickspannung U_D ist demnach dominant gegenüber dem Spannungsabfall $I_o R_D$ am Widerstand.

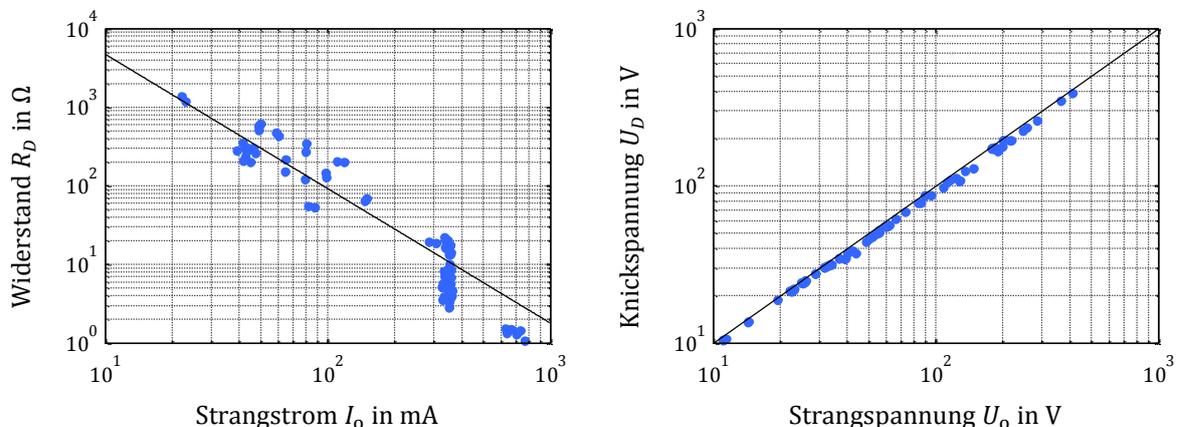


Bild 4.4: Differentieller Widerstand R_D als Funktion des Strangstroms I_o im Arbeitspunkt (links) sowie Knickspannung U_D in Abhängigkeit der Strangspannung U_o (rechts) bei Linearisierung der LED-Stränge von Bild 2.2 nach Bild 4.3 (links).

In der Grafik von Bild 4.4 (links), mit doppellogarithmischem Maßstab, liegen die Wertepaare von Strangstrom und differentielltem Widerstand in grober Näherung auf einer Geraden. Beide Werte sind somit ungefähr durch eine Potenzfunktion miteinander verknüpft. Um den tendenziellen Einfluss der verschiedenen Eingangsstromformen des folgenden Kapitels auf wichtige Kenngrößen besser darstellen zu können, sei ein mittlerer LED-Strang mit einer Leistung von 9 W und variablen Strangstrom sowie dem davon abhängigen differentiellen Widerstand gemäß der Approximation

$$\frac{R_D(I_o)}{\Omega} = 1.8 \cdot \left(\frac{I_o}{A}\right)^{-1.71} \quad (4.2)$$

definiert. Bild 4.4 (links) stellt diesen mittleren LED-Strang als schwarze Linie dar.

Das Schaltbild des Gesamtsystems von Bild 4.2 nach der Linearisierung des LED-Strangs zeigt Bild 4.5. Der Vorwiderstand R_V und der differentielle Widerstand R_D sind hier zu einem Gesamtwiderstand

$$R_G = R_V + R_D \quad (4.3)$$

zusammengefasst. Es ist zu beachten, dass die Ersatzspannungsquelle U_D physikalisch keine Leistung abgeben, sondern nur aufnehmen kann.

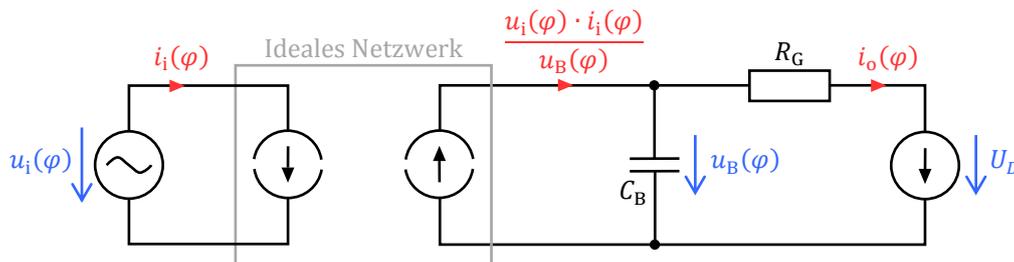


Bild 4.5: Schaltbild des Gesamtsystems zur Versorgung eines LED-Strangs aus dem Versorgungsnetz nach Bild 4.2 mit linearisiertem LED-Strang.

Auch mit der Linearisierung des LED-Strangs handelt es sich aufgrund des idealen Netzwerks immer noch um ein nichtlineares System. Mit der Auswertung der kirchhoffschen Knotenregel kann es durch die nichtlineare Differentialgleichung

$$\frac{u_i(\varphi) \cdot i_i(\varphi)}{u_B(\varphi)} = C_B \frac{d\varphi}{dt} \frac{du_B(\varphi)}{d\varphi} + \frac{u_B(\varphi) - U_D}{R_G} \quad (4.4)$$

beschrieben werden. Für die folgenden Untersuchungen verschiedener Stromformen $i_i(\varphi)$ wird stets eine sinusförmige Netzspannung

$$u_i(\varphi) = \hat{u}_i \sin(\varphi) \quad (4.5)$$

mit der Kreisfrequenz des Versorgungsnetzes

$$\omega = 2\pi f = \frac{d\varphi}{dt} \quad (4.6)$$

vorausgesetzt. Um die nichtlineare Differentialgleichung

$$\frac{\hat{u}_i \sin(\varphi) \cdot i_i(\varphi)}{u_B(\varphi)} = \omega C_B \frac{du_B(\varphi)}{d\varphi} + \frac{u_B(\varphi) - U_D}{R_G} \quad (4.7)$$

zu lösen, ist es notwendig auf numerische Methoden [207] [208] [209] zurückzugreifen. Die Eingangsstromform $i_i(\varphi)$ wird dabei von außen vorgegeben. Deren Amplitude ist entsprechend anzupassen, sodass sich der mittlere Strangstrom

$$I_o = \overline{i_o(\varphi)} = \frac{1}{R_G} \left[\overline{u_B(\varphi)} - U_D \right] \quad (4.8)$$

im gewünschten Arbeitspunkt einstellt.

4.2 Eingangsstromformen

In den nachfolgenden Ausführungen erfolgt die Untersuchung einer sinusförmigen Stromaufnahme sowie von fünf weiteren parametrisierten Eingangsstromformen. Bei der Wahl der Stromformen wird bereits auf eine mögliche Realisierbarkeit durch die drei Grundtopologien Boost- Buck und BuckBoost-Konverter geachtet. Mit einem Fokus auf die Ergebnisse sollen jedoch die Herleitungen nicht Gegenstand dieses Kapitels sein. Dazu sei auf grundlegende Literatur der Leistungselektronik verwiesen [26] [210]. Ferner sind die Stromformen derart gewählt, dass keine Verschiebungsblindleistung entsteht. Die Harmonischen im Eingangsstrom sind damit in Phase mit der sinusförmigen Netzspannung. Die vorgestellten Stromformen müssen die Grenzwerte der Oberschwingungsnorm DIN EN 61000-3-2 einhalten sowie in Kombination mit einer sinusförmigen Eingangsspannung den spezifizierten Minimalwert des Leistungsfaktors überschreiten. Die gültigen Bereiche der Stromparameter sind in den einzelnen Kapiteln berechnet. Zudem ist der Einfluss der Stromformen auf den notwendigen Wert der Ausgangskapazität zur Einhaltung der maximalen Modulation im Ausgangsstrom dargelegt. Dazu ist es notwendig die Differentialgleichung (4.7) mit den entsprechenden Stromformen numerisch zu lösen.

Die Vorstellung der verschiedenen Eingangsstromformen beginnt zunächst mit einer rein sinusförmigen Stromaufnahme. Sie bildet die Referenz für die Ergebnisse der folgenden Stromformen. Mit den Stromformen 2 und 3 schließen sich zwei Abwandlungen an, die verringerte Kapazitätswerte zur Einhaltung der Modulation im Ausgangsstrom benötigen. Die optimale Stromform 4 zeigt die theoretische Grenze auf. Diese vier Ausführungsmöglichkeiten der Eingangsströme sind von den drei Grundtopologien nur mit einem Boost- oder BuckBoost-Konverter realisierbar. Zwei speziell auf den Buck-Konverter zugeschnittene Stromformen folgen am Ende des Kapitels.

4.2.1 Stromform 1: Sinus

Sollen im Eingangsstrom keine Oberschwingungen mit Vielfachen der Netzfrequenz auftreten, so muss dieser einen sinusförmigen Verlauf

$$i_i(\varphi) = \hat{i}_i \sin(\varphi) \quad (4.9)$$

mit der Kreisfrequenz des Versorgungsnetzes aufweisen. Mit einer ebenfalls sinusförmigen

gen Netzspannung mit gleicher Kreisfrequenz und Phasenbeziehung ist dies gleichbedeutend mit einem maximalen Leistungsfaktor⁵¹ von $\lambda = 1$. Die vom Netz aufgenommene Leistung

$$p_i(\varphi) = u_i(\varphi) \cdot i_i(\varphi) = \hat{u}_i \hat{i}_i \sin(\varphi)^2 = \frac{\hat{u}_i \hat{i}_i}{2} [1 - \cos(2\varphi)] = P [1 - \cos(2\varphi)] \quad (4.10)$$

pulsiert mit der doppelten Netzfrequenz um den Mittelwert P . Die normierten Verläufe von Eingangsstrom und Eingangsleistung sind für die positive Netzhalbschwingung in Bild 4.6 dargestellt.

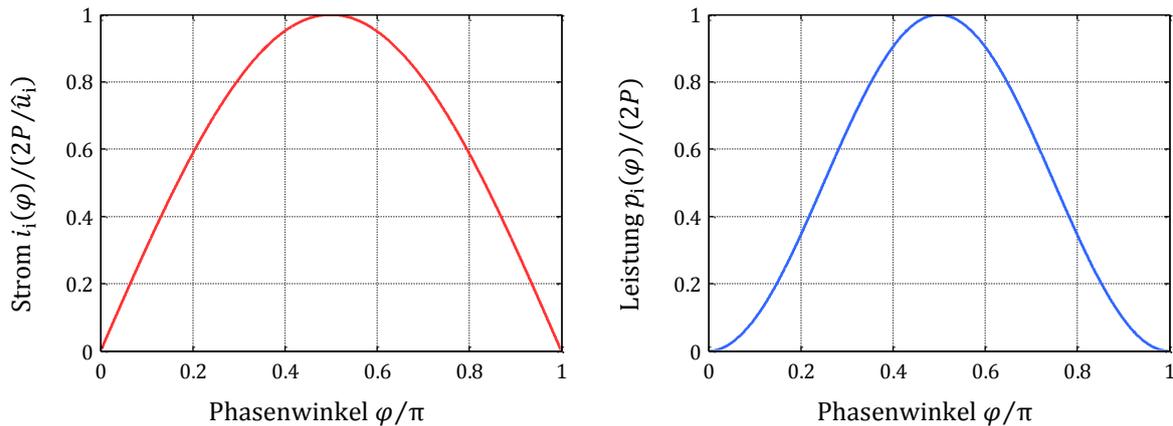


Bild 4.6: Verlauf des normierten Eingangsstroms (links) nach (4.9) und der zugehörigen normierten Eingangsleistung (rechts) für die positive Netzhalbschwingung.

Ein Einsetzen der Stromform (4.9) in die allgemeine Differentialgleichung von (4.7) liefert

$$\frac{\hat{u}_i \hat{i}_i [1 - \cos(2\varphi)]}{2 u_B(\varphi)} = \omega C_B \frac{du_B(\varphi)}{d\varphi} + \frac{u_B(\varphi) - U_D}{R_G} \quad (4.11)$$

bzw.

$$\frac{\hat{u}_i \hat{i}_i R_G [1 - \cos(2\varphi)]}{2 u_B(\varphi)} = \omega R_G C_B \frac{du_B(\varphi)}{d\varphi} + u_B(\varphi) - U_D. \quad (4.12)$$

Mit der Linearisierung

$$\frac{1}{u_B(\varphi)} \approx \frac{1}{U_B} \quad (4.13)$$

um den Mittelwert der Kondensatorspannung

$$U_B = \frac{1}{\pi} \int_{\varphi_0 - \pi}^{\varphi_0} u_B(\varphi) d\varphi \quad (4.14)$$

lässt sich die nichtlineare Differentialgleichung von (4.12) in die lineare, inhomogene Differentialgleichung mit konstanten Koeffizienten

⁵¹ Der maximale Leistungsfaktor $\lambda = 1$ wird erreicht, wenn Strom und Spannung zueinander direkt proportional sind. Aus $\lambda = 1$ folgt bei einer sinusförmigen Netzspannung immer, dass auch der Netzstrom rein sinusförmig, ohne Oberschwingungen, ist. Bei verschwindenden Oberschwingungen im Netzstrom gilt $\lambda = 1$ hingegen nur, wenn zwischen Netzstrom und Netzspannung keine Phasenverschiebung auftritt.

$$\frac{\hat{u}_i \hat{i}_i R_G}{2U_B} [1 - \cos(2\varphi)] = \omega R_G C_B \frac{du_B(\varphi)}{d\varphi} + u_B(\varphi) - U_D \quad (4.15)$$

überführen. Mit den Rechnungen aus dem Anhang B.2.1 ist die zugehörige Lösung durch

$$u_B(\varphi) = \hat{u}_B \sin \left[2\varphi + \operatorname{atan} \left(\frac{1}{2\omega R_G C_B} \right) + \pi \right] + U_B \quad (4.16)$$

mit dem Mittelwert

$$U_B = \frac{1}{2} \left[U_D + \sqrt{U_D^2 + 2R_G \hat{u}_i \hat{i}_i} \right] = I_o R_G + U_D \quad (4.17)$$

und dem Amplitudenwert

$$\hat{u}_B = \frac{\sqrt{U_D^2 + 2R_G \hat{u}_i \hat{i}_i} - U_D}{2\sqrt{(2\omega R_G C_B)^2 + 1}} = \frac{I_o R_G}{\sqrt{(2\omega R_G C_B)^2 + 1}} \quad (4.18)$$

gegeben. Mit dem Verlauf der Ausgangsspannung ist es letztendlich möglich die Modulation

$$M = \frac{\hat{u}_B}{U_B - U_D} = \frac{1}{\sqrt{(2\omega R_G C_B)^2 + 1}} \quad (4.19)$$

des Ausgangsstroms analytisch anzugeben⁵². Sie entspricht in der Struktur der Dämpfung eines RC-Tiefpassfilters [211] für die doppelte Netzfrequenz. Somit ist zur Einhaltung der spezifizierten Modulation $M_{\max} = 0.13$ eine Grenzfrequenz unterhalb

$$\frac{1}{2\pi R_G C_B} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{2\omega}{\sqrt{M_{\max}^{-2} - 1}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{12.14 \text{ ms}} = 13.11 \text{ Hz} \quad (4.20)$$

nötig.

Soll für eine maximale Effizienz der Widerstand R allein durch den differentiellen Widerstand R_D des LED-Strangs gebildet werden, so bewegen sich die Widerstandswerte gemäß Bild 4.4 (links) ungefähr im Bereich von 1Ω bis $1 \text{ k}\Omega$. Mit (4.20) ist nun für jeden LED-Strang die minimal notwendige Kapazität C_B sowie mit (4.16) bis (4.17) die auftretende Maximalspannung an dieser Kapazität berechenbar. Diese Datenpaare sind in Bild 4.7 als blaue, quadratische Markierungen dargestellt. Der notwendige Kapazitätsbereich erstreckt sich von ca. $10 \mu\text{F}$ bei den LED-Strängen mit hoher Spannung bis in den mF -Bereich bei Strangspannungen von einigen zehn Volt. Zu jedem dieser LED-Stränge ist ein passender Kondensator mit ausreichender Spannungsfestigkeit und Kapazitätswert auszuwählen. Folienkondensatoren können mit ihrer relativ geringen elektrischen Speicherdichte im sehr begrenzten Volumen der LED-Lampe nicht eingesetzt werden. Aufgrund des hohen Preises verbietet sich weiterhin der Einsatz von keramischen Kondensatoren. Verglichen zu den beiden eben genannten Kondensatortypen vereinen Aluminium-Elektrolytkondensatoren verhältnismäßig niedrige Bauteilkosten mit einer rela-

⁵² Im Anhang B.2.1.3 wird gezeigt, dass der relative Fehler der Modulation, hervorgerufen durch die Linearisierung (4.13), stets positiv ist und bei weniger als 0.2 % liegt. Die hier errechnete Modulation stellt somit eine obere Schranke dar.

tiv hohen Energiedichte. Exemplarisch sind in Bild 4.7 Aluminium-Elektrolytkondensatoren der Serien *B41858*, *B43858*, *B43888* und *B43890* von *TDK-EPC*⁵³ als grüne, orange und rote Markierungen eingezeichnet. Das Portfolio anderer Hersteller sieht ähnlich aus. Mit den Farben sind verschiedene Gehäusegrößen codiert, deren Schlüssel in Bild 4.8 dargestellt ist. Jedes Wertepaar aus Kapazitätswert und Maximalspannung spannt mit dem Ursprung einen rechteckigen Bereich auf. Der zugehörige Kondensator kann für diejenigen LED-Stränge eingesetzt werden, die sich innerhalb dieses Bereichs befinden.

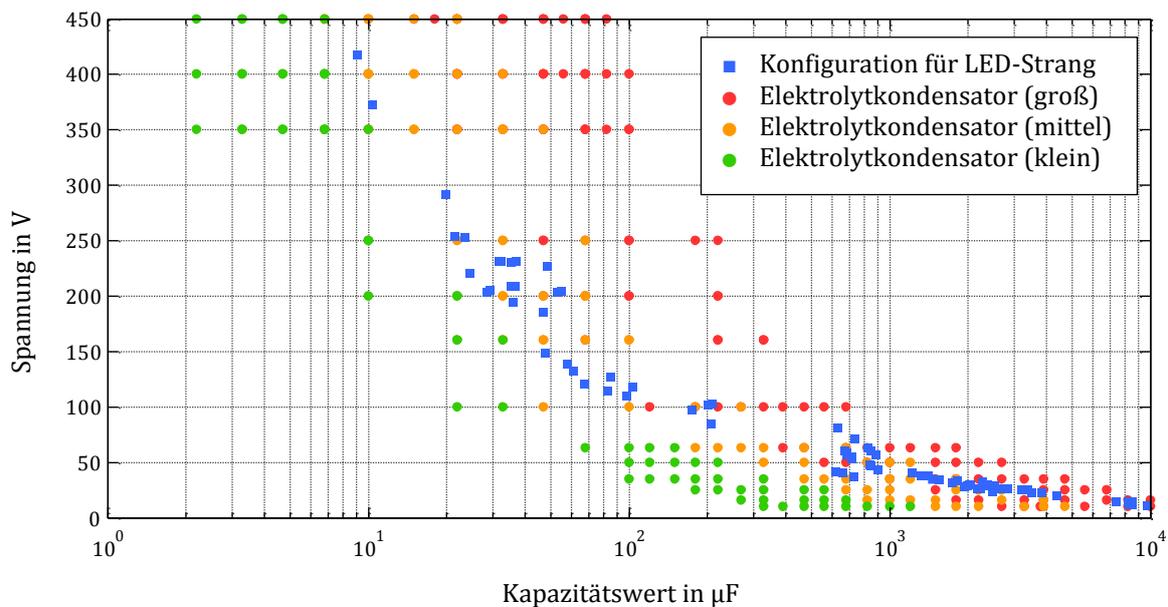


Bild 4.7: Notwendige Kombination von Kapazitäts- und Spannungswert des Kondensators C_B für die LED-Stränge von Bild 2.2 als blaue, quadratische Markierungen. Die grünen, orangen und roten Markierungen geben verfügbare Kondensatoren der Serien *B41858*, *B43858*, *B43888* und *B43890* von *TDK-EPC* an. Mit den Farben sind gemäß Bild 4.8 verschiedene Gehäusegrößen codiert.

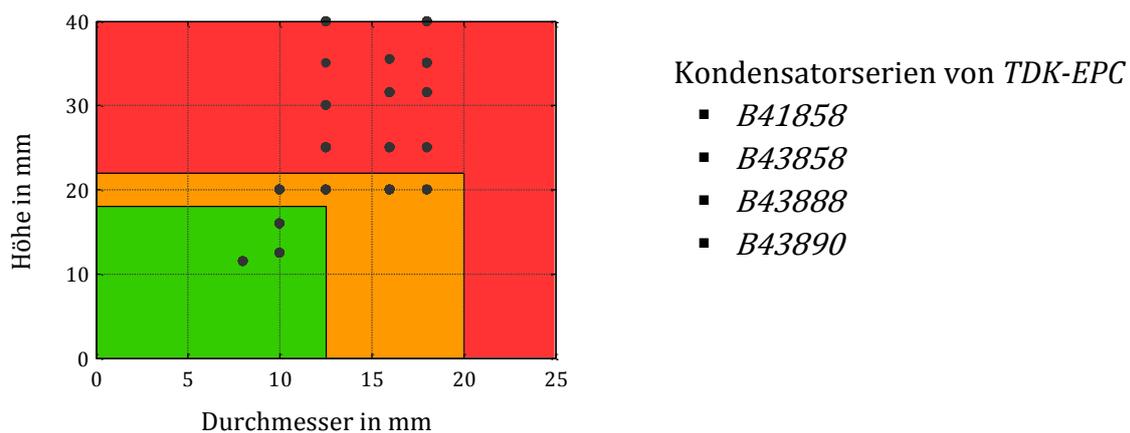


Bild 4.8: Farbschlüssel für die Codierung der Baugröße bei Bild 4.7 der angegebenen Serien. Für die zylinderförmigen Kondensatoren ist auf der horizontalen Achse der Durchmesser und auf der vertikalen Achse die Höhe aufgetragen. Die Markierungen geben die Wertepaare von verfügbaren Bauformen der angegebenen Kondensatorserien an.

⁵³ Ein Unternehmen der *TDK* Gruppe, einst *Epcos*.

Kondensatoren mit der grünen Codierung besitzen eine relativ geringe Baugröße. Allerdings liegt kein LED-Strang im zulässigen Bereich. Für jeden LED-Strang ist zwar eine Realisierung mit den Kondensatoren der roten Codierung möglich, jedoch übersteigt eine ihre Abmessungen den Wert von 20 mm, sodass sie auch bei liegender Montage zu groß für das vorhandene Bauvolumen sind. Den Bereich für Strangspannungen oberhalb von ca. 100 V können die Kondensatoren mit einer Bauhöhe von 20 mm (orange) gut abdecken. Unterhalb ist mit ihnen jedoch ein Einsatz nur bei einigen wenigen LED-Strängen möglich.

Gemäß (4.19) ist für den Wert der Modulation das Produkt aus dem Widerstand R_G und der Kapazität C_B maßgeblich. Somit kann der Kapazitätswert und damit möglicherweise die Baugröße und Kosten des Kondensators verringert werden, wenn gleichzeitig der Widerstand um den gleichen Faktor erhöht wird. Zum vorhandenen differentiellen Widerstand des LED-Strangs ist dazu ein entsprechender externer Vorwiderstand R_V zu schalten. Allerdings führt dies unweigerlich zu einer zusätzlichen Verlustleistung, welche die Gesamteffizienz des Systems herabsetzt. Bild 4.9 (rechts) stellt den erwarteten Wirkungsgrad der Ausgangsstufe für drei Skalierungsfaktoren dar. Dabei betrachten die Berechnungen den Konverter als ideal und berücksichtigen nur die Verluste im Vorwiderstand. In der Grafik bedeutet beispielsweise ein Faktor von 0.5 eine Reduzierung der Kapazität auf 50 % ihres Wertes, der andernfalls ohne einen Vorwiderstand benötigt würde. Gleichzeitig wird durch Einfügen eines Vorwiderstands R_V der Summenwiderstandswert R_G um den Faktor $1/0.5$ erhöht, sodass die Modulation $M = M_{\max}$ gleichbleibt. Den notwendigen Wert des Vorwiderstands zeigt Bild 4.9 (links). Die Berechnungen basieren auf dem mittleren LED-Strang von (4.2).

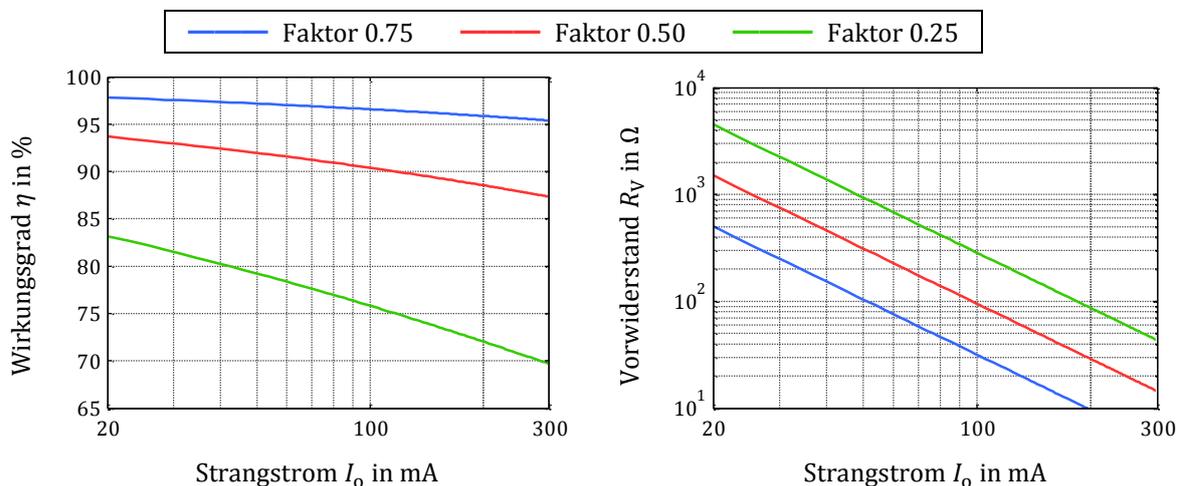


Bild 4.9: Wirkungsgrad der Ausgangsstufe (links) sowie die Werte der Vorwiderstände (rechts) für drei verschiedene Skalierungsfaktoren der Kapazität C_B .

Mit einer Reduzierung des Kapazitätswertes auf 75 % sind noch Wirkungsgrade der Ausgangsstufe von über 95 % erreichbar. Für den Wirkungsgrad der gesamten Schaltung ist zusätzlich der Wirkungsgrad der Konverterstufe multiplikativ zu berücksichtigen.

Bei der Auswahl des Ausgangskondensators ist für eine ausreichende Lebensdauer der Ripplestrom durch den Kondensator ausschlaggebend. In guter Näherung hängt dieser mit

$$I_{B,rms} = \frac{\sqrt{2}\omega R_G C_B}{\sqrt{(2\omega R_G C_B)^2 + 1}} I_o \approx \frac{\sqrt{2}}{2} I_o \quad (4.21)$$

ausschließlich vom Strangstrom ab. Ein Vergleich mit den Datenblättern zeigt, dass diese Ripplestrombelastung der Kondensatoren gering ist und somit ausreichend hohe Lebensdauern von mehreren 10000 Stunden erzielt werden können. Zusätzlich zum niederfrequenten Ripplestrom gemäß (4.21) addiert sich der hochfrequente Anteil der Konverterstufe. Durch die unterschiedliche Gewichtung der Frequenzanteile [212] spielt dieser jedoch nur eine untergeordnete Rolle. Eine detailliertere Analyse der Lebensdauer erfolgt gesondert im Kapitel 4.5.

Nachdem bisher die Ausgangsstufe betrachtet wurde, soll nun eine kurze Diskussion über die Möglichkeiten der Realisierung des elektronischen Transformators (Bild 4.2) bzw. des DC/DC-Wandlers (Bild 4.1) bei sinusförmiger Stromaufnahme folgen. Für diese Stromform muss der Konverter in der Lage sein über die gesamte Netzperiode Leistung aufzunehmen. Von den drei möglichen Grundtopologien ist dies nicht mit dem Buck-, sondern nur mit dem BuckBoost- oder dem Boost-Konverter möglich. Bei letzterem muss die Ausgangsspannung des Converters über dem Spitzenwert der Netzspannung liegen, wohingegen beim BuckBoost-Konverter jede beliebige Strangspannung realisierbar ist. Der Boost-Konverter wird bereits vielfach als Leistungsfaktorkorrekturstufe eingesetzt [213] [214] [215]. Entsprechend ist dafür eine Vielzahl von darauf zugeschnittenen Regel-ICs am Markt verfügbar [216] [217] [218] [219] [220] [221], die teilweise auch für eine BuckBoost-Topologie verwendet werden können. Dabei ist sowohl ein festfrequenter Betrieb [222] [223] [224] als auch ein Betrieb mit variabler Schaltfrequenz [225] [226] [227] möglich. Aufgrund diverser Vorteile ist für die in dieser Arbeit betrachtete Leistungsklasse der erweiterte Grenzbetrieb die geeignetste Wahl [227] [228] [229]. Der Boost-Konverter bietet in dieser Betriebsart die Eigenschaft, dass bei einer festen Einschaltzeit der Eingangsstrom nahezu proportional zur Eingangsspannung ist. Hier wird der Umstand ausgenutzt, dass der Spitzenwert des Spulenstroms dem doppelten aktuellen Eingangsstrom entspricht. Dies ist beim Buck-Boost-Konverter nicht gegeben, wodurch eine Regelung mit fester Einschaltzeit im Grenzbetrieb nicht zu einer sinusförmigen Stromaufnahme führt⁵⁴. Hier muss beispielsweise auf eine Regelung basierend auf dem Multiplikationsansatz [230] [231] zurückgegriffen werden.

4.2.2 Stromform 2: Sinus mit Konstantstrombereich

Um gegenüber einer sinusförmigen Stromaufnahme die notwendige Ausgangskapazität zur Einhaltung der Modulation des Ausgangsstroms zu reduzieren, ist es notwendig die aus dem Netz aufgenommene Augenblicksleistung gleichmäßiger über die Netzperiode zu verteilen. Bei der Stromform 2 folgt der Eingangsstrom gemäß (4.22) nur noch bis zum Phasenwinkel φ_2 mit $0 < \varphi_2 \leq \pi/2$ der sinusförmigen Netzspannung und ist danach bis zum Winkel $\pi - \varphi_2$ konstant. Für die restliche Netzhalbschwingung ist der Strom wieder proportional zur Netzspannung. Eine graphische Darstellung von Netzstrom und aufgenommener Leistung zeigt Bild 4.10 für die beschriebene positive Netzhalbschwingung.

⁵⁴ Bei einer geeigneten Dimensionierung ist es allerdings möglich, die DIN EN 61000-3-2 zu erfüllen.

Die Erweiterung der Definition der Stromform von (4.22) auf eine komplette Netzperiode sowie deren periodische Fortsetzung ist mit der rekursiv definierten Funktion (4.23) gegeben.

$$i_1(\varphi) = \begin{cases} \hat{i}_1 \sin(\varphi) & \text{für } 0 \leq \varphi < \varphi_2 \\ \hat{i}_1 \sin(\varphi_2) & \text{für } \varphi_2 \leq \varphi < \pi/2 \\ \hat{i}_1(\pi - \varphi) & \text{für } \pi/2 \leq \varphi < \pi \end{cases} \quad (4.22)$$

$$i_1(\varphi) = \begin{cases} i_1(\varphi + 2\pi) & \text{für } \varphi < 0 \\ -i_1(\varphi - \pi) & \text{für } \pi \leq \varphi < 2\pi \\ i_1(\varphi - 2\pi) & \text{für } 2\pi \leq \varphi \end{cases} \quad (4.23)$$

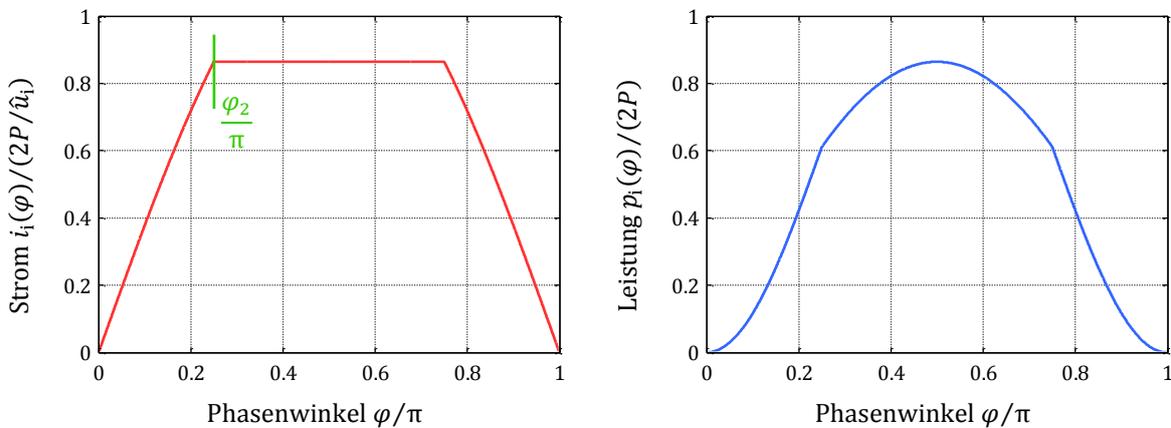


Bild 4.10: Verlauf des normierten Eingangsstroms (links) nach (4.22) und der zugehörigen normierten Eingangsleistung (rechts) für die positive Netzhalbschwingung.

Verglichen mit dem Fall eines sinusförmigen Netzstroms ist durch den nunmehr konstanten Strom um die Netzspitze die dort aufgenommene Leistung reduziert. Da im Mittel die gleiche Leistungsübertragung stattfinden muss, ist demgegenüber um den Bereich der Netz nulldurchgänge die aufgenommene Leistung entsprechend erhöht. Insgesamt ist dadurch die aufgenommene Leistung gleichmäßiger über die Netzperiode verteilt, wodurch sich die notwendige Ausgangskapazität zur Erreichung der gleichen Modulation verringert.

Die Amplitude der Grundschwingung des Eingangsstroms nach (4.22) mit (4.23) ist durch

$$\hat{i}_1 = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} i_1(\varphi) \sin(\varphi) d\varphi = \frac{1}{\pi} \hat{i}_1 [2\varphi_2 + \sin(2\varphi_2)] \quad (4.24)$$

gegeben. Näheres zu den benötigten Berechnungsvorschriften der Fourierreihenentwicklung sind aus entsprechender Literatur [211] [232] zu entnehmen. Da die Grundschwingung die komplette Wirkleistung

$$P = \frac{1}{2} \hat{u}_i \hat{i}_1 \quad (4.25)$$

überträgt, lässt sich daraus der Stromparameter

$$\hat{i}_i = \frac{2P}{\hat{u}_i} \frac{\pi}{2\varphi_2 + \sin(2\varphi_2)} \quad (4.26)$$

bestimmen. Bei den Oberschwingungen verschwinden aufgrund der Punktsymmetrie bezüglich der halben Netzperiode

$$i_i(\varphi) = -i_i(\pi + \varphi) \quad (4.27)$$

alle geraden Harmonischen mit $n \in \{2,4,6, \dots\}$. Es treten nur die ungeraden Harmonischen

$$\begin{aligned} \hat{i}_n &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} i_i(\varphi) \sin(n\varphi) d\varphi \\ &= \frac{4}{\pi} \hat{i}_i \left[\frac{\sin(n\varphi_2) \cos(\varphi_2) - n \sin(\varphi_2) \cos(n\varphi_2)}{n^2 - 1} + \frac{\sin(\varphi_2) \cos(n\varphi_2)}{n} \right] \end{aligned} \quad (4.28)$$

mit $n \in \{3,5,7, \dots\}$ auf. Mit den Amplituden von Grund- und Oberschwingungen ist die Stromform (4.22) mit (4.23) als Reihenentwicklung

$$i_i(\varphi) = \sum_{n=1}^{\infty} \hat{i}_n \sin(n\varphi) \quad (4.29)$$

darstellbar.

Die Effektivwerte der Oberschwingungen dürfen die vorgeschriebenen Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 nicht überschreiten. Für eine graphische Veranschaulichung wird eine Aussteuerung

$$a_n = \frac{I_n/P}{J_n} \quad (4.30)$$

der Grenzwerte für die einzelnen Oberschwingungen definiert. Dabei wird der Effektivwert

$$I_n = \frac{\hat{i}_n}{\sqrt{2}} \quad (4.31)$$

der n -ten Harmonischen mit der Leistung P ins Verhältnis gesetzt und durch den zugehörigen leistungsbezogenen Grenzwert J_n aus Tabelle 2.7 dividiert. Die Aussteuerung für die ersten sechs ungeraden Oberschwingungen sind in Bild 4.11 als Funktion des Phasenwinkels φ_2 dargestellt. Für Phasenwinkel

$$\varphi_2 \geq 0.025\pi \quad (4.32)$$

liegen alle Harmonischen unterhalb der Grenzwerte. Für kleinere Werte wird zunächst der Grenzwert für die elfte Harmonische überschritten. Die Aussteuerungen für $n \geq 15$ sind in Bild 4.11 aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht dargestellt. Sie sind aber für den Grenzwert (4.32) auch nicht weiter relevant. Insgesamt ist es möglich einen nahezu blockförmigen Strom dem Netz zu entnehmen, ohne die Grenzwerte zu überschreiten.

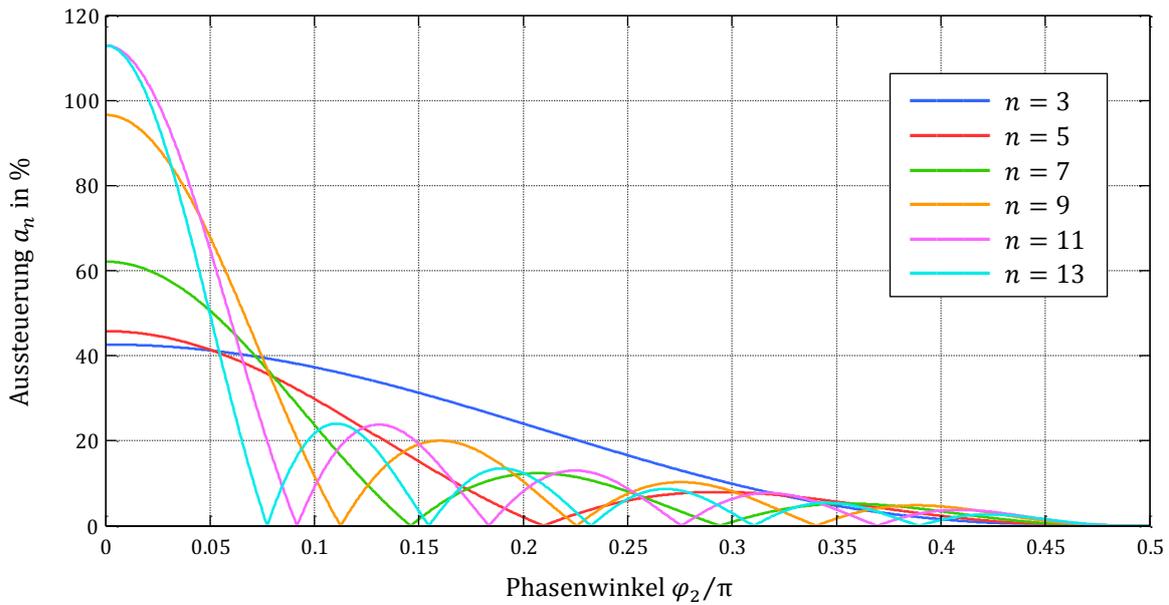


Bild 4.11: Aussteuerung der Grenzwerte a_n der Oberschwingungsnorm DIN EN 61000-3-2 für die Eingangsstromform nach (4.22) mit (4.23).

Der Leistungsfaktor

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\hat{i}_1}{I_i} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{2\varphi_2 + \sin(2\varphi_2)}{\sqrt{(2\varphi_2 - \pi) \cos(2\varphi_2) - \sin(2\varphi_2) + \pi}} \quad (4.33)$$

am Eingang der Schaltung bewegt sich zwischen⁵⁵ $\lambda \approx 0,9$ für eine blockförmige Stromaufnahme ($\varphi_2 = 0$) und $\lambda = 1$ für einen rein sinusförmigen Strom ($\varphi_2 = \pi/2$). Er ist damit weit oberhalb des geforderten Mindestwerts von $\lambda = 0,5$.

Bild 4.12 (links) zeigt den numerisch ermittelten Wert für die notwendige Kapazität unter Berücksichtigung des differentiellen Widerstands eines mittleren LED-Strangs nach (4.2), um mit einer sinusförmigen Stromaufnahme ($\varphi_2 = \pi/2$) die maximal zulässige Modulation M_{\max} zu erhalten.

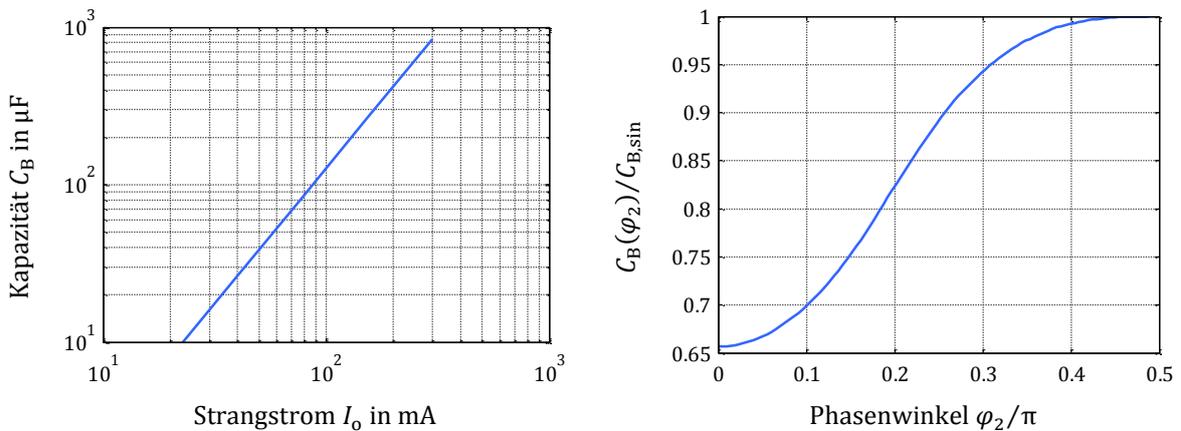


Bild 4.12: Notwendiger Kapazitätswert C_B für $M = M_{\max} = 0,13$ und $\varphi_2 = 0,5\pi$ des mittleren LED-Strangs (4.2) als Funktion des Strangstroms I_o (links) sowie der Skalierungsfaktor für die Kapazität als Funktion des Phasenwinkels $\varphi_2 < 0,5\pi$ (rechts).

⁵⁵ Der exakte Wert ist $\lambda = 2\sqrt{2}/\pi$.

Wird nun der Phasenwinkel φ_2 verkleinert, so ist für die gleiche Modulation ein geringerer Kapazitätswert nötig. Bild 4.12 (rechts) stellt dazu einen Skalierungsfaktor $C_B(\varphi_2)/C_{B,\sin}$ dar, der den nötigen Kapazitätswert $C_B(\varphi_2)$ für einen Winkel φ_2 zum nötigen Kapazitätswert bei sinusförmiger Stromaufnahme $C_{B,\sin}$ in Relation setzt. Für die aktuelle Stromform gilt $C_{B,\sin} = C_B(\varphi_2 = \pi/2)$. Der Skalierungsfaktor ist unabhängig vom Strangstrom oder von der Strangleistung und besitzt somit auch für die konkreten LED-Stränge von Bild 4.7 Gültigkeit⁵⁶.

Mit der Reduzierung des Phasenwinkels φ_2 ist es unter Umständen möglich einen Kondensator mit dem nächst kleineren Kapazitätswert einzusetzen, der möglicherweise eine kleinere Bauform besitzt. Zum Vergleich sei hier noch der Faktor zwischen den nominalen Werten der für Kondensatoren typischen E6-Reihe [233] von ca. 0.68 genannt⁵⁷.

Bleibt dagegen die Kapazität konstant und der Phasenwinkel φ_2 wird reduziert, so sinkt die Modulation M . Mit der Beziehung

$$\frac{M(\varphi_2)}{M(\pi/2)} \approx \frac{C_B(\varphi_2)}{C_B(\pi/2)} \quad (4.34)$$

kann zur Abschätzung der Modulationsänderung ebenfalls Bild 4.12 (rechts) herangezogen werden. Der relative Fehler im Vergleich zur exakten Lösung steigt mit sinkendem Phasenwinkel φ_2 . Er liegt im Maximum aber betragsmäßig unter einem Prozent.

Regel-ICs basierend auf dem Multiplikationsansatz [230] [231] erlauben relativ einfach die praktische Realisierung der Stromform 2. Bei diesem Ansatz erfolgt eine Multiplikation des Fehlersignals mit einem Signal proportional zur gewünschten Stromform. Standardmäßig ist dies die, per Spannungsteiler reduzierte, sinusförmige Netzspannung. Für die Realisierung der Stromform 2 kann nun dieses Spannungssignal in seiner Amplitude begrenzt werden. Eine weitere Möglichkeit für einen Boost-Konverter im Grenzbetrieb ist das Festsetzen des Spitzenwerts des Spulenstroms, da in dieser Betriebsart der Eingangsstrom dem halben Spulenstromspitzenwert entspricht. Bei einigen Regel-ICs lässt sich hierfür die Überstromschutzschaltung nutzen, die den Schalterstrom in jedem Hochfrequenzzyklus durch ein Abschalten des Halbleiterschalters auf einen einstellbaren Wert limitiert.

4.2.3 Stromform 3: Sinus mit Konstantleistungsbereich

Durch den Bereich konstanten Netzstroms bei Stromform 2 war eine Reduzierung der notwendigen Ausgangskapazität zur Einhaltung der spezifizierten Maximalmodulation möglich. Eine weitere Reduzierung ist erreichbar, wenn innerhalb der Netzhalfschwingung ein Bereich mit konstanter Eingangsleistung auftritt, da so die aufgenommene Augenblicksleistung gleichmäßiger über die Periode verteilt wird. Stromform 3 nach (4.35) besitzt im Intervall $\varphi_2 \leq \varphi < \pi - \varphi_2$ mit $0 < \varphi_2 \leq \pi/2$ um die Netzspitze ein solches In-

⁵⁶ Der Kapazitätswerte der LED-Konfigurationen sind mit dem Skalierungsfaktor zu multiplizieren. Bildlich gesehen verschieben sich bei einem Faktor kleiner Eins die blauen Quadrate demnach nach links.

⁵⁷ In einer E-Reihe ist das Verhältnis benachbarter Werte ungefähr gleich. Für die E6-Reihe gilt somit ein Faktor von $1/\sqrt[6]{10} \approx 0.68$.

tervall konstanter Leistung. Der Netzstrom ist hier proportional zum Kehrwert der Netzspannung, wohingegen er für die restliche Periode direkt proportional zur Netzspannung ist. Bild 4.13 stellt den Netzstrom und die aufgenommene Augenblicksleistung für die positive Netzhalbschwingung graphisch dar. Durch (4.23) erfolgt die Erweiterung von (4.35) auf eine komplette Netzperiode sowie deren periodische Fortsetzung.

$$i_i(\varphi) = \begin{cases} \hat{i}_i \sin(\varphi) & \text{für } 0 \leq \varphi < \varphi_2 \\ \hat{i}_i \frac{\sin(\varphi_2)^2}{\sin(\varphi)} & \text{für } \varphi_2 \leq \varphi < \pi/2 \\ \hat{i}_i(\pi - \varphi) & \text{für } \pi/2 \leq \varphi < \pi \end{cases} \quad (4.35)$$

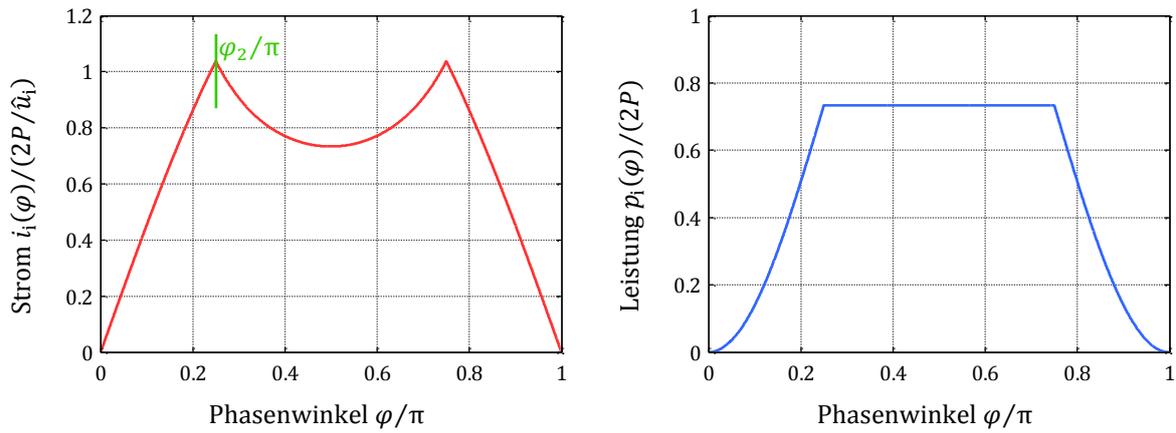


Bild 4.13: Verlauf des normierten Eingangsstroms (links) nach (4.35) und der zugehörigen normierten Eingangsleistung (rechts) für die positive Netzhalbschwingung.

Analog zur dargestellten Vorgehensweise bei Stromform 2 kann auch hier wieder aus der Amplitude der Grundschwingung

$$\hat{i}_1 = \frac{1}{\pi} \hat{i}_i [(2\varphi_2 - \pi) \cos(2\varphi_2) - \sin(2\varphi_2) + \pi] \quad (4.36)$$

des Eingangsstroms nach (4.35) mit (4.23) der Stromparameter

$$\hat{i}_i = \frac{2P}{\hat{u}_i} \frac{\pi}{(2\varphi_2 - \pi) \cos(2\varphi_2) - \sin(2\varphi_2) + \pi} \quad (4.37)$$

zur Übertragung der Leistung P bestimmt werden. Die ungeraden Harmonischen mit $n \in \{3,5,7, \dots\}$ sind durch

$$\hat{i}_n = \frac{4}{\pi} \hat{i}_i \left[\frac{\sin(n\varphi_2) \cos(\varphi_2) - n \sin(\varphi_2) \cos(n\varphi_2)}{n^2 - 1} + \sin(\varphi_2)^2 \left[\frac{\pi}{2} - \varphi_2 - \sum_{k=1}^{(n-1)/2} \frac{\sin(2k\varphi_2)}{k} \right] \right] \quad (4.38)$$

definiert, während alle geraden Harmonischen mit $n \in \{2,4,6, \dots\}$ aufgrund der Symmetrieeigenschaft (4.27) verschwinden. Die Aussteuerung (4.30) der vorgeschriebenen

Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 für die ersten sechs ungeraden Oberschwingungen als Funktion des Phasenwinkels φ_2 zeigt Bild 4.14.

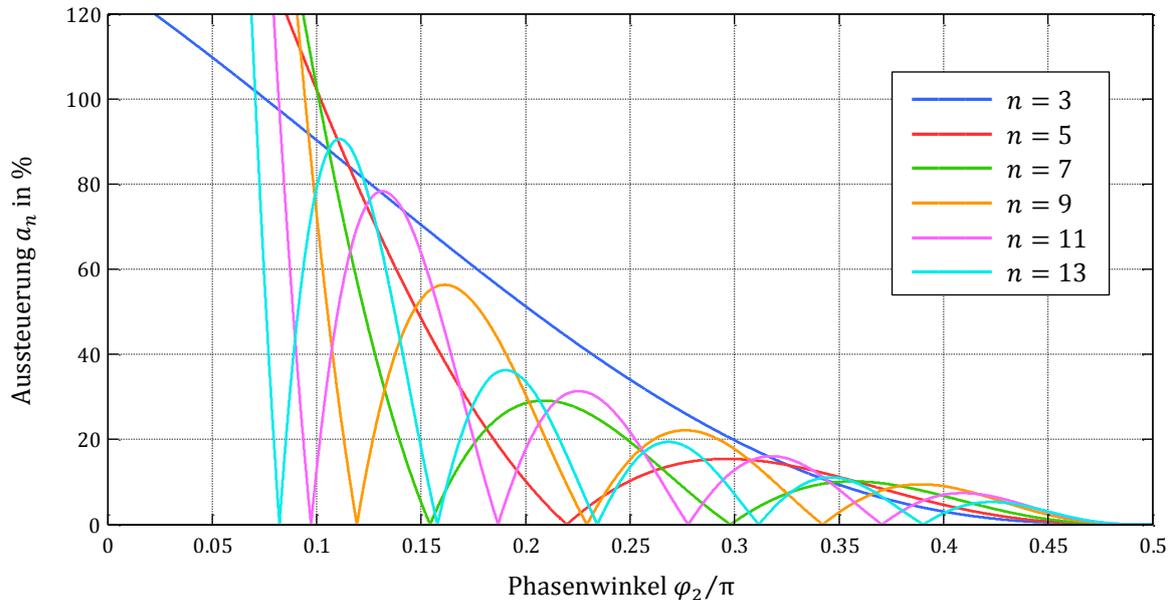


Bild 4.14: Aussteuerung der Grenzwerte a_n der Oberschwingungsnorm DIN EN 61000-3-2 für die Eingangsstromform nach (4.35) mit (4.23).

Der Phasenwinkel muss im Bereich

$$\varphi_2 \geq 0.102\pi \quad (4.39)$$

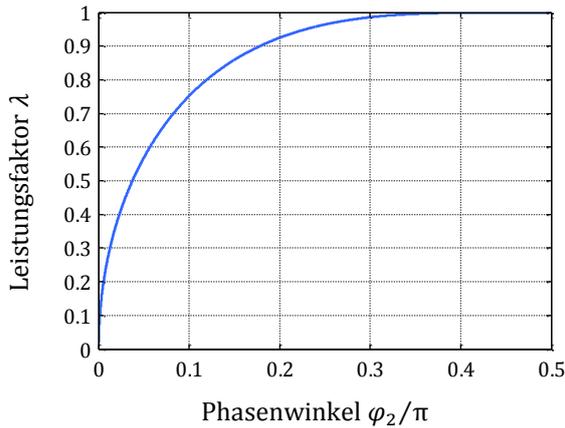
liegen, um die Norm der Netzoberschwingungen zu erfüllen. Die Grenzwerte werden für kleinere Werte zuerst von der fünften Harmonischen überschritten. Für eine bessere Übersicht sind die Aussteuerungen in Bild 4.14 nur bis zur 13. Harmonischen dargestellt. Die höheren Harmonischen sind für den Grenzwert (4.39) nicht ausschlaggebend.

Der Leistungsfaktor

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{(2\varphi_2 - \pi) \cos(2\varphi_2) - \sin(2\varphi_2) + \pi}{\sqrt{2\varphi_2 - \frac{1}{2} \sin(4\varphi_2)}} \quad (4.40)$$

am Konvertereingang als Funktion des Phasenwinkels φ_2 bildet Bild 4.15 ab. Für einen notwendigen Wert größer als $\lambda = 0.5$ muss $\varphi_2 \geq 0.037\pi$ gelten. Die Bedingung (4.39) aus der Oberschwingungsnorm ist damit stringenter. Im Anhang B.2.2 ist gezeigt, dass der Leistungsfaktor praktisch immer größer als 0.5 ist, wenn die Oberschwingungen des Eingangsstroms die Grenzwerte einhalten.

Für die Stromform 3 tritt innerhalb der Netzhalfschwingung bei $\varphi = \varphi_2$ ein Maximum im Eingangsstrom auf. Den normierten Wert veranschaulicht Bild 4.16 (links). Während das normierte Maximum im Strom ab ca. $\varphi_2 = 0.25\pi$ nahezu konstant eins bleibt, strebt es für kleinere Winkel mit $1/(2\varphi_2)$ gegen unendlich. Bei der Dimensionierung der induktiven Komponenten ist auf den Maximalstrom zu achten, um eine Sättigung des Kernmaterials im gesamten Arbeitsbereich zu verhindern.



Ausgewählte Leistungsfaktoren:

- $\lambda(\varphi_2 \approx 0.178\pi) = 0.9$
- $\lambda(\varphi_2 = 0.102\pi) \approx 0.76$
- $\lambda(\varphi_2 \approx 0.037\pi) = 0.5$

Bild 4.15: Leistungsfaktor als Funktion des Phasenwinkels φ_2 .

Durch eine Verkleinerung des Phasenwinkels φ_2 ist es möglich, den notwendigen Kapazitätswert zur Einhaltung der maximal zulässigen Modulation M_{\max} zu reduzieren. Bild 4.16 (rechts) stellt diesen Skalierungsfaktor graphisch dar. Konkrete Kapazitätswerte für eine sinusförmigen Stromaufnahme ($\varphi_2 = \pi/2$) zeigen Bild 4.12 (links) sowie Bild 4.7. Unter Beachtung der Grenze für den Phasenwinkel (4.39) ist eine Reduzierung der Kapazität auf ca. 40 % des Ursprungswerts bei sinusförmiger Stromaufnahme möglich.

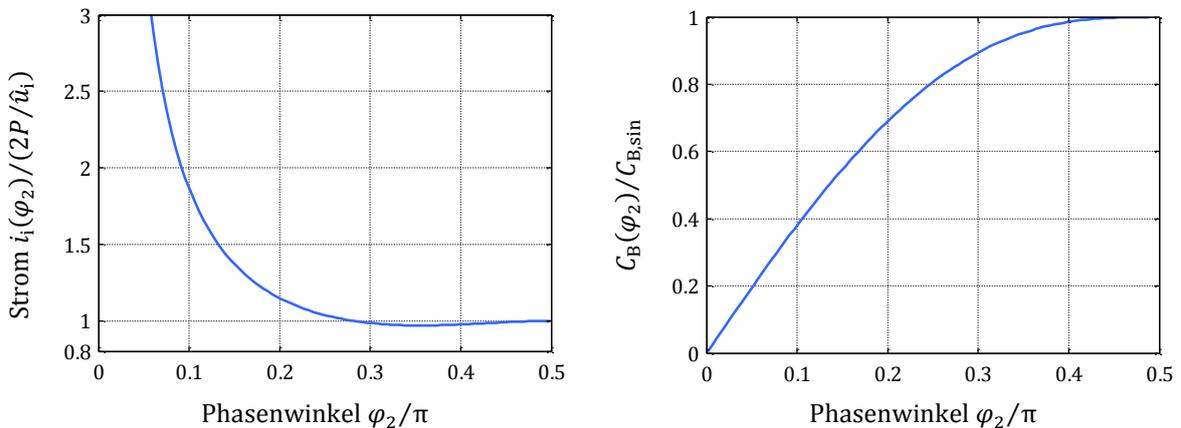


Bild 4.16: Normierter Maximalwert des Eingangsstroms (links) sowie der Skalierungsfaktor für die Kapazität für Phasenwinkel $\varphi_2 < 0.5\pi$ (rechts).

4.2.4 Stromform 4: Optimale Stromform

Mit der Stromform 3 ist bereits eine deutliche Reduzierung der notwendigen Zwischenkreiskapazität zur Einhaltung der maximalen Modulation möglich. Es stellt sich die Frage, wo unter Einhaltung der DIN EN 61000-3-2 die untere Grenze des Skalierungsfaktors liegt und wie die zugehörige Eingangsstromform dazu aussieht.

Die Oberschwingungsnorm DIN EN 61000-3-2 erlaubt keine unsymmetrischen Steuerprinzipien. Das bedeutet, dass der betragsmäßige Verlauf der positiven und negativen Halbschwingung des Netzstroms identisch sein muss. Mit den daraus resultierenden Randbedingungen

$$i_i(\varphi) = -i_i(-\varphi) = -i_i(\varphi + \pi) \quad (4.41)$$

dient als Ausgangspunkt zur Beantwortung der Frage nach einer optimalen Stromform die Fourierreihenentwicklung

$$i_i(\varphi) = \hat{i}_1 \sin(\varphi) + \sum_{n=3,5,\dots}^{n_{\max}} \hat{i}_n \sin(n\varphi) \quad (4.42)$$

des Eingangsstroms. Diese besteht aus der Summe von Grundschwingung mit der Amplitude \hat{i}_1 und der Summe einer endlichen Anzahl an ungeraden Oberschwingungen der Amplitude \hat{i}_n mit $n \in \{3,5,7, \dots, n_{\max} \leq 39\}$. Die Grundschwingung überträgt die Wirkleistung, während die Oberschwingungen eine zusätzliche Verzerrungsblindleistung erzeugen. Gemäß der Spezifikation aus Tabelle 2.10 gehen in die Berechnung der Modulation des Ausgangsstroms nur Frequenzanteile bis maximal 2 kHz ein. Aus diesem Grund erfolgt auch eine Beschränkung der oberen Grenzfrequenz des Eingangsstroms auf diesen Wert. Bei der Nennfrequenz der Netzspannung entspricht dies der Berücksichtigung bis zur 39. Harmonischen. Auch sind die Effektivwerte der Oberschwingungsströme durch die DIN EN 61000-3-2 bis zu dieser Harmonischen reglementiert. Da die Grenzwerte mit steigender Ordnung sinken, fällt gleichzeitig auch der Einfluss der Harmonischen auf die Eingangsstromform und die sich ergebende Modulation im Ausgangsstrom.

Mit dem freien Parameter

$$n_{\max} \in \{3,5,7, \dots, 39\} \quad (4.43)$$

besteht die Stromform (4.42) neben der Grundschwingung aus insgesamt

$$k = \frac{n_{\max} - 1}{2} \quad (4.44)$$

Oberschwingungen, die zur Formulierung des Problems in einen Vektor \vec{i}_n zusammengefasst sind. Zu jeder Eingangsstromform $i(\vec{i}_n)$ existiert für eine gegebene Konverterkonfiguration eine Modulation $M(\vec{i}_n)$ im Ausgangsstrom. Aus einer Menge $X \subseteq \mathbb{R}^k$ sind nun diejenigen Harmonischen $\vec{i}_n^* \in X$ zu suchen, welche mit

$$M(\vec{i}_n^*) \leq M(\vec{i}_n) \quad \forall \vec{i}_n \in X \quad (4.45)$$

die kleinste Modulation erzeugen. Gleichzeitig muss die Eingangsstromform der Bedingung

$$i_i(\varphi) \cdot \text{sgn}[\sin(\varphi)] \geq 0 \quad \forall \varphi \in \mathbb{R} \quad (4.46)$$

genügen sowie die Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 unterschreiten.

Bei (4.45) handelt es sich um ein endlichdimensionales Minimierungsproblem. Da mit den Grenzwerten der Oberschwingungsnorm der Suchraum $X \neq \mathbb{R}^k$ eingeschränkt ist, ist das Problem zudem restringiert⁵⁸. Zur Bestimmung der optimalen Stromform und der zugehörigen Modulation ist nun das Minimierungsproblem (4.45) zu lösen. Mögliche Verfahren sind der Literatur [234] [235] [236] [237] [238] zu entnehmen. Im Rahmen dieser Arbeit wird hauptsächlich auf das sogenannte Simulated-Annealing-Verfahren [236]

⁵⁸ Durch Anpassung der Zielfunktion besteht die Möglichkeit das restringierte Optimierungsproblem in ein unrestringiertes Problem überzuführen, sodass entsprechende Algorithmen angewandt werden können.

[239] [240] [241] zurückgegriffen. Dieses heuristische Optimierungsverfahren basiert auf der Analogie zum Abkühlungsprozess einer Schmelze zu einem geordneten Kristall. Das Verfahren ist gradientenfrei und benötigt somit keine Berechnungen von Ableitungen. Auf Kosten der Konvergenzgeschwindigkeit gewinnt es dadurch an Robustheit. Der Algorithmus kann lokale Minima verlassen, wobei aber nicht sichergestellt ist, dass der Optimierungspfad immer im globalen Minimum endet. Zwar kann gezeigt werden, dass dies bei hinreichend langsamen „Abkühlen“ theoretisch gegeben ist, die dafür benötigte Suchzeit steigt allerdings schnell über alle Maße ins Unendliche an [234].

Die mit dem Simulated-Annealing-Algorithmus gefundene Lösung von (4.45) stellt Bild 4.17 für $n_{\max} = 39$ graphisch dar. Bezogen auf den Kapazitätswert bei sinusförmiger Stromaufnahme gestattet die optimierte Stromform eine Reduzierung auf 36.4 %. Der Wert liegt sehr nahe am möglichen Skalierungsfaktor von Stromform 3, die eine maximale Absenkung auf 38.8 % erlaubt. Die Effektivwerte der Oberschwingungsströme der optimierten Eingangsstromform liegen allesamt knapp unterhalb der zulässigen Grenzwerte.

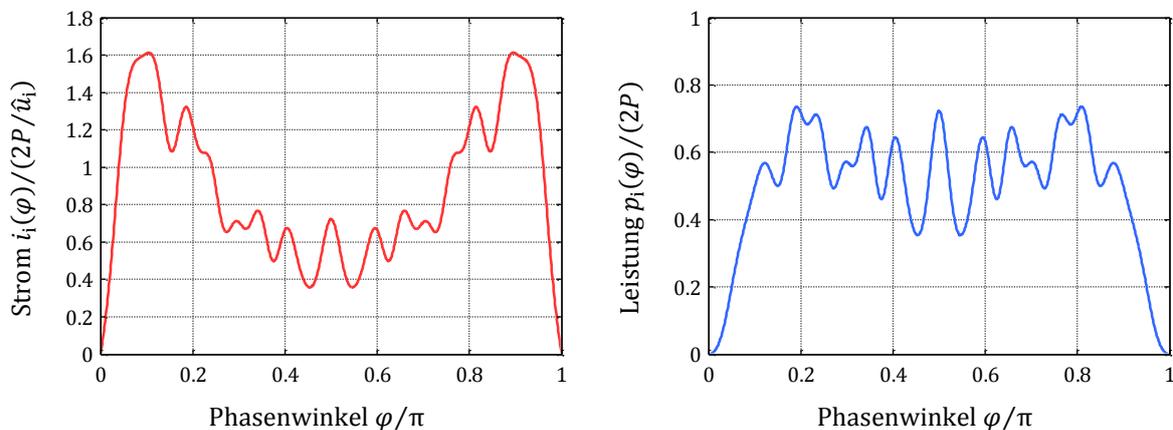


Bild 4.17: Verlauf der normierten, optimierten Eingangsstromform (links) und der zugehörigen normierten Eingangsleistung (rechts) für die positive Netzhalbschwingung.

Mit dem Downhill-Simplex-Verfahren bzw. Nelder-Mead-Verfahren [236] [242] [243] wurde noch ein alternativer Optimierungsalgorithmus verwendet, welcher die Ergebnisse des Simulated-Annealing-Algorithmus bestätigt.

4.2.5 Stromform 5: Sinusnäherung mit Nullstromintervall

Bisher waren die Realisierungen der Stromformen 1 bis 4 nur mit dem Boost- und dem BuckBoost-Konverter möglich, die auch nahe der Nulldurchgänge der Netzspannung Leistung aus dem Netz aufnehmen können. Ein Buck-Konverter kann hingegen nur dann Leistung zum Ausgang übertragen, wenn dessen Eingangsspannung über seiner Ausgangsspannung liegt. Befindet sich also die sinusförmige Netzspannung unterhalb der Strangspannung der LEDs, so ist mit dieser Topologie der Netzstrom identisch null. Eine Stromform mit diesem Charakteristikum ist mit (4.47) gegeben. Sie stellt sich inhärent bei einem Buck-Konverter im Grenzbetrieb mit fester Einschaltzeit ein.

$$i_i(\varphi) = \begin{cases} 0 & \text{für } 0 \leq \varphi < \varphi_1 \\ \hat{i}_i \left[1 - \frac{\sin(\varphi_1)}{\sin(\varphi)} \right] & \text{für } \varphi_1 \leq \varphi < \pi/2 \\ i_i(\pi - \varphi) & \text{für } \pi/2 \leq \varphi < \pi \end{cases} \quad (4.47)$$

Der Strom weist jeweils zu Beginn und zum Ende der positiven Netzhalbschwingung ein Intervall $0 \leq \varphi < \varphi_1$ bzw. $\pi - \varphi_1 \leq \varphi < \pi$ mit verschwindendem Eingangsstrom um die Netznulldurchgänge auf. Bei der Realisierung mittels Buck-Konverter leitet sich der Phasenwinkel

$$\varphi_1 = \arcsin\left(\frac{U_o}{\hat{u}_i}\right) \quad (4.48)$$

direkt aus der Netzspannung und der Strangspannung ab⁵⁹. Bild 4.18 skizziert beispielhaft den Stromverlauf (4.47) für die positive Netzhalbschwingung. Eine Erweiterung auf eine komplette Netzperiode sowie deren periodische Fortsetzung liefert (4.23). Mit kleiner werdendem Phasenwinkel φ_1 weist die Eingangsstromform (4.47) einen zunehmend blockförmigen Verlauf auf. Eine weitere mögliche Stromform für den Buck-Konverter mit einer Annäherung zu einem sinusförmigen Eingangsstrom für kleine φ_1 stellt der Anhang B.2.4 vor.

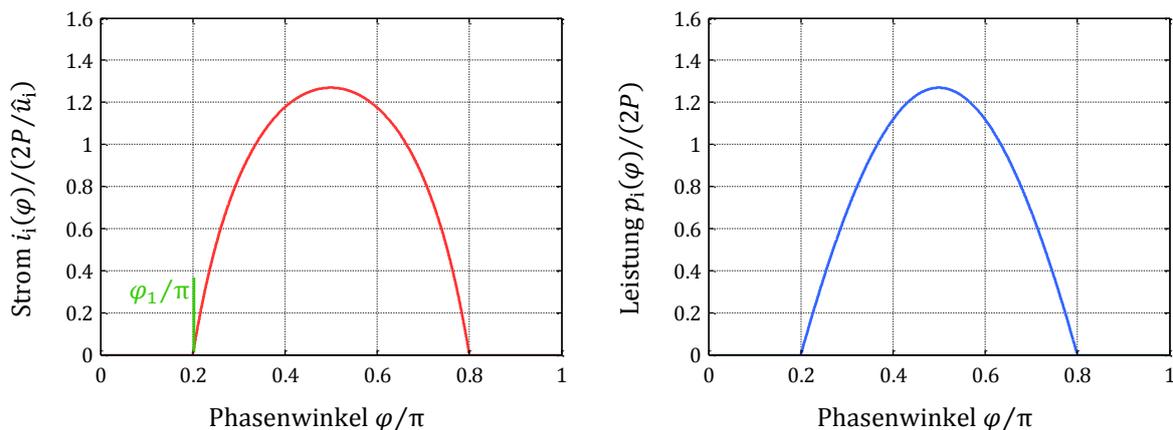


Bild 4.18: Verlauf des normierten Eingangsstroms (links) nach (4.47) und der zugehörigen normierten Eingangsleistung (rechts) für die positive Netzhalbschwingung.

Mit der Amplitude der Grundschwingung

$$\hat{i}_1 = \frac{2}{\pi} \hat{i}_i [2 \cos(\varphi_1) - (\pi - 2\varphi_1) \sin(\varphi_1)] \quad (4.49)$$

des Eingangsstroms (4.47) mit (4.23) ist ebenfalls der Stromparameter

$$\hat{i}_i = \frac{2P}{\hat{u}_i} \frac{\pi/2}{2 \cos(\varphi_1) - (\pi - 2\varphi_1) \sin(\varphi_1)} \quad (4.50)$$

zur Übertragung der Leistung P bekannt. Aus den ungeraden Harmonischen

⁵⁹ Da nur eine geringe Variation der Zwischenkreisspannung zulässig ist, ist die Näherung (4.48) sehr gut erfüllt.

$$\hat{i}_n = \frac{4}{\pi} \hat{i}_i \left[\frac{\cos(n\varphi_1)}{n} - \sin(\varphi_1) \left[\frac{\pi}{2} - \varphi_1 - \sum_{k=1}^{(n-1)/2} \frac{\sin(2k\varphi_1)}{k} \right] \right] \quad (4.51)$$

mit $n \in \{3, 5, 7, \dots\}$ lässt sich wieder die Aussteuerung (4.27) der Grenzwerte der Netznorm DIN EN 61000-3-2 angeben. Für die ersten sechs ungeraden Oberschwingungen sind diese in Bild 4.19 in Abhängigkeit des Phasenwinkels φ_1 dargestellt. Weitere Harmonische sind aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht eingezeichnet und sind auch nicht weiter ausschlaggebend, da die elfte Harmonische den erlaubten Bereich für φ_1 sowohl nach oben als auch nach unten begrenzt. Um die Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 einzuhalten muss der Winkel die Bedingung

$$0.003\pi \leq \varphi_1 \leq 0.316\pi \quad (4.52)$$

erfüllen. Bei der Nenningangsspannung entspricht dies für einen Buck-Konverter nach (4.48) einem Ausgangsspannungsbereich von

$$4 \text{ V} \leq U_o \leq 272 \text{ V}. \quad (4.53)$$

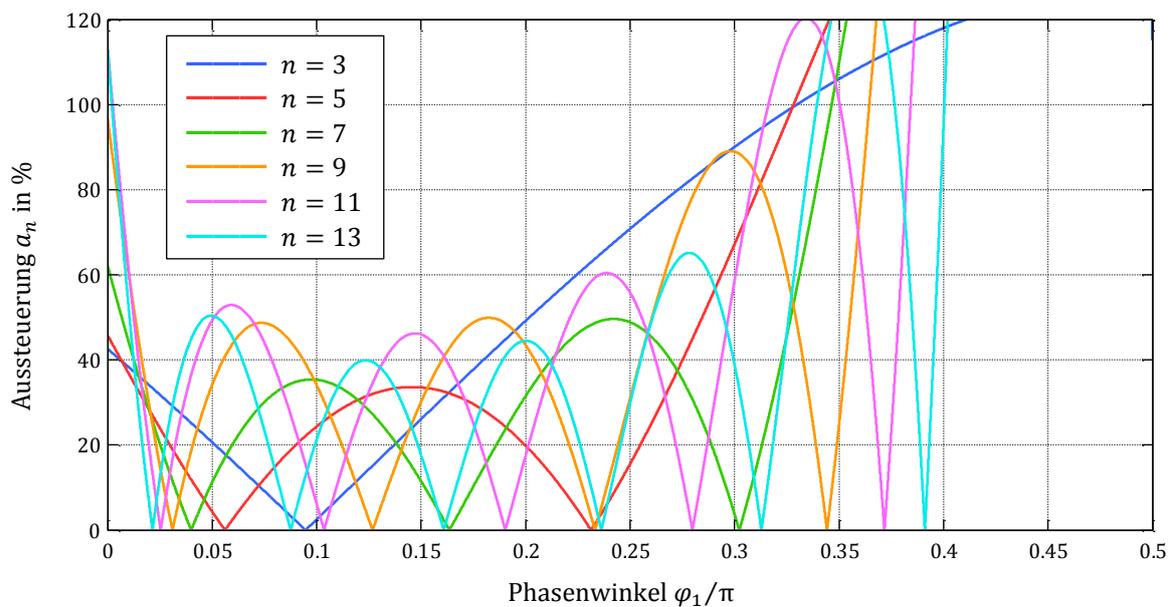
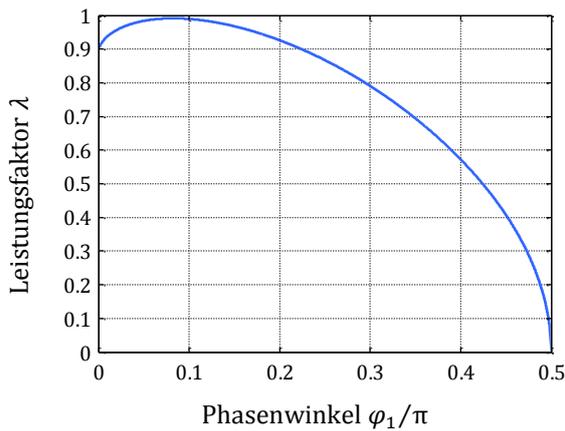


Bild 4.19: Aussteuerung der Grenzwerte a_n der Oberschwingungsnorm DIN EN 61000-3-2 für die Eingangsstromform nach (4.47) mit (4.23).

Bild 4.20 trägt den Leistungsfaktor

$$\lambda = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \frac{2 \cos(\varphi_1) - (\pi - 2\varphi_1) \sin(\varphi_1)}{\sqrt{\pi - 2\varphi_1 + 4 \sin(\varphi_1) \ln \left[\tan \left(\frac{\varphi_1}{2} \right) \right] + \sin(2\varphi_1)}} \quad (4.54)$$

am Eingang des Konverters über dem Phasenwinkel φ_1 auf. Wie im Anhang B.2.2 beschrieben, liegt der Leistungsfaktor im zulässigen Bereich des Phasenwinkels φ_1 nach (4.52) oberhalb von 0.5.



Ausgewählte Leistungsfaktoren:

- $\lambda(\varphi_1 \approx 0.224\pi) = 0.9$
- $\lambda(\varphi_1 = 0.316\pi) \approx 0.76$
- $\lambda(\varphi_1 \approx 0.424\pi) = 0.5$

Bild 4.20: Leistungsfaktor als Funktion des Phasenwinkels φ_1 .

Das Maximum des Eingangsstroms tritt in der Netzspitze auf. Der Wert steigt mit wachsendem Phasenwinkel φ_1 und strebt im Grenzfall gegen unendlich. Das Verhalten stellt Bild 4.21 (links) dar.

Mit der Vergrößerung des Phasenwinkels φ_1 vergrößert sich ebenfalls das Teilintervall der Netzhalbschwingung, in dem keine Leistung vom Netz aufgenommen wird. Entsprechend vergrößert sich auch der notwendige Kapazitätswert des Kondensators C_B , um den spezifizierten Maximalwert der Modulation M_{\max} nicht zu überschreiten. Bild 4.21 (rechts) zeigt den notwendigen Wert der Kapazität $C_B(\varphi_1)$ bezogen auf den Kapazitätswert $C_{B,\sin}$ für dieselbe Modulation bei einem sinusförmigen Eingangsstrom.

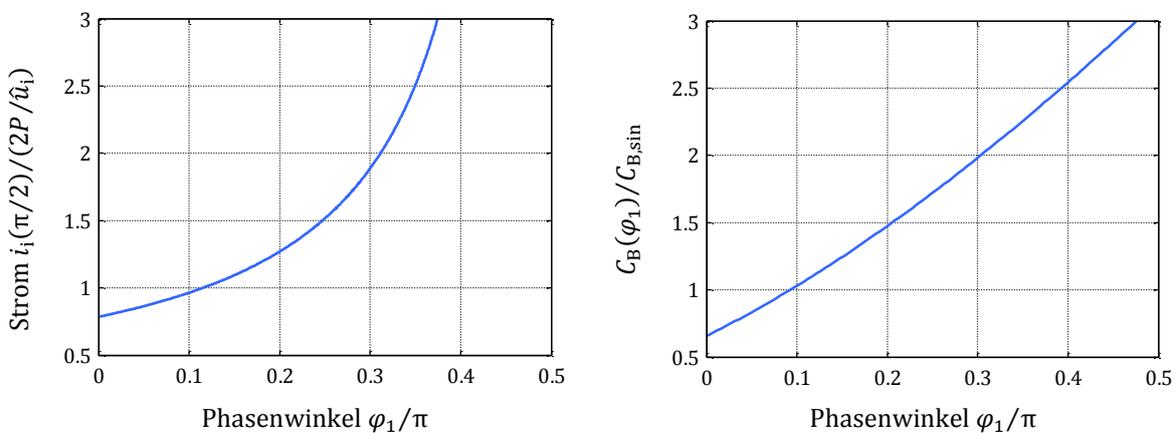


Bild 4.21: Normierter Maximalwert des Eingangsstroms (links) sowie der Skalierungsfaktor für die Kapazität für Phasenwinkel $\varphi_1 < 0.5\pi$ (rechts).

Im Falle eines Buck-Konverters korreliert mit (4.48) ein Phasenwinkel φ_1 direkt mit einer Strangspannung U_o . Dadurch ist für eine vorgegebene Strangleistung P ebenfalls der LED-Strom

$$I_o = \frac{P}{U_o} \quad (4.55)$$

sowie mit (4.2) der differentielle Widerstand eines mittleren Strangs bekannt. Aus diesen Größen lässt sich zur Einhaltung von M_{\max} ein konkreter Kapazitätswert C_B als Funktion des Phasenwinkels φ_1 berechnen. Bild 4.22 (links) stellt dies graphisch dar. Zwar ist in Bild 4.21 (rechts) ersichtlich, dass der Faktor mit steigendem φ_1 ansteigt, jedoch steigt

der differentielle Widerstand eines zugehörigen LED-Strangs derart an, dass insgesamt ein nahezu konstanter Kapazitätswert für größere Phasenwinkel nötig ist. Zwar werden also die Kapazitätswerte nicht wesentlich größer, die nötige Spannungsfestigkeit des Zwischenkreiskondensators muss jedoch zunehmen. Bild 4.22 (rechts) trägt dazu das Maximum der Zwischenkreisspannung als Funktion des Phasenwinkels φ_1 auf. Es ist nahezu identisch mit der Strangspannung, die sich durch (4.48) aus dem Phasenwinkel berechnen lässt.

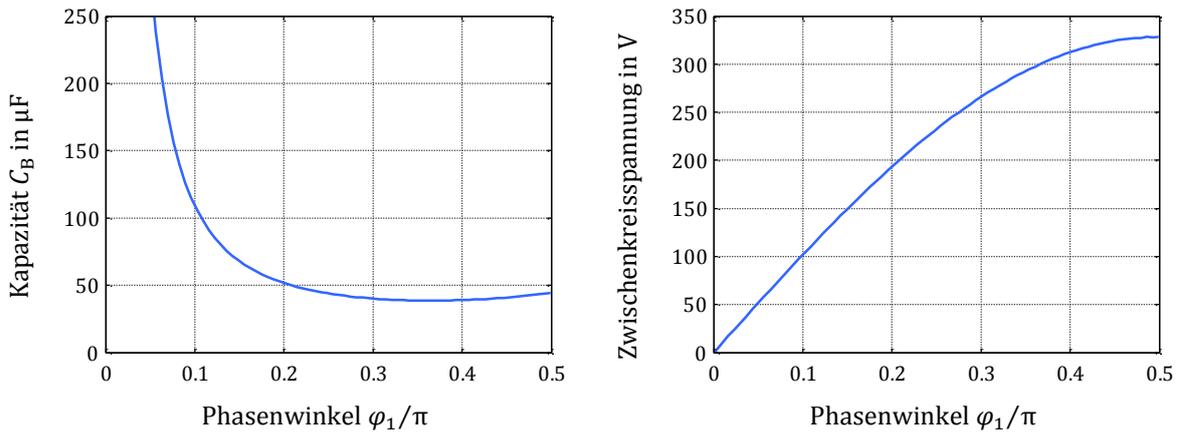


Bild 4.22: Notwendiger Kapazitätswert zur Einhaltung der Modulation M_{\max} für einen mittleren LED-Strang mit $P = 9 \text{ W}$ (links) sowie die maximal auftretende Zwischenkreisspannung (rechts).

4.2.6 Stromform 6: Sinusnäherung mit Konstantleistungsbereich

Mit der Stromform 6 nach (4.56) mit (4.23) wird die Stromform 5 um einen Bereich konstanter Eingangsleistung im Intervall $\varphi_1 < \varphi_2 \leq \varphi < \pi/2$ erweitert. Dadurch soll wieder eine Reduzierung der Ausgangskapazität bei Einhaltung der maximalen Modulation erreicht werden.

$$i_i(\varphi) = \begin{cases} 0 & \text{für } 0 \leq \varphi < \varphi_1 \\ \hat{i}_i \left[1 - \frac{\sin(\varphi_1)}{\sin(\varphi)} \right] & \text{für } \varphi_1 \leq \varphi < \varphi_2 \\ \hat{i}_i \frac{\sin(\varphi_2) - \sin(\varphi_1)}{\sin(\varphi)} & \text{für } \varphi_2 \leq \varphi < \pi/2 \\ i_i(\pi - \varphi) & \text{für } \pi/2 \leq \varphi < \pi \end{cases} \quad (4.56)$$

Eine beispielhafte, graphische Darstellung von Eingangsstrom und zugehöriger Eingangsleistung ist mit Bild 4.23 gegeben. Die Stromform 5 stellt mit $\varphi_2 = \pi/2$ einen Spezialfall von (4.56) dar.

Durch die Abhängigkeit der Stromdefinition von zwei Parametern und der Aufteilung in drei Intervalle sind die Berechnungen zu den verschiedenen Kenngrößen sowie deren Gleichungen deutlich umfangreicher. Für einen ungestörten Lesefluss sind diese deshalb in den Anhang B.2.3 ausgelagert, sodass sich der aktuelle Abschnitt nur mit den Ergebnissen befasst.

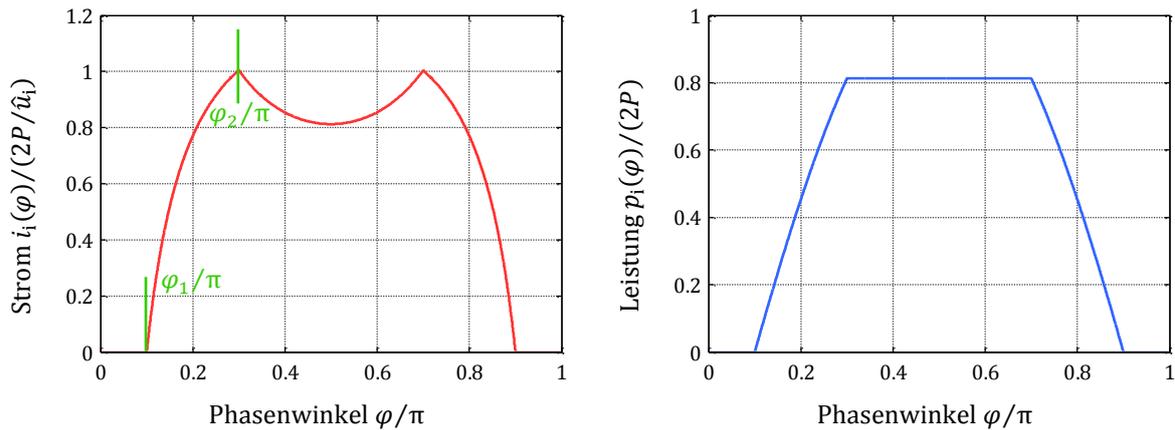


Bild 4.23: Verlauf des normierten Eingangsstroms (links) nach (4.56) und der zugehörigen normierten Eingangsleistung (rechts) für die positive Netzhalbschwingung.

Die Oberschwingungen der Stromform dürfen die Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 nicht überschreiten. In Abhängigkeit der beiden Phasenwinkel φ_1 und φ_2 zeigt Bild 4.24 (links) farblich gekennzeichnet, ob die Norm erfüllt ist oder nicht. Im grünen Bereich werden alle Grenzwerte eingehalten, während im roten Bereich für mindestens eine Oberschwingung eine Überschreitung auftritt. Im blau markierten Areal ist die Stromform (4.56) nicht definiert, da immer $\varphi_2 \geq \varphi_1$ gelten muss. Der Leistungsfaktor, unterteilt in drei Intervalle, ist in Bild 4.24 (rechts) dargestellt. Gleichzeitig ist die Grenze zur Normerfüllung von Bild 4.24 (links) als schwarze Linie eingezeichnet. Der Leistungsfaktor liegt im gültigen Bereich stets über 0.5 bzw. 0.72 (siehe Anhang B.2.2), wobei auch ein Wert größer als 0.9 in einem weiten Bereich gegeben ist.

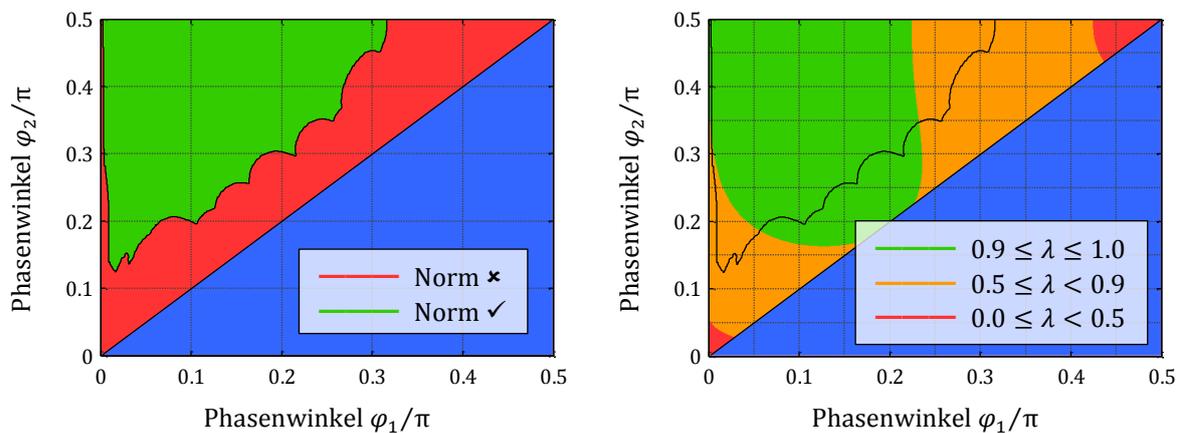


Bild 4.24: Farbliche Codierung, ob die Oberschwingungsnorm für die Stromform nach (4.56) erfüllt (grün) oder nicht erfüllt (rot) ist (links), sowie der Leistungsfaktor für drei Bereiche (rechts) jeweils in Abhängigkeit der Phasenwinkel φ_1 und φ_2 . Im blauen Bereich ist die Stromform nicht definiert.

Das normierte Maximum im Eingangsstrom an der Stelle φ_2 stellt Bild 4.25 (links) in Abhängigkeit dieses Parameters für drei unterschiedliche Phasenwinkel φ_1 dar. Für diese drei Phasenwinkel φ_1 zeigt die rechte Grafik in Bild 4.25 den normierten Wert der Kapazität C_B , welcher für die Modulation M_{\max} benötigt wird. Der Bezugswert ist die nötige Kapazität $C_{B,\sin}$ bei sinusförmigem Eingangsstrom. So kann der Kapazitätswert (vgl. Bild 4.21, rechts) durch eine Reduzierung des Winkels φ_2 verringert werden.

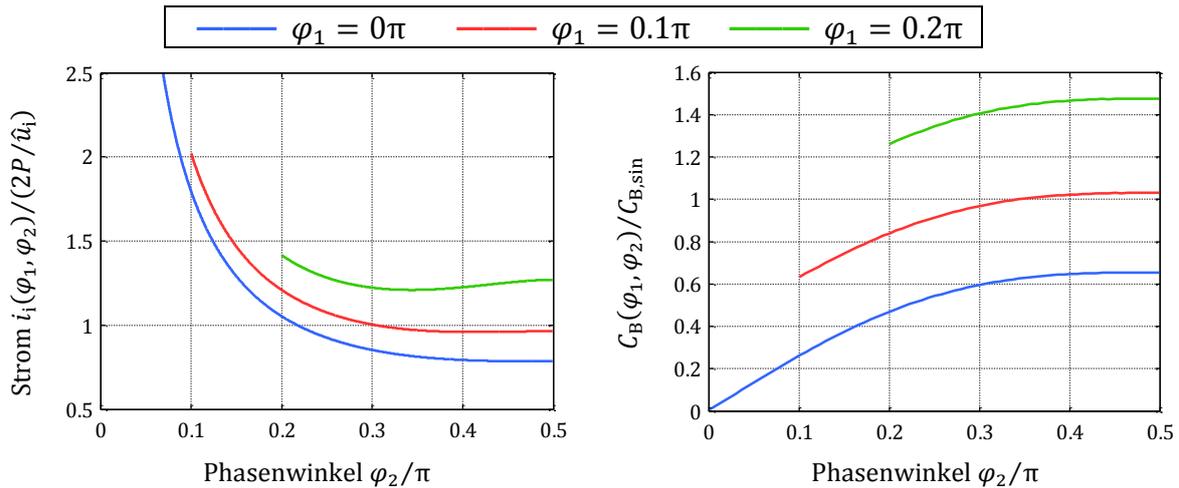


Bild 4.25: Normierter Maximalwert des Eingangsstroms (links) sowie der Skalierungsfaktor für die Kapazität (rechts) als Funktion des Phasenwinkels $\varphi_1 < \varphi_2 \leq \pi/2$ für drei Phasenwinkel φ_1 .

Die Erzeugung eines Bereichs konstanter Eingangsleistung im Bereich $\varphi_2 \leq \varphi \leq \pi/2$ ist mit einem Buck-Konverter relativ einfach möglich, indem dieser im Grenzbetrieb und festem Spulenstromspitzenwert betrieben wird. Nach (3.5) ist dadurch der Ausgangsstrom konstant und mit ihm, bei konstanter Ausgangsspannung, auch die übertragene Leistung. Es ist daher nötig während einer Netzhalbschwingung zwischen Regelstrategien zu wechseln. Für diesen speziellen Anwendungsfall sind bereits Regel-ICs am Markt verfügbar [244].

4.2.7 Gegenüberstellung der Stromformen

Bei einer sinusförmigen Stromaufnahme (Stromform 1) sind prinzipiell keine Oberschwingungen im Eingangsstrom vorhanden. Allerdings ist hier im Vergleich zu Stromform 2 bis Stromform 4 der größte Wert der Ausgangskapazität nötig, um die maximal zulässige Modulation im Strangstrom einzuhalten. Durch die Einführung eines Bereichs konstanten Eingangsstroms (Stromform 2) oder konstanter Eingangsleistung (Stromform 3) ist auf Kosten der Erhöhung des Oberschwingungsgehalts eine Verringerung des notwendigen Kapazitätswerts erreichbar. Die mögliche Reduzierung bei Stromform 3 liegt dabei nahe an der theoretischen Grenze (Stromform 4). Die praktische Realisierung von Stromform 3 ist jedoch mit erhöhtem Aufwand verbunden. Bei der Stromform 2 ist zwar die erreichbare Reduzierung des Kapazitätswerts geringer, jedoch ist eine relativ einfache Realisierung mit kommerziell am Markt verfügbaren Regel-ICs möglich. Von den hier vorgestellten Stromformen sind die ersten vier nicht mit einem Buck-Konverter, sondern nur mit einem Boost- oder BuckBoost-Konverter realisierbar. Diese beiden Topologien können auch nahe der Netz nulldurchgänge Leistung aus dem Netz aufnehmen. Die Stromform 5 und die Stromform 6 sind dagegen auf die Realisierung mittels eines Buck-Konverters zugeschnitten, da diese ein Intervall mit verschwindendem Eingangsstrom um die Netzspannung nulldurchgänge aufweisen. Zwar steigt durch den verkleinerten Leitwinkel der Diodenbrücke die notwendige Ausgangskapazität zur Einhaltung der Modulation an, der Effekt kann jedoch wieder durch die Einführung eines Bereichs

konstanter Eingangsleistung (Stromform 6) teilweise kompensiert werden. Im Gegensatz zum Boost-Konverter und Buck-Boost-Konverter ist mit dem Buck-Konverter ein solcher Bereich konstanter Leistung einfacher realisierbar.

4.3 Realisierung eines Boost-Konverters

Der DC/DC-Wandler aus dem Prinzipschaltbild von Bild 4.1 wird gemäß Bild 4.26 als Boost-Konverter ausgeführt. Der LED-Strang ist direkt an den Zwischenkreis- bzw. den Ausgangskondensator C_B angeschlossen. Dieser auf die doppelte Netzfrequenz ausgelegte Energiespeicher soll die Einhaltung der maximalen Modulation im LED-Strom sicherstellen. Um eine Maximierung des Wirkungsgrads der Schaltung anzustreben, wird auf einen externen Serienwiderstand zwischen Kondensator und Strang zur Verringerung der Modulation im Ausgangsstrom verzichtet. Lediglich ein Widerstand zur Messung des Ausgangsstroms ist nötig, der jedoch einen relativ geringen Wert aufweist. Am Eingang des Konverters liegt praktisch gesehen die gleichgerichtete Netzspannung an. Das vorgeschaltete Filter mit dem Kondensator C_F wirkt hauptsächlich für die Harmonischen der Schaltfrequenz und übt nur einen vernachlässigbaren Einfluss auf die niederfrequenten Netzverläufe aus⁶⁰. Der MOSFET Q des Boost-Konverters soll so angesteuert werden, dass sich der Konverter im erweiterten Grenzbetrieb befindet und sich die Netzstromform 2 mit einem Winkel von ungefähr $\varphi_2 = 0.1\pi$ einstellt. Der Winkel ist derart gewählt, dass ein möglichst hoher Skalierungsfaktor bezüglich der Ausgangskapazität, bei einem ausreichendem Abstand zu den Grenzwerten der Netzharmonischen, erreicht wird.

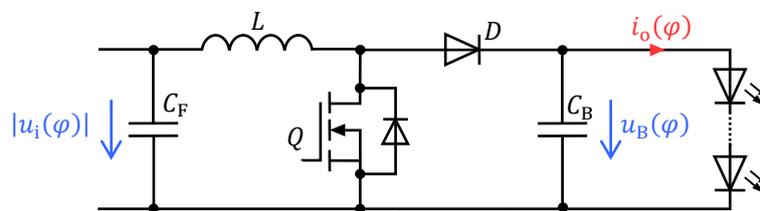


Bild 4.26: PFC-Boost-Konverter als DC/DC-Wandler zur Versorgung des LED-Strangs.

4.3.1 Dimensionierung

Mit der Realisierung als Boost-Konverter existiert mit dem Spitzenwert der maximalen Netzspannung eine untere Grenze für die Strangspannung. Die mögliche Ausgangskonfiguration ist mit der von Kapitel 3.3.1 identisch und dort in Bild 3.19 gezeigt. Die zwei möglichen LED-Stränge aus dem aktuellen Portfolio sind in Tabelle 3.4 gegenübergestellt. Die zugehörigen Parameter für die Linearisierung nach Bild 4.3 (links) listet die Tabelle 4.1. Zudem ist die notwendige Ausgangskapazität zur Einhaltung des Grenzwerts der Modu-

⁶⁰ Um die Nulldurchgänge der Netzspannung kommt es lediglich zu einer kleinen Verzerrung, da hier ein Intervall mit sperrender Diodenbrücke auftritt und die Spannung über der Kapazität nicht mehr der Netzspannung folgt [192]. Des Weiteren kann durch die Regelung eine Nullpunktverzerrung auftreten [245] [246]. Der Filterkondensator erzeugt zudem einen Verschiebungsstrom, der sich dem eigentlichen Konverterstrom überlagert.

lation im Ausgangsstrom für den gewählten Phasenwinkel $\varphi_2 = 0.1\pi$ angegeben. Der minimale Kapazitätswert bei Strang 1 fällt durch den etwas größeren differentiellen Widerstand geringfügig geringer als bei Strang 2 aus. Wie beim Gesamtsystem von Kapitel 3.3.1 gibt jedoch die höhere Lichtausbeute der Strang 2 den Ausschlag⁶¹.

Tabelle 4.1: Parameter für die Linearisierung nach Bild 4.3, Strangleistung und minimale Ausgangskapazität zur Einhaltung der Modulation $M < M_{\max}$ von Strang 1 und Strang 2 der Tabelle 3.4.

Strangnummer	1	2
Strangstrom	$I_o = 22 \text{ mA}$	$I_o = 23 \text{ mA}$
Differentieller Widerstand	$R_D = 1345 \Omega$	$R_D = 1173 \Omega$
Knickspannung	$U_D = 384 \text{ V}$	$U_D = 342 \text{ V}$
Strangspannung	$U_o = 414 \text{ V}$	$U_o = 369 \text{ V}$
Strangleistung	$P_o = 9.1 \text{ W}$	$P_o = 8.5 \text{ W}$
Ausgangskapazität	$C_B > 6.3 \mu\text{F}$	$C_B > 7.2 \mu\text{F}$

Der nächste Wert der E6-Reihe für die Ausgangskapazität beträgt $10 \mu\text{F}$, welcher auch als Basis für die folgenden Berechnungen dient. Mit diesem Kapazitätswert wird eine Modulation von $M = 9.5 \%$ erwartet.

Neben der Wahl eines LED-Strangs repräsentiert der Wert der Leistungsinduktivität L einen weiteren Designparameter. Dieser bestimmt maßgeblich die Schaltfrequenz des Konverters. Für den LED-Strang 2 aus Tabelle 4.1 stellt Bild 4.27 den Wertebereich als Funktion der Induktivität L dar. Er wird durch die innerhalb einer Netzperiode minimal und maximal auftretende Schaltfrequenz begrenzt⁶².

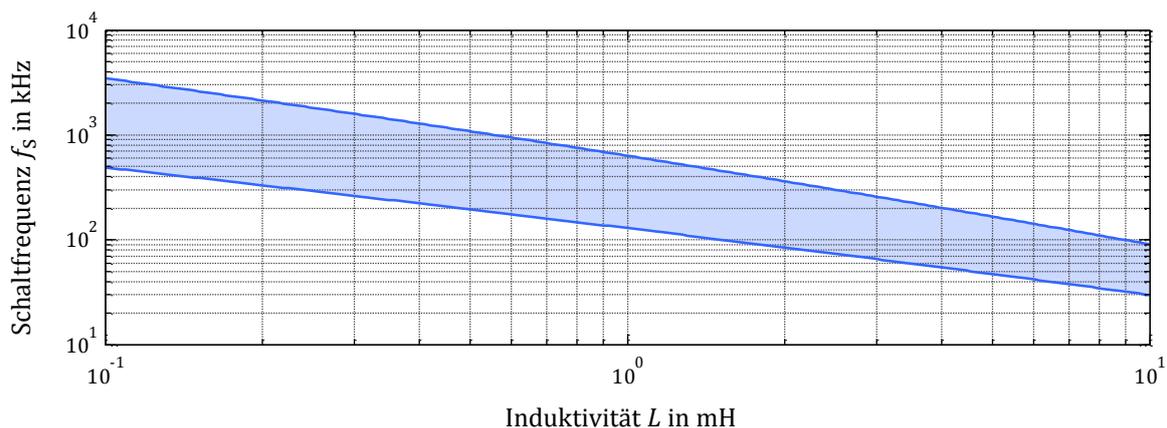


Bild 4.27: Bereich der Schaltfrequenz des Boost-Konverters nach Bild 4.26 als Funktion der Induktivität L für den LED-Strang 2 aus Tabelle 4.1.

⁶¹ Es ist zu beachten, dass die Spannung des LED-Strangs gemäß den Datenblattangaben eine Toleranz von 72 V besitzt. In der Praxis ist deshalb eine Selektion der LEDs bzw. eine Anpassung der Anzahl der LEDs im Strang nötig, sodass die tatsächliche Strangspannung stets zwischen der maximalen Netzspitzenspannung von 361 V und der Spannungsfestigkeit der Zwischenkreiskapazität von 450 V liegt. Dies ist bei der hier verwendeten Ausführung des Strangs gegeben.

⁶² Die Berechnung basiert auf einer sinusförmigen Eingangsspannung am Eingang des Konverters. Es treten keine Nullpunktverzerrungen auf. Das Oszillationsintervall am Ende der HF-Periode ist berücksichtigt.

Die Schaltfrequenz beeinflusst auch die im Konverter umgesetzten Verluste. Bild 4.28 stellt dazu die Aufteilung der Gesamtverluste auf die Hauptkomponenten dar. Im Bereich hoher Induktivitätswerte ab ca. 20 mH steigen die Wicklungsverluste der Spule stark an, während für Werte unter ca. 2 mH die Schaltverluste dominieren. Ein Minimum der Verluste liegt bei ca. 7 mH.

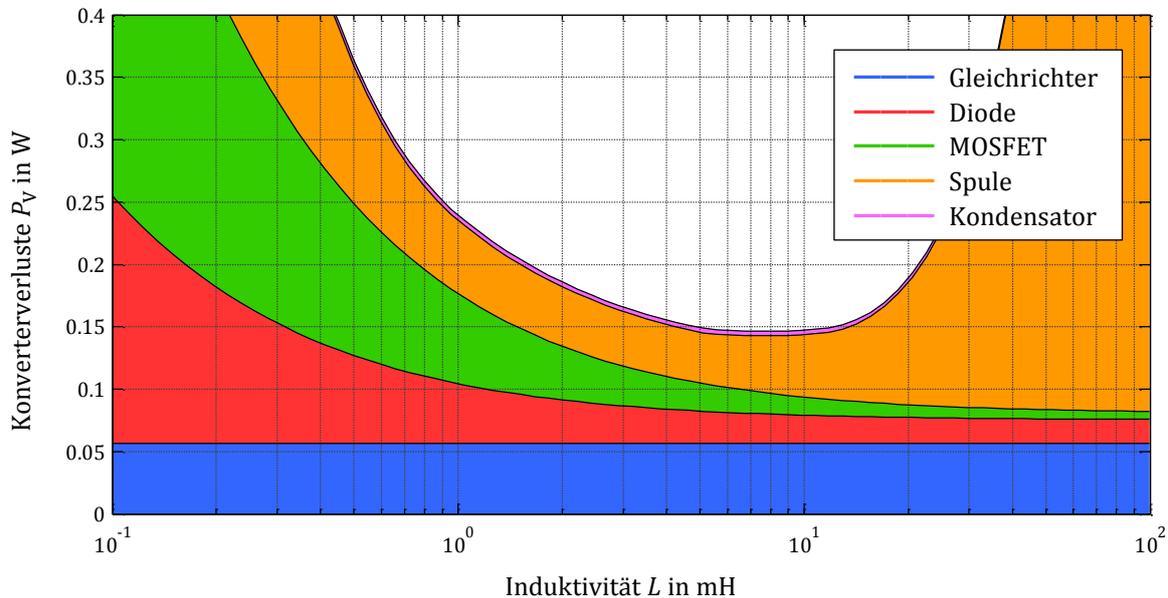


Bild 4.28: Aufteilung der Gesamtverluste auf die Hauptkomponenten für den LED-Strang 2 von Tabelle 4.1.

Zur Einhaltung der Funkstörspannungen an der Netzimpedanz nach DIN EN 55015 ist ein entsprechend dimensioniertes Eingangsfilter notwendig. Aufbau und Dimensionierung eines π -Filters wurde mit Bild 3.10 und den zugehörigen Erläuterungen in Kapitel 3.2.1 bereits vorgestellt und erfolgt hier analog. Bild 4.29 zeigt den Wert des minimal benötigten Werts der Filterinduktivität, um die Grenzwerte einzuhalten. Für die Konverter des vorangegangenen Kapitels 3 war es möglich die relativ große Zwischenkreis­kapazität als Filterelement zu nutzen. Die Filterinduktivität konnte entsprechend niedrig ausfallen. Für die Konverter dieses Kapitels hingegen sind die Filterkondensatoren mit 100 nF deutlich geringer, da möglichst keine Verzerrung der niederfrequenten Eingangsspannung erfolgen soll. Eine ausreichende Filterdämpfung erfordert dementsprechend einen höheren Wert der Filterinduktivität.

Zusammenfassend ist neben der Wahl von Strang 2 aus Tabelle 4.1 ein Induktivitätswert von $L = 7$ mH anzustreben. Dieser Wert lässt sowohl die geringsten Verluste im Vorschaltgerät, als auch einen relativ kleinen Wert der notwendigen Filterinduktivität erwarten. Für die Zwischenkreis- bzw. Ausgangskapazität ist ein Elektrolytkondensator mit 10 μ F und einer Spannungsfestigkeit von 450 V vorzusehen.

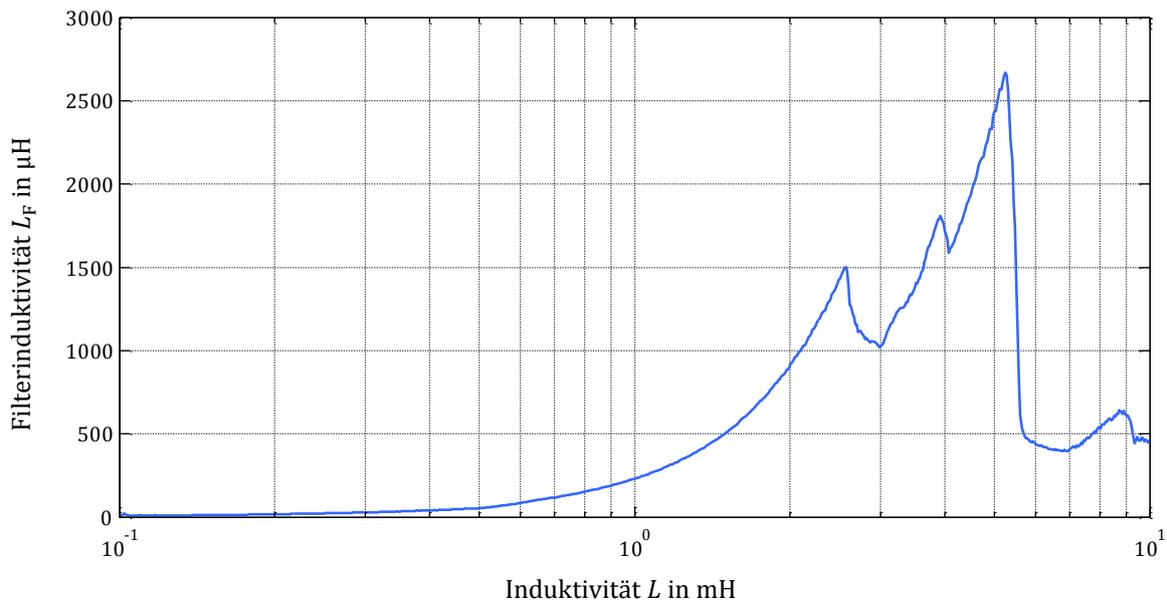


Bild 4.29: Notwendige Filterinduktivität L_F zur Einhaltung der Grenzwerte nach DIN EN 55015 für die leitungsgebundenen Gegentaktstörungen bei einem Ausgangsstrom $I_o = 22 \text{ mA}$. Die Werte der Filterkapazitäten betragen jeweils 100 nF .

4.3.2 Aufbau und Messungen

Basierend auf der Dimensionierung und Optimierung des vorangegangenen Kapitels 4.3.1 zeigt Bild 4.30 das vereinfachte Schaltbild des realisierten Vorschaltgeräts. Die zugehörigen Werte bzw. Typen der Hauptkomponenten listet die Tabelle 4.2. Die Ansteuerung des MOSFETs erfolgt mit dem Regel-IC *SSL2103* [247] von *NXP*, welcher von einem diskreten PI-Regler ein entsprechendes Stellsignal zur Verfügung gestellt bekommt. Der PI-Regler basiert in den Grundzügen auf dem Prinzipschaltbild von Bild 3.24⁶³. Gegenüber dem Boost-Konverter von Kapitel 3.3 sind die Reglerparameter hier derart bestimmt, dass die Durchtrittsfrequenz des Regelkreises unterhalb der Netzfrequenz liegt. Damit wird nicht mehr die schwankende Eingangsspannung ausgeregelt, sondern lediglich der Mittelwert des Ausgangsstroms stationär genau eingestellt. Mit einem konstanten Stellsignal bezüglich der doppelten Netzfrequenz des PI-Reglers steuert der *SSL2103* den MOSFET mit einer festen Einschaltzeit an. Im Grenzbetrieb ist damit der Eingangsstrom der Schaltzelle proportional zur Eingangsspannung. Durch Ausnutzung des Überstromschutzes des Regel-ICs ist zusätzlich eine Limitierung des maximalen Spulenstroms möglich. Dies stellt eine einfache Methode zur Realisierung des Konstantstrombereichs der Stromform 2 dar.

⁶³ In dieser Applikation sind der Operationsverstärker und die Referenzspannungsquelle nicht einzeln, diskret ausgeführt, sondern es wird auf den fertigen Baustein *TLVH432* [248] zurückgegriffen, welcher auf der bekannten Referenz *TL431* basiert, ihr gegenüber aber eine niedrigere Referenzspannung aufweist.

Tabelle 4.2: Werte bzw. Typen der Hauptkomponenten des realisierten Vorschaltgeräts von Bild 4.30.

Komponente	Zeichen	Nennwert/Typ
Zwischenkreiskapazität	C_B	10 μF ⁶⁴
Leistungsinduktivität	L	7.1 mH
Filterinduktivität	L_F	660 μH (2 x 330 μH)
Filterkapazität	C_F	100 nF
MOSFET	Q	SPD01N60C3
Diode	D	ES1G

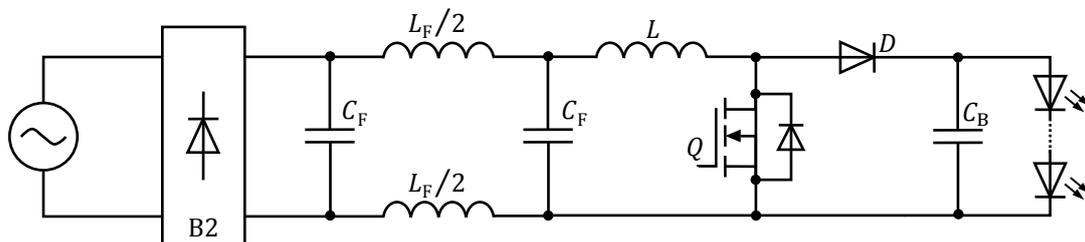


Bild 4.30: Vereinfachtes Schaltbild des realisierten Vorschaltgeräts mit LED-Strang und Netzspannungsquelle.

Bild 4.31 stellt die Oberseite und die Unterseite der bestückten Leiterplatte dar. Das Eingangsfiler, die Leistungsinduktivität und der Zwischenkreis- bzw. Ausgangskondensator befinden sich in Durchsteckmontagetechnik auf der Oberseite. Der Elektrolytkondensator ist dabei liegend montiert, um im Gehäuse (vgl. Bild 3.40) Platz zu finden. Die kleineren Bauelemente sind dagegen in Oberflächenmontage auf der Rückseite platziert.

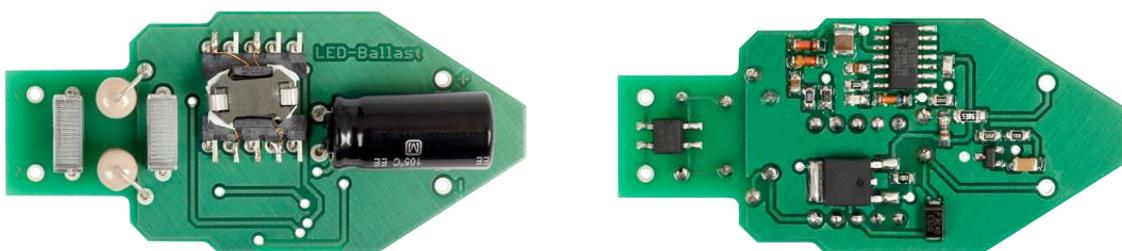


Bild 4.31: Oberseite (links) und Unterseite (rechts) des realisierten Vorschaltgeräts mit Boost-Konverter.

Bild 4.32 gibt die gemessenen Verläufe von Netzspannung, Netzstrom und Zwischenkreis- bzw. Ausgangsspannung wieder. Der Netzstrom zeigt Abweichungen von der idealen Stromform 2 aus Bild 4.10 (links), die hauptsächlich aus dem Einfluss der Filterkondensatoren C_F resultieren. Die Kondensatoren erzeugen einen kapazitiven Verschiebungsstrom, der sich dem eigentlichen Konverterstrom zum resultierenden Netzstrom überla-

⁶⁴ Eine Kleinsignalmessung mit 100 Hz bei 23 °C Umgebungstemperatur ergab einen Wert von 9 μF .

gert. Der Verschiebungsstrom weist bezüglich der Netzspannung eine Phasenverschiebung von $+90^\circ$ auf. Damit ist auch der Netzstrom nicht mehr symmetrisch hinsichtlich einer Netzhalbschwingung. Um die Nulldurchgänge der Netzspannung treten zudem Intervalle mit sperrender Diodenbrücke auf [192], in denen die Spannung an den Filterkondensatoren nicht mehr der sinusförmigen Netzspannung folgt und der Netzstrom identisch null ist. Dazu sei mit den Messwerten in Bild 4.33 (links) die Eingangsspannung für die Schaltzelle des Konverters und die sinusförmigen Netzspannung in einem Diagramm gezeigt. Bild 4.33 (rechts) stellt den Spitzenwert des Spulenstroms zusammen mit dem Netzstrom dar. Der Spitzenwert folgt zunächst der Eingangsspannung, bis der Überstromschutz des Regel-ICs ihn auf einen maximalen Wert klemmt. Eine Vergrößerung des Leitintervalls der Diodenbrücke ist durch eine Verringerung der Filterkapazität möglich. Für eine gleichbleibende Filterdämpfung ist allerdings eine gleichzeitige Erhöhung der Filterinduktivität notwendig. Alternativ kann ein Teil des Filters vor den Brückengleichrichter verschoben werden. An dieser Position zwischen Phase und Neutralleiter muss der Kondensator jedoch erhöhten Sicherheitsanforderungen [249] [250] genügen.

Da der kapazitive Verschiebungsstrom keine Oberschwingungen besitzt, nimmt er prinzipiell keinen Einfluss auf die Abschätzung der Harmonischen von Kapitel 4.2.2. Lediglich das Sperrintervall der Diodenbrücke erzeugt eine zusätzliche Verzerrung des Netzstroms. Der Verschiebungsstrom reduziert allerdings den Leistungsfaktor des Vorschaltgeräts. Für die Modulation des Ausgangsstroms ist der Verschiebungsstrom hingegen nicht relevant. Hierfür ist der Verlauf des Spulenstroms ausschlaggebend. Auch wenn der gemessene Netzstrom von der idealen Stromform 2 von Bild 4.10 (links) augenscheinlich abweicht, so ist die Vernachlässigung des Filters bei den Berechnungen von Kapitel 4.2.2 gerechtfertigt.

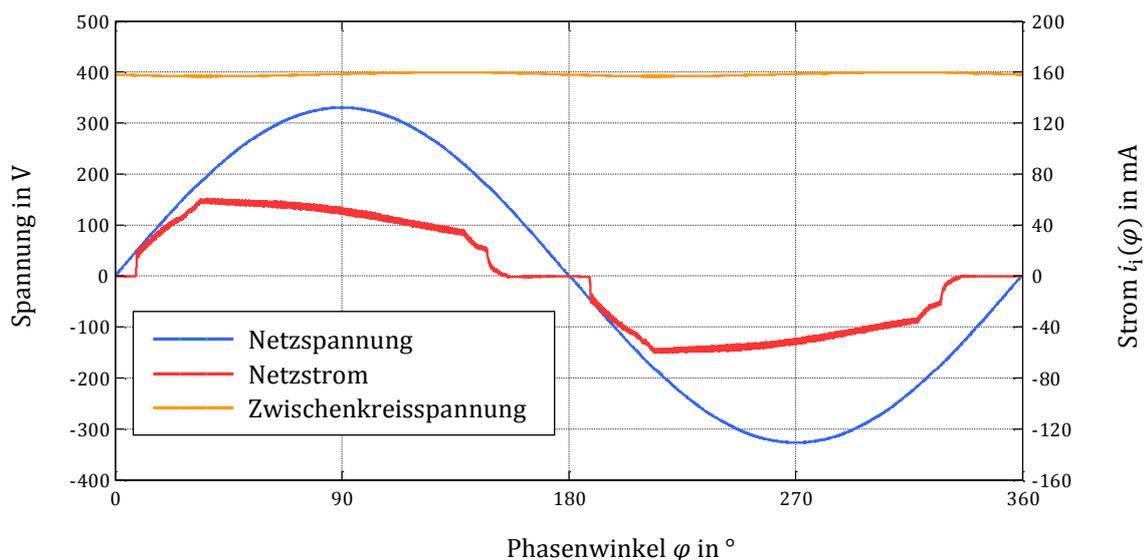


Bild 4.32: Gemessener Verlauf von Netzspannung, Netzstrom sowie Zwischenkreisspannung über einer Netzperiode.

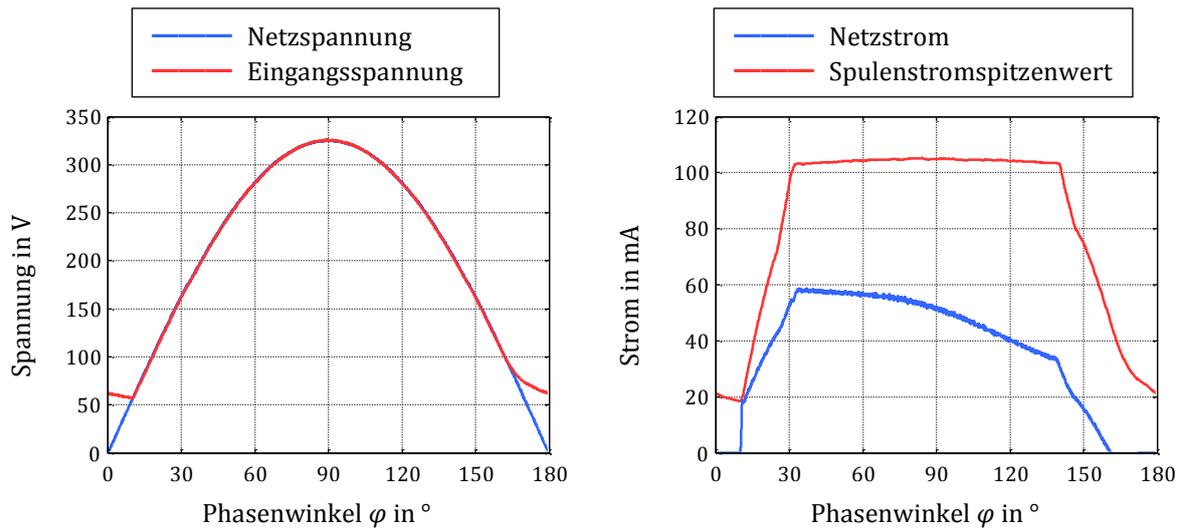


Bild 4.33: Netzspannung und Eingangsspannung der Schaltzelle (links) sowie Netzstrom und Spitzenwert des Spulenstroms (rechts) für jeweils eine Netzhalfschwingung.

Das Vorschaltgerät nimmt am Eingang der Schaltung eine Wirkleistung von $P_i = 9.5 \text{ W}$ auf, während sie an den LED-Strang eine elektrische Leistung von $P_o = 9.0 \text{ W}$ abgibt. Der Wirkungsgrad der Schaltung beträgt damit gerundet 94 %. Die gemessene Leistungsdifferenz zwischen Ein- und Ausgangsleistung von rund 470 mW liegt deutlich über den abgeschätzten Verlusten. Die zusätzlichen, vorab nicht berücksichtigten Verluste in den Strommesswiderständen, Filterspulen sowie die Verluste durch die Versorgung des Regel-ICs und des diskreten Stromreglers erklären jedoch die Abweichung. Der Effektivwert des Eingangsstroms beträgt 44 mA. Mit $\lambda = 0.94$ liegt der Leistungsfaktor über dem Wert 0.9 und weit über dem spezifizierten Minimalwert von 0.5.

Die Effektivwerte der Oberschwingungen im Eingangsstrom dürfen die vorgeschriebenen Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 nicht überschreiten. Die erzielte Aussteuerung der Grenzwerte nach (4.30) zeigt Bild 4.34. Die einzelnen Harmonischen liegen mit ausreichendem Abstand deutlich unter den zugehörigen Grenzwerten.

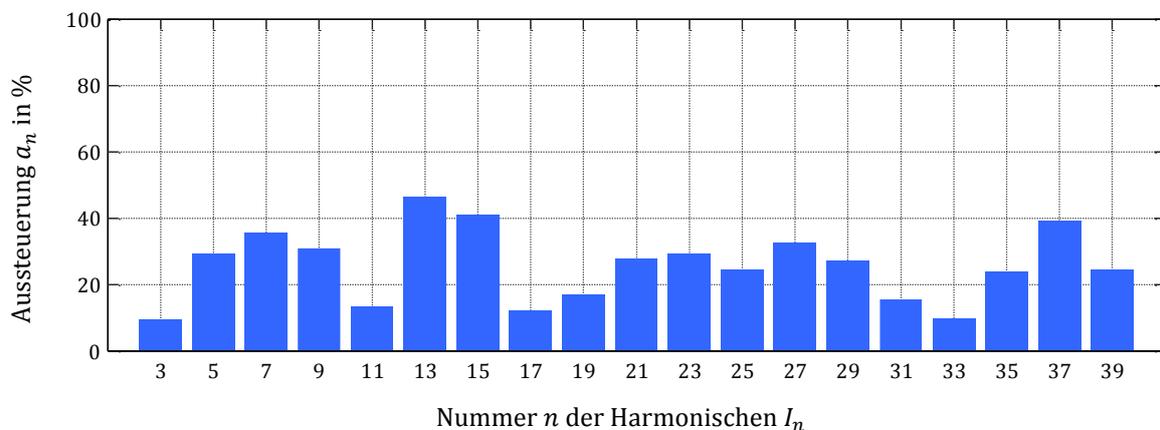


Bild 4.34: Aussteuerung a_n der Grenzwerte für die ungeraden Oberschwingungen bis $n = 39$.

Bild 4.35 stellt den Verlauf der Spannung über der Drain-Source-Strecke des MOSFETs (links) sowie den Verlauf des Spulenstroms (rechts) für eine Hochfrequenzperiode im Maximum der Netzhalfschwingung bei $\varphi = 90^\circ$ dar. Zu erkennen ist die Betriebsart des

erweiterten BCMs, bei der während des Oszillationsintervalls im Minimum der Spannung erneut eingeschaltet wird. Die Schalterspannung am Ende eines Hochfrequenzzyklus ist im Maximum der Netzspannung am größten (Tabelle C.12) und sinkt mit fallender Eingangsspannung ab, bis unterhalb von ca. 200 V ein Schalten bei Nullspannung stattfindet. Dies reduziert die kapazitiven Einschaltverluste im Vergleich zum Standard-Grenzbetrieb deutlich.

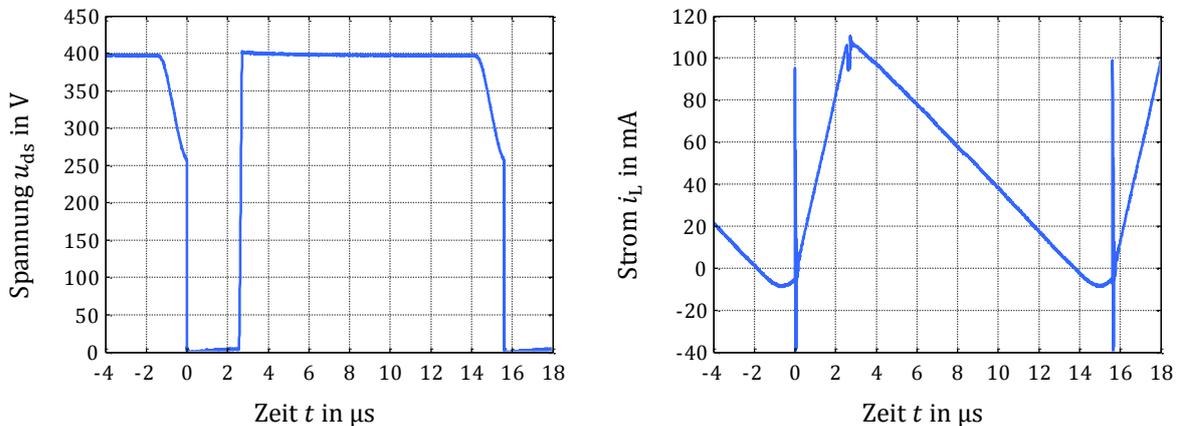


Bild 4.35: Gemessener Verlauf der Drain-Source-Spannung des MOSFETs (links) sowie des Spulenstroms (rechts) im Maximum der Netzhalbschwingung bei $\varphi = 90^\circ$.

Der Regelkreis regelt lediglich auf einen konstanten Mittelwert im Ausgangsstrom, sodass der Strangstrom prinzipbedingt eine gewisse Modulation aufweist. Mit einer Schwankung von ca. ± 2 mA um den Mittelwert $I_o = 22.7$ mA errechnet sich die Modulation zu

$$M = \frac{(22.7 \text{ mA} + 2.1 \text{ mA}) - (22.7 \text{ mA} - 2.0 \text{ mA})}{(22.7 \text{ mA} + 2.1 \text{ mA}) + (22.7 \text{ mA} - 2.0 \text{ mA})} \cdot 100 \% = 9.0 \% \quad (4.57)$$

Eine graphische Darstellung des Ausgangsstroms für eine Netzhalbschwingung zeigt Bild 4.36. Der Spitze-Spitze-Wert des zugehörigen Wechselspannungsanteils der Ausgangsspannung beträgt ca. 8 V.

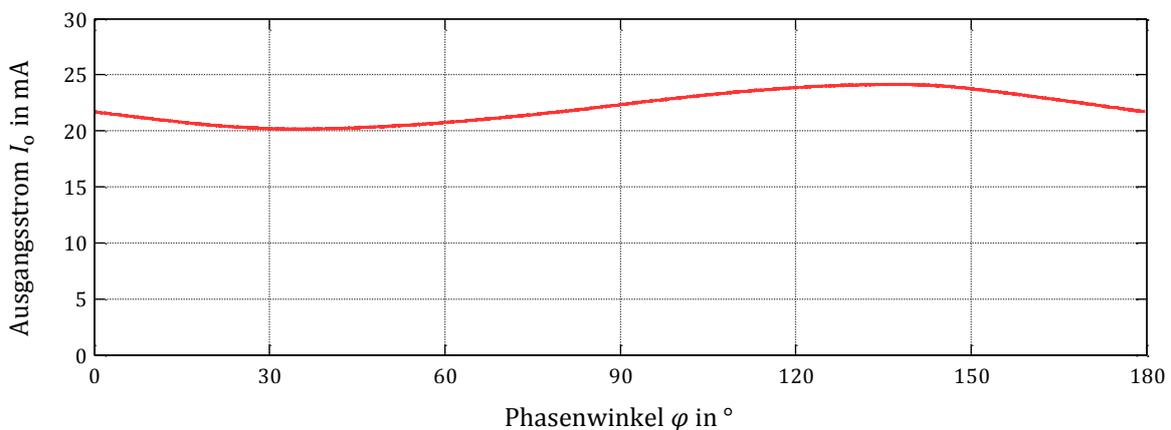


Bild 4.36: Gemessener Verlauf des Ausgangsstroms I_o über einer Netzhalbschwingung.

Das gemessene Funkstörpektrum an der Netzimpedanz ist Bild 4.37 abgebildet. Die Werte sind mit dem Quasispitzenwertdetektor bewertet. Alle Messwerte liegen mit ausreichendem Abstand unterhalb der Grenzkurve nach DIN EN 55015 bzw. Tabelle 2.6.

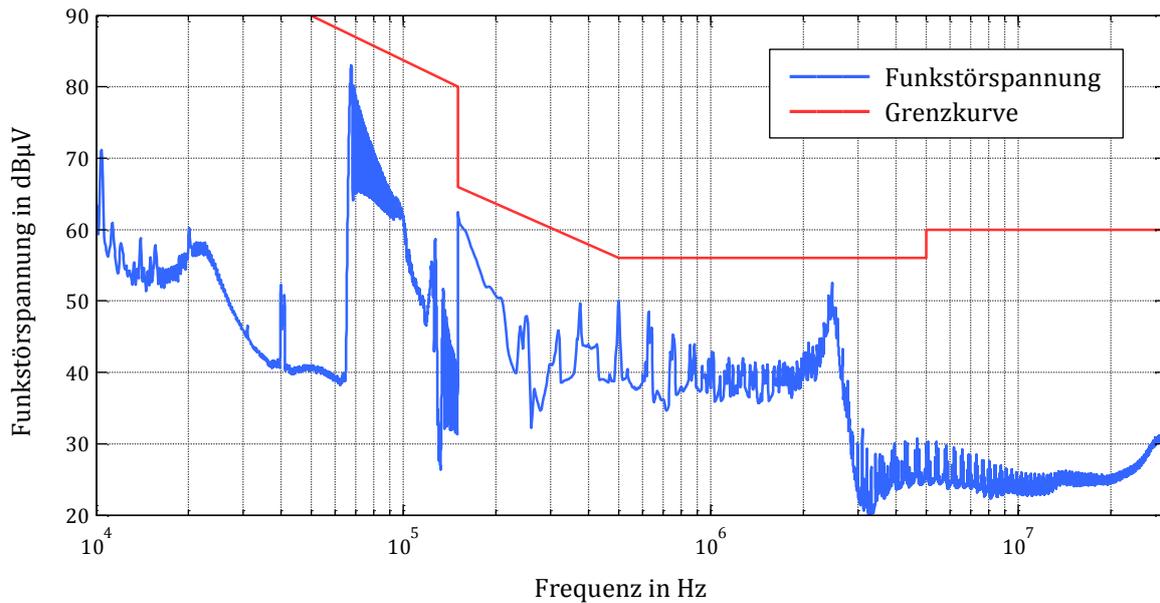


Bild 4.37: Spektrum der Funkstörspannung an der Netzimpedanz des Außenleiters, bewertet mit dem Quasispitzenwertdetektor, sowie die zugehörige Grenzkurve nach DIN EN 55015 bzw. Tabelle 2.6. Das Spektrum an der Netzimpedanz des Neutraleiters sieht nahezu identisch aus. Das erkennbare diskrete Spektrum unterhalb von 50 kHz stammt nicht vom Vorschaltgerät, sondern von der verwendeten AC-Quelle 6813B von Agilent.

Tabelle 4.7 in Kapitel 4.6 listet eine Zusammenfassung einiger ausgewählter Messergebnisse des realisierten Boost-Konverters.

4.4 Realisierung eines Buck-Konverters

Auf Grundlage des Prinzipschaltbilds von Bild 4.1 erfolgt in diesem Unterkapitel die Realisierung des DC/DC-Wandlers als Buck-Konverter gemäß Bild 4.38.

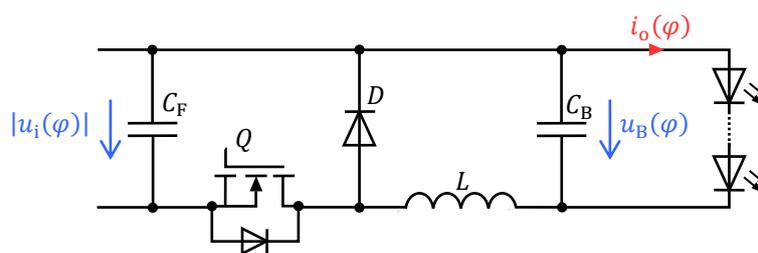


Bild 4.38: PFC-Buck-Konverter als DC/DC-Wandler zur Versorgung des LED-Strangs.

Aufgrund der im Kapitel 3.2 erläuterten Vorteile einer einfacheren Ansteuerung des Gates sowie reduzierten Gleichtaktstörungen liegen sowohl der MOSFET Q als auch die Spule L im unteren Leistungspfad. Jedoch bedingt diese Position einen erhöhten Aufwand für die etwaige Rückführung eines dem mittleren Ausgangsstrom proportionalen Signals. Die Ansteuerung des MOSFETs erfolgt derart, dass der Buck-Konverter im erweiterten Grenzbetrieb, in einer Kombination mit der Begrenzung des Spulenstromspitzenwerts, arbeitet und sich dementsprechend die Stromform 6 einstellt. Wie bereits beim vorab realisierten

Boost-Konverter, ist der LED-Strang direkt an den Zwischenkreis- bzw. Ausgangskondensator C_B angeschlossen, der als Tiefpassfilter die Einhaltung der Modulation des Strangstroms sicherstellen soll. Dagegen ist der Filterkondensator C_F für die Schaltfrequenz und deren Harmonische ausgelegt, womit dieser keinen nennenswerten Einfluss auf den netzfrequenten Spannungsverlauf am Eingang der Konverterstufe ausübt.

Kapitel 4.4.3 widmet sich dem Problem des erhöhten Aufwands der Regelung aufgrund der aufwendigen Signalführung und stellt eine gesteuerte Schaltungsvariante vor.

4.4.1 Dimensionierung

Bei einer Realisierung des Vorschaltgeräts als Buck-Konverter muss die Strangspannung prinzipiell unterhalb der Netzspitzenspannung liegen, um in einem von null verschiedenen Zeitabschnitt innerhalb der Netzperiode Leistung zum Ausgang übertragen zu können. Darüber hinaus muss der Leitwinkel einen gewissen Wert überschreiten, um die Grenzwerte der Oberschwingungen im Eingangsstrom gemäß DIN EN 61000-3-2 einzuhalten. Mit dieser Randbedingung muss für die Stromform 6 bzw. Stromform 5 die Ausgangsspannung gemäß (4.53) unterhalb 272 V liegen. Damit ergibt sich mit Bild 4.39 der mögliche Bereich von Ausgangsspannung und Ausgangsstrom. Neben der beschriebenen Grenze der maximalen Strangspannung (gelbe Linie) existiert mit der roten Linie eine obere Schranke der Eingangsleistung, um die spezifizierte Forderung nach einer Energieeffizienzklasse A+ oder höher zu erfüllen.

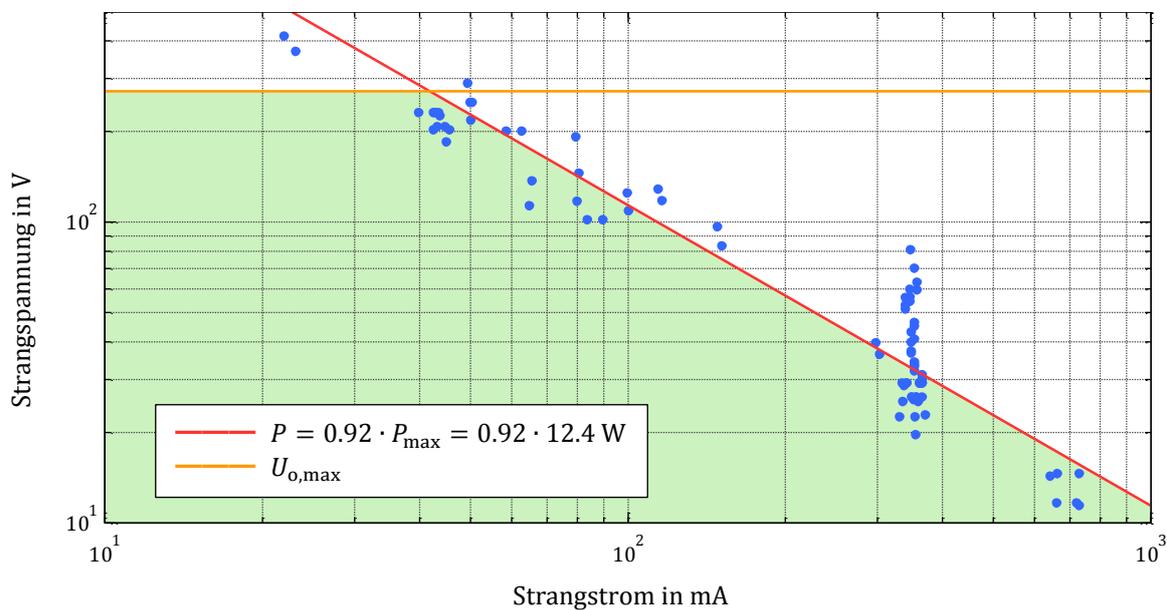


Bild 4.39: Möglicher Bereich von Ausgangsspannung und Ausgangsstrom eines Buck-Konverters zur Erfüllung der Spezifikation nach Tabelle 2.10. Die blauen Markierungen zeigen mögliche LED-Stränge (vgl. Bild 2.2).

Tabelle 4.3 stellt drei LED-Stränge aus Bild 4.39 mit möglichst hoher Lichtausbeute gegenüber. Die zugehörigen Parameter zur Linearisierung der Kennlinie nach Bild 4.3 listet Tabelle 4.4. Mit wachsendem Strangstrom nimmt tendenziell sowohl die Knickspannung U_D als auch der differentielle Widerstand R_D ab. Der Stromparameter \hat{i}_1 sowie die beiden Phasenwinkel φ_1 und φ_2 definieren die gewünschte Stromform 6. Der Phasenwinkel φ_1

korreliert mit (4.48) direkt mit der Spannung des LED-Strangs. Bei diesem Winkel überschreitet die Netzspannung die Strangspannung, womit ein Leistungstransfer zum Ausgang des Konverters und damit auch ein Eingangsstromfluss möglich ist. Eine geeignete Wahl des Phasenwinkels φ_2 mit Bild 4.24, ab dem eine konstante Leistung vom Eingang aufgenommen wird, gewährleistet die Einhaltung der Oberschwingungsnorm. Dabei erlaubt ein möglichst geringer Wert von φ_2 die Verwendung einer kleinen Ausgangskapazität C_B zur Einhaltung der Forderung der maximalen Modulation im Strangstrom. Die Leistung eines LED-Strangs legt den Stromparameter \hat{i}_i fest. Tabelle 4.4 listet die beiden Phasenwinkel φ_1 und φ_2 . Ebenfalls findet sich dort die minimal notwendige Ausgangskapazität C_B zur Einhaltung der Modulation. Mit wachsendem Strangstrom und sinkendem differentiellen Widerstand sind tendenziell höhere Kapazitätswerte nötig⁶⁵.

Tabelle 4.3: Gegenüberstellung von drei möglichen LED-Strängen.

Strangnummer	1	2	3
LED-Typ	XLamp XM-L High Voltage	XLamp XH-G	XLamp XP-G2
Anzahl der LEDs	4	39	7
Strangstrom	45 mA	65 mA	355 mA
Strangspannung	184 V	113.1 V	19.6 V
Strangleistung	8.3 W	7.3 W	7.0 W

Tabelle 4.4: Parameter für die Linearisierung nach Bild 4.3, Strangleistung und minimale Ausgangskapazität zur Einhaltung der Modulation $M < M_{\max}$ der LED-Stränge von Tabelle 4.3. Der Phasenwinkel φ_1 ist für die Nenneingangsspannung nach (4.48) berechnet.

Strangnummer	1	2	3
Strangstrom	$I_o = 45 \text{ mA}$	$I_o = 65 \text{ mA}$	$I_o = 355 \text{ mA}$
Differentieller Widerstand	$R_D = 260 \Omega$	$R_D = 147 \Omega$	$R_D = 2.8 \Omega$
Knickspannung	$U_D = 173 \text{ V}$	$U_D = 104 \text{ V}$	$U_D = 18.6 \text{ V}$
Ausgangskapazität	$C_B > 51 \mu\text{F}$	$C_B > 85 \mu\text{F}$	$C_B > 4027 \mu\text{F}$
Phasenwinkel φ_1	$\varphi_1 = 0.192\pi$	$\varphi_1 = 0.114\pi$	$\varphi_1 = 0.019\pi$
Phasenwinkel φ_2	$\varphi_2 = 0.40\pi$	$\varphi_2 = 0.30\pi$	$\varphi_2 = 0.22\pi$

Im Hinblick auf eine möglichst hohe Lichtausbeute des Gesamtsystems sind neben den verwendeten LEDs auch die Verluste im Vorschaltgerät zu berücksichtigen. Bild 4.40 stellt dazu in Abhängigkeit der Leistungsinduktivität L die Verluste im Buck-Konverter für die drei LED-Stränge von Tabelle 4.3 graphisch dar. Die durchgezogenen Kurven basieren dabei auf Rechnungen mit den Daten aus Tabelle 4.4. Die gestrichelten Kurven gelten für einen davon abweichenden Phasenwinkel $\varphi_2 = \pi/2$. Der Vergleich zeigt, dass die

⁶⁵ Dabei sinkt jedoch die benötigte Spannungsfestigkeit des Kondensators, sodass hier keine allgemeine Aussage über die Baugröße gemacht werden kann. Eine Grafik mit der Verknüpfung von Kapazitätswert, Spannungsfestigkeit und Gehäusegröße zeigt Bild 4.7.

Lage und die Höhe der globalen Minima der Konverterverluste nicht nennenswert vom Winkel φ_2 abhängen.

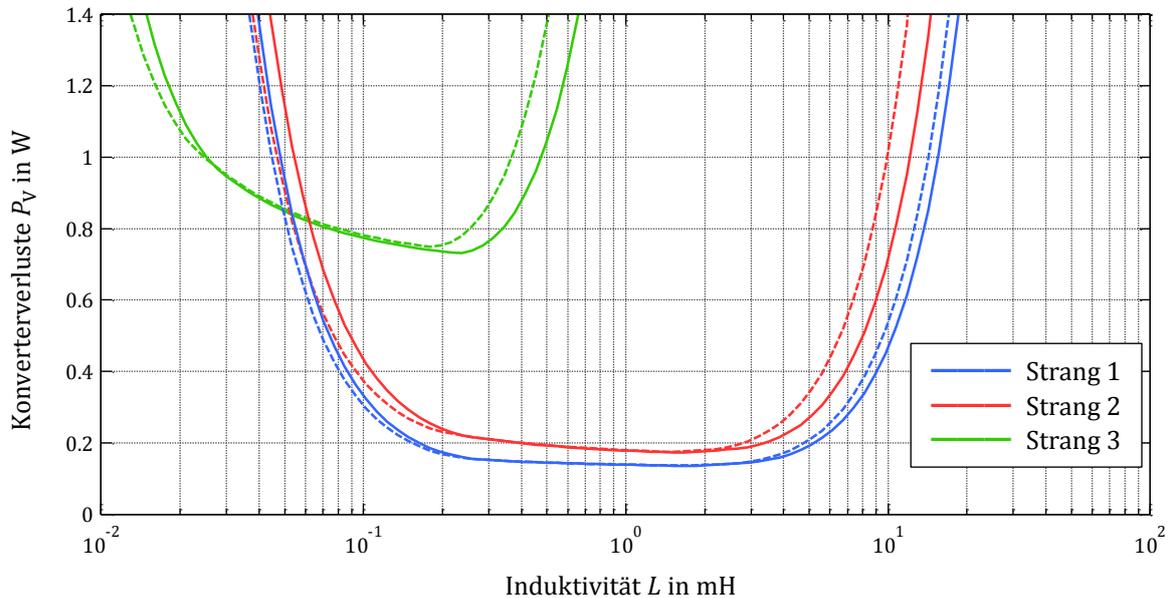


Bild 4.40: Verluste des Buck-Konverters als Funktion der Induktivität L für die drei LED-Stränge von Tabelle 4.3. Die durchgezogenen Kurven sind für einen Phasenwinkel φ_2 gemäß Tabelle 4.4 berechnet, die gestrichelten Kurven für einen Phasenwinkel $\varphi_2 = \pi/2$.

Ein Vergleich der Strangleistung, der geschätzten Verluste im Konverter und der resultierenden Gesamtleistung für die drei betrachteten LED-Stränge liefert Tabelle 4.5. Die geringste Strangleistung zur Erzeugung des vorgegebenen Lichtstroms benötigt Strang 3. Eine etwas höhere Leistung fordert Strang 2. Jedoch sind bei diesem Strang die Konverterverluste geringer, sodass das Gesamtsystem mit Strang 2 insgesamt die höchste Effizienz aufweist. Bei Strang 1 ist die im Konverter auftretende Verlustleistung zwar am geringsten, sie kann aber die relativ hohe benötigte Strangleistung nicht kompensieren⁶⁶.

Tabelle 4.5: Vergleich der Strangleistung, Verluste im Konverter, aufgenommene Gesamtleistung und rechnerische Lichtausbeute für die drei LED-Stränge von Tabelle 4.3.

Strangnummer	1	2	3
Strangleistung	8.3 W	7.3 W	7.0 W
Konverterverluste	0.2 W	0.2 W	0.7 W
Gesamtleistung	8.5 W	7.5 W	7.7 W
Lichtausbeute	113 lm/W	125 lm/W	122 lm/W

Um die Grenzwerte der Funkstörspannung nach DIN EN 55015 einzuhalten, ist am Eingang der Konverterschaltung ein entsprechend dimensioniertes π -Filter (Bild 3.10) vorgesehen. Für die drei LED-Stränge von Tabelle 4.3 zeigt Bild 4.41 den notwendigen Wert der Filterinduktivität L_F als Funktion der Leistungsinduktivität L . Die Werte der Filterkapazitäten betragen jeweils 100 nF.

⁶⁶ Diese Auswertung gilt natürlich nur für die untersuchten LED-Stränge. Im Zuge des technischen Fortschritts ergeben sich möglicherweise andere Aussagen.

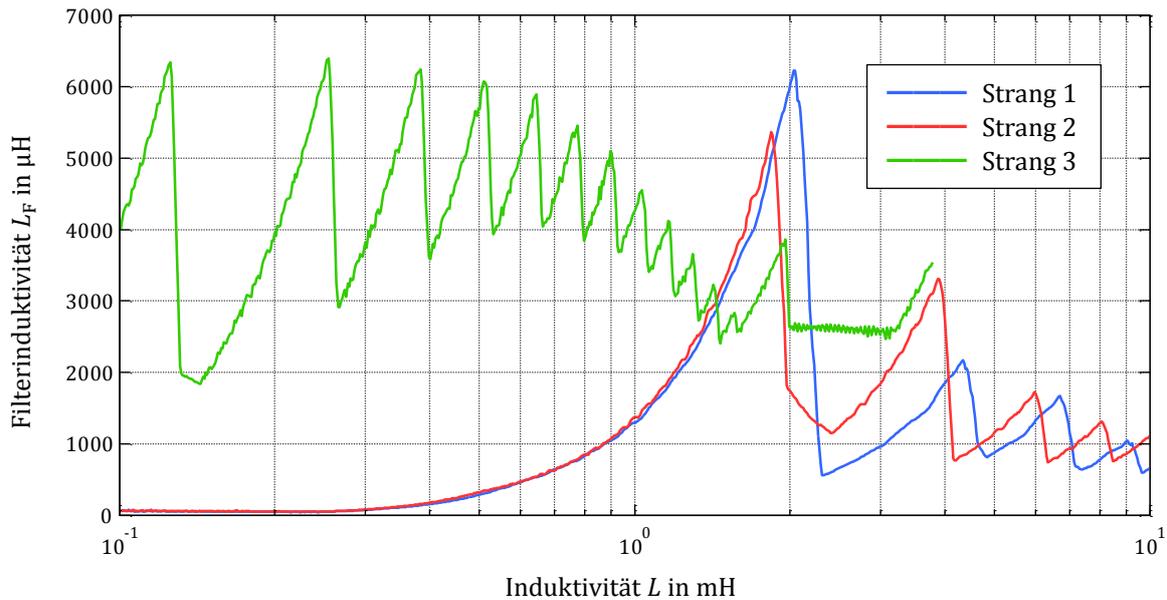


Bild 4.41: Notwendige Filterinduktivität L_F zur Einhaltung der Grenzwerte nach DIN EN 55015 für die leitungsgebundenen Gegentaktstörungen. Die Werte der Filterkapazitäten betragen jeweils 100 nF.

Wie bereits erläutert, lässt von den drei vorgestellten Strängen das Gesamtsystem mit Strang 2 die höchste Lichtausbeute erwarten, sodass die folgende praktische Realisierung mit diesem Strang erfolgt. Gemäß der Verlustfunktion von Bild 4.40 ist für diesen Strang ein Induktivitätswert zwischen 1 mH und 2 mH anzustreben. Bild 4.41 zeigt jedoch in diesem Bereich einen relativ hohen Wert der notwendigen Filterinduktivität. Mit der Berücksichtigung der Verluste in den Filterspulen kann sich somit das Verlustminimum zu höheren oder niedrigeren Werten der Leistungsinduktivität verschieben. Die Verteilung der Verluste auf die Hauptkomponenten des Konverters führt Bild 4.42 für den Strang 2 auf.

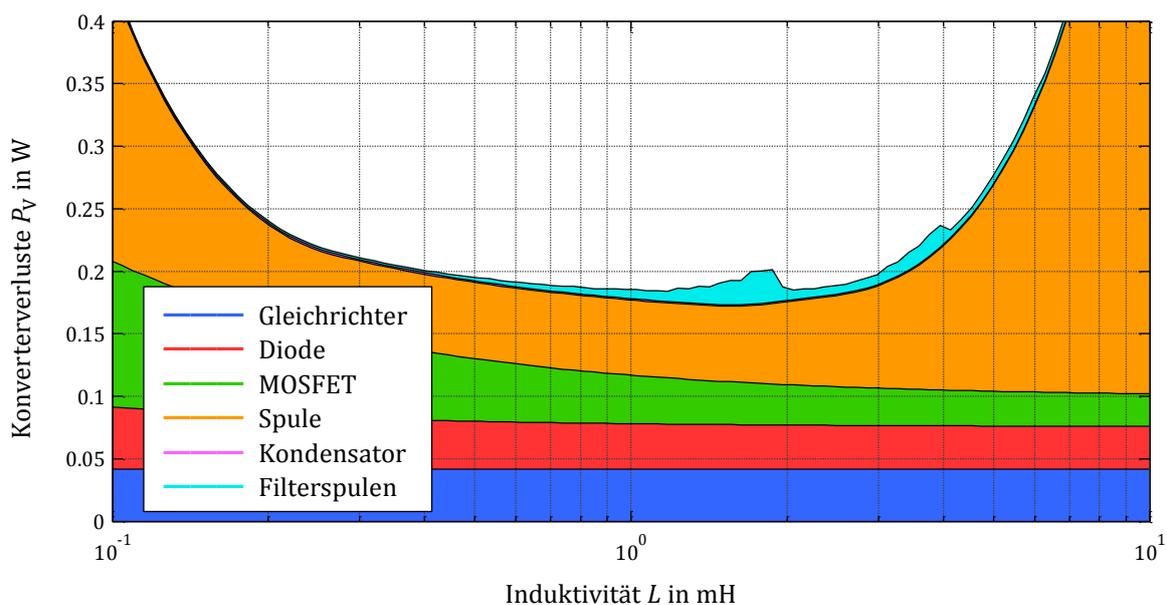


Bild 4.42: Aufteilung der Gesamtverluste auf die Hauptkomponenten für den LED-Strang 2 von Tabelle 4.3.

Gegenüber Bild 4.40 enthält nun diese Abschätzung zusätzlich die Verluste in den Filterspulen. Der Rechnung liegen verfügbare Werte von Stabkernspulen vom Typ *HBCC* [251] des Herstellers *Fastron* zugrunde. Wie vermutet sind die Filterverluste im ursprünglichen Bereich des Optimums höher. Das Minimum der Gesamtverluste ist gemäß der Grafik nur schwach ausgeprägt. Ein Bereich niedriger Verluste erstreckt sich von ca. 0.4 mH bis ca. 3 mH. Die folgende praktische Realisierung strebt einen Wert um die 2.3 mH an, um mit einem ausreichenden Sicherheitsabstand eine Schaltfrequenz von unter 150 kHz zu erreichen. Als Ausgangskapazität ist nach Tabelle 4.4 ein Elektrolytkondensator mit 100 μF und einer Spannungsfestigkeit von 160 V vorzusehen.

4.4.2 Aufbau und Messungen

Das vereinfachte Schaltbild des Vorschaltgeräts zeigt Bild 4.43. Die hardwaretechnische Realisierung erfolgt mit den Komponenten von Tabelle 4.6. Der Aufbau ähnelt dem des Vorschaltgeräts auf Basis des Boost-Konverters des vorangegangenen Kapitels 4.3 und unterscheidet sich hauptsächlich in der Schaltzelle. Auch bei der hier vorgestellten Ausführung des Vorschaltgeräts als Buck-Konverter erfolgt die Ansteuerung des MOSFETs mit dem Regel-IC *SSL2103* [247] von *NXP*, der von einem PI-Regler auf Basis des *TLVH432* [248] ein nahezu konstantes Stellsignal bezüglich der doppelten Netzfrequenz zur Verfügung gestellt bekommt. Auch ermöglicht die Ausnutzung des Überstromschutzes wieder eine Limitierung des maximalen Spulenstroms, sodass sich diesmal ein Bereich konstanter Eingangsleistung gemäß der Stromform 6 einstellt. Der Aufbau des PI-Reglers beim Boost- und Buck-Konverter ist prinzipiell identisch. Die Grenzfrequenzen liegen bei beiden unterhalb der doppelten Netzfrequenz. Lediglich die Reglerverstärkungen unterscheiden sich. Darüber hinaus besitzen beim Buck-Konverter das Regel-IC, welches das Gate des MOSFETs ansteuert und der PI-Regler, der den Strangstrom mit Hilfe eines Shunts misst, unterschiedliche Bezugspotentiale. Das Stellsignal wird deshalb über einen zusätzlichen Optokoppler zum Regel-IC übertragen. Zudem ist neben der Hilfswicklung zur Versorgung des *SSL2103* eine weitere Hilfswicklung zur Versorgung des *TLVH432* nötig.

Tabelle 4.6: Werte bzw. Typen der Hauptkomponenten des realisierten Vorschaltgeräts von Bild 4.43.

Komponente	Zeichen	Nennwert/Typ
Zwischenkreiskapazität	C_B	100 μF ⁶⁷
Leistungsinduktivität	L	2.4 mH
Filterinduktivität	L_F	1 mH
Filterkapazität	C_F	100 nF
MOSFET	Q	SPD01N60C3
Diode	D	ES1G

⁶⁷ Eine Kleinsignalmessung mit 100 Hz bei 23 °C Umgebungstemperatur ergab einen Wert von 95 μF .

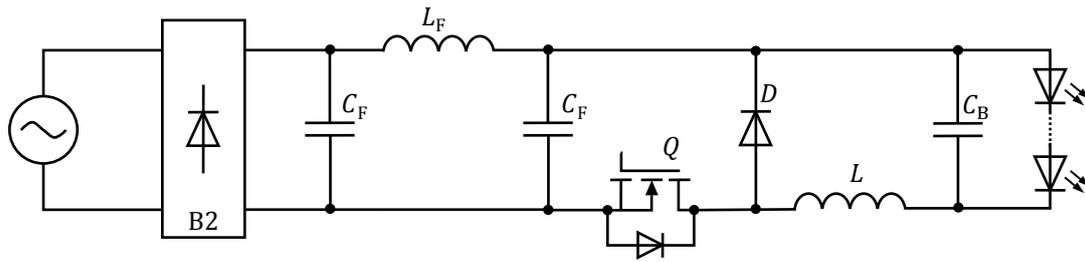


Bild 4.43: Vereinfachtes Schaltbild des realisierten Vorschaltgeräts mit LED-Strang und Netzspannungsquelle.

Photographische Aufnahmen der Ober- und Unterseite der bestückten Platinen zeigt Bild 4.44. Wie beim Vorschaltgerät auf Basis des Boost-Konverters von Bild 4.31 befinden sich auf der Oberseite das Eingangsfilter, die Leistungsinduktivität und der Zwischenkreis- bzw. Ausgangskondensator in Durchsteckmontage. Der Elektrolytkondensator ist zur Verringerung der Bauhöhe wieder liegend montiert. Auf der Unterseite befinden sich die restlichen, kleineren Bauteile in Oberflächenmontagetechnik. Der Vergleich mit Bild 4.31 lässt den nun umfangreicheren Aufbau durch die notwendige Rückkopplungsstruktur erkennen.

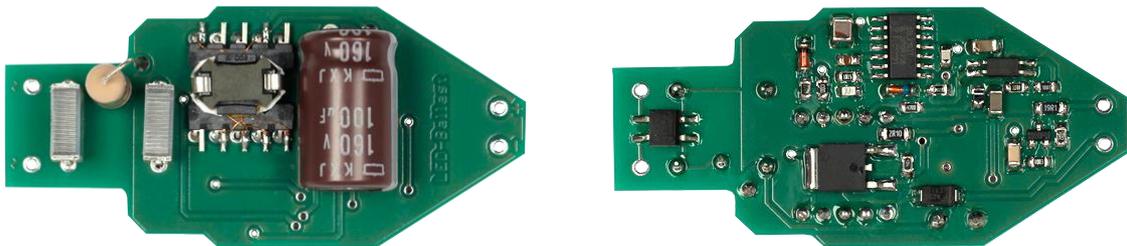


Bild 4.44: Oberseite (links) und Unterseite (rechts) des realisierten Vorschaltgeräts mit Buck-Konverter.

Bild 4.45 zeigt die gemessenen Verläufe von Netzspannung, Netzstrom und Zwischenkreis- bzw. Ausgangsspannung. Wie bereits beim Aufbau des Boost-Konverters in Kapitel 4.3.2 erklärt, führt auch hier der kapazitive Verschiebungsstrom der Filterkondensatoren C_F zu einer Abweichung zwischen der idealen Stromform 6 aus Bild 4.23 und dem gemessenen Verlauf.

Der Vergleich von Netzspannung und Eingangsspannung der Schaltzelle sowie der Vergleich von Netzstrom und Spulenstromspitzenwert ist in Bild 4.46 zu sehen. Im Bereich der Netzspannung unterhalb und knapp oberhalb⁶⁸ dem Wert der Ausgangsspannung des Buck-Konverters sperrt die Diodenbrücke. Die Eingangsspannung des Konverters folgt nicht mehr der Netzspannung und der Netzstrom ist identisch null. In Bild 4.46 (rechts) ist die Begrenzung des Spulenstromspitzenwerts zu sehen. In diesem Bereich überträgt der Buck-Konverter eine konstante Leistung zum Ausgang und nimmt entsprechend auch eine konstante Leistung am Eingang auf.

⁶⁸ Durch den Lade- und Entladestrom der Filterkondensatoren liegt diese Grenze nicht exakt am Wert der Ausgangsspannung.

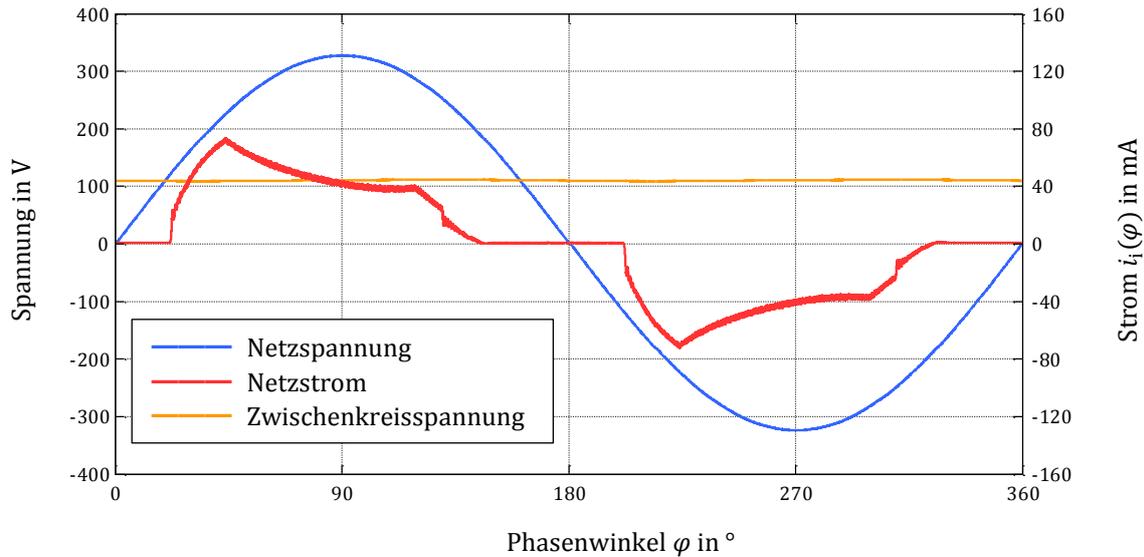


Bild 4.45: Gemessener Verlauf von Netzspannung, Netzstrom sowie Zwischenkreisspannung über einer Netzperiode.

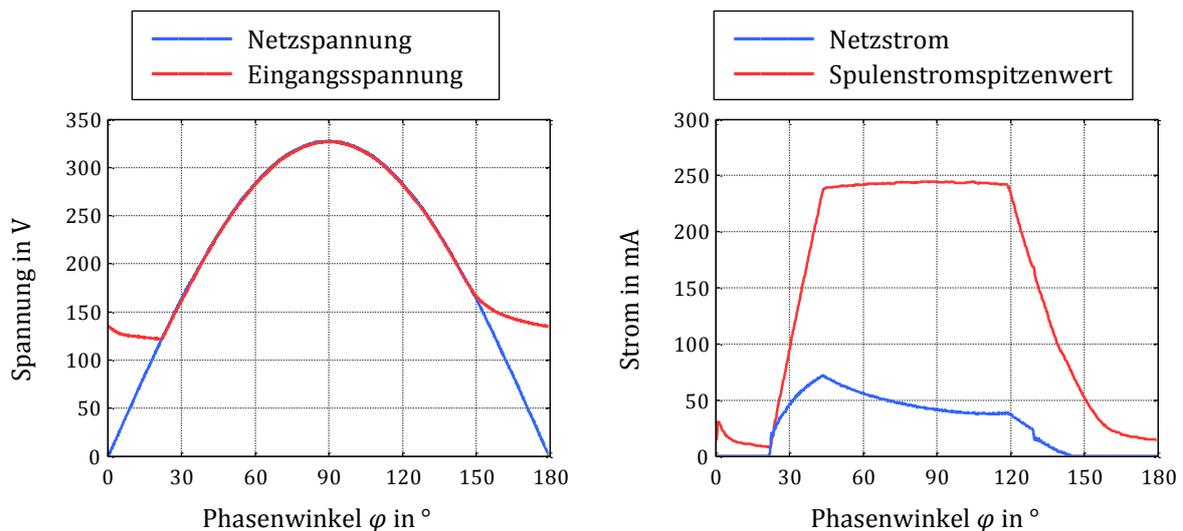


Bild 4.46: Netzspannung und Eingangsspannung der Schaltzelle (links) sowie Netzstrom und Spitzenwert des Spulenstroms (rechts) für eine Netzhalbschwingung.

Insgesamt nimmt das Vorschaltgerät am Eingang eine Wirkleistung von $P_i = 7.71 \text{ W}$ aus dem Netz auf. Die abgegebene Leistung an den LED-Strang beträgt $P_o = 7.27 \text{ W}$. Damit ergibt sich ein Wirkungsgrad von rund 94.3 %. Der Leistungsfaktor liegt bei $\lambda = 0.87$.

Bild 4.47 gibt die Aussteuerung der Grenzwerte nach DIN EN 61000-3-2 für die Effektivwerte der Oberschwingungen im Eingangsstrom an. Die neunte Harmonische liegt mit einer Aussteuerung von ca. 90 % nahe dem spezifizierten Grenzwert. Soll der Abstand erhöht werden, so ist dies durch eine Vergrößerung des Phasenwinkels φ_2 möglich, indem die Schwelle für die Strombegrenzung erhöht wird⁶⁹.

⁶⁹ Dies wird hardwaretechnisch durch die Verkleinerung des entsprechenden Strommessshunts realisiert.

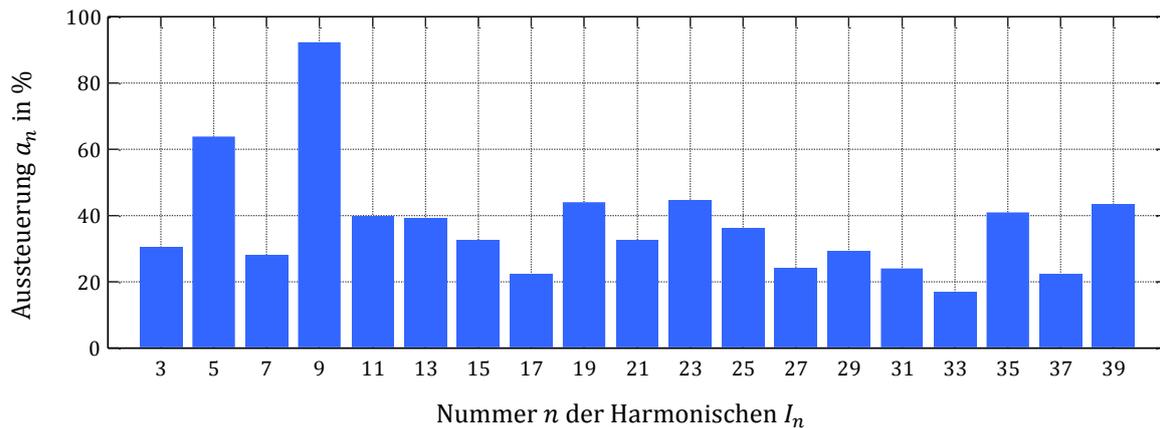


Bild 4.47: Aussteuerung a_n der Grenzwerte für die ungeraden Oberschwingungen bis $n = 39$.

Den Verlauf der Spannung über der Drain-Source-Strecke des MOSFETs sowie den Verlauf des Spulenstroms stellt Bild 4.48 für eine Hochfrequenzperiode im Maximum der Netzspannung bei $\varphi = 90^\circ$ dar. Mit dem Betrieb im erweiterten BCM endet die Hochfrequenzperiode durch das Einschalten des MOSFETs im Minimum der Drain-Source-Spannung des Oszillationsintervalls. Im Maximum der Netzspannung tritt die größte Schalterspannung im Einschaltmoment auf (Tabelle C.12). Sie liegt aber dennoch mit unter 50 V relativ niedrig. Mit fallender Eingangsspannung bietet sich die Möglichkeit in einem großen Bereich der Netzperiode bei leitender Bodydiode unter Nullspannung einzuschalten. Im Vergleich zum Standard-Grenzbetrieb reduziert hier somit der erweiterte Grenzbetrieb die kapazitiven Einschaltverluste deutlich.

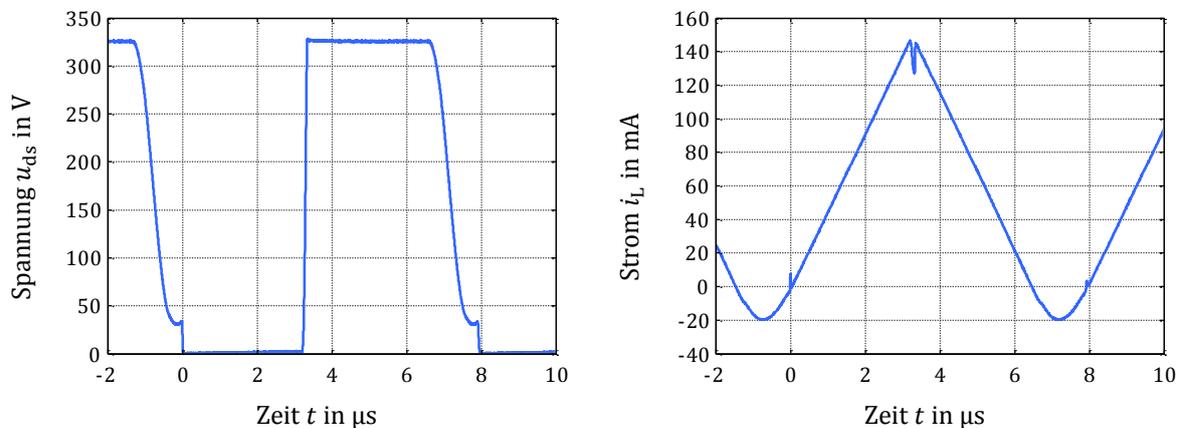


Bild 4.48: Gemessener Verlauf der Drain-Source-Spannung des MOSFETs (links) sowie des Spulenstroms (rechts) im Maximum der Netzhalbschwingung bei $\varphi = 90^\circ$.

Der Regelkreis des Vorschaltgeräts hält den Mittelwert des Strangstroms und nicht dessen Augenblickswert konstant. Der Ausgangsstrom weist demnach prinzipbedingt eine Modulation auf, die durch den entsprechend dimensionierten Ausgangskondensator unter dem zulässigen Grenzwert $M_{\max} = 13 \%$ gehalten wird. Mit einer Abweichung von ca. $\pm 6.7 \text{ mA}$ um den Mittelwert $I_o = 64.5 \text{ mA}$ errechnet sich die Modulation zu

$$M = \frac{(64.5 \text{ mA} + 6.7 \text{ mA}) - (64.5 \text{ mA} - 6.8 \text{ mA})}{(64.5 \text{ mA} + 6.7 \text{ mA}) + (64.5 \text{ mA} - 6.8 \text{ mA})} \cdot 100 \% \approx 10.5 \% \quad (4.58)$$

Bild 4.49 stellt den Ausgangsstrom für eine Netzhalbschwingung graphisch dar.

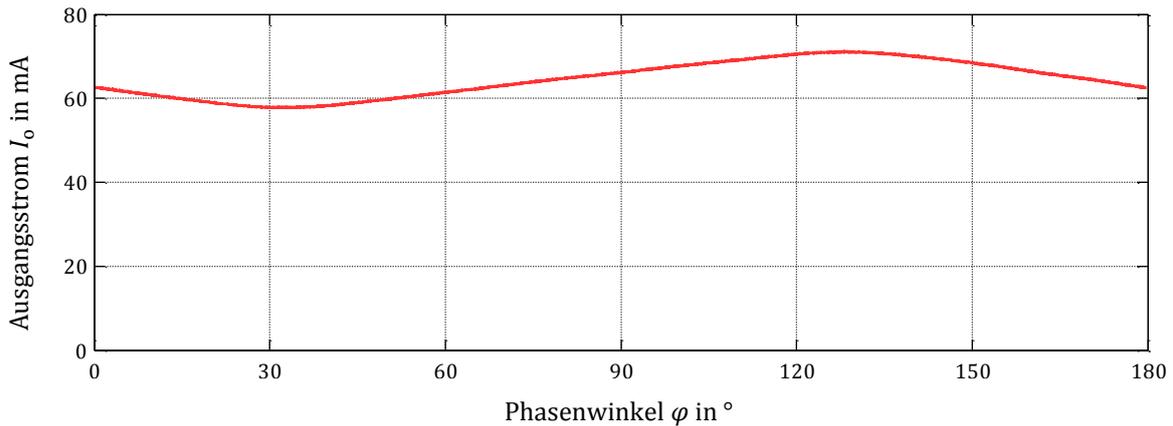


Bild 4.49: Gemessener Verlauf des Ausgangsstroms I_o über einer Netzhalbschwingung.

Bisher wurden für die realisierten Vorschaltgeräte symmetrische π -Filter nach Bild 3.10 zur Reduzierung der leitungsgebundenen Störungen eingesetzt. Für den Aufbau des Buck-Konverters von Bild 4.43 ist diesmal jedoch ein unsymmetrischer Filteraufbau gewählt. Messungen der Funkstörspannungen mit symmetrischem Filter haben ergeben, dass sich mit den beiden Filterinduktivitäten und der parasitären Kapazität der Anordnung gegenüber Erde ein Resonanzkreis bezüglich Gleichtaktstörungen ausbildet, der angeregt wird. Erhöhte Funkstörspannungen weit über dem Grenzwert im Bereich um die 1 MHz waren die Folge. Mit einem unsymmetrischen Filteraufbau mit verschwindender Induktivität im unteren Pfad kann sich ein solcher Resonanzkreis nicht ausbilden. Die gemessenen Funkstörspannungen an der Netzimpedanz, bewertet mit dem Quasispitzenwertdetektor, zeigt Bild 4.50.

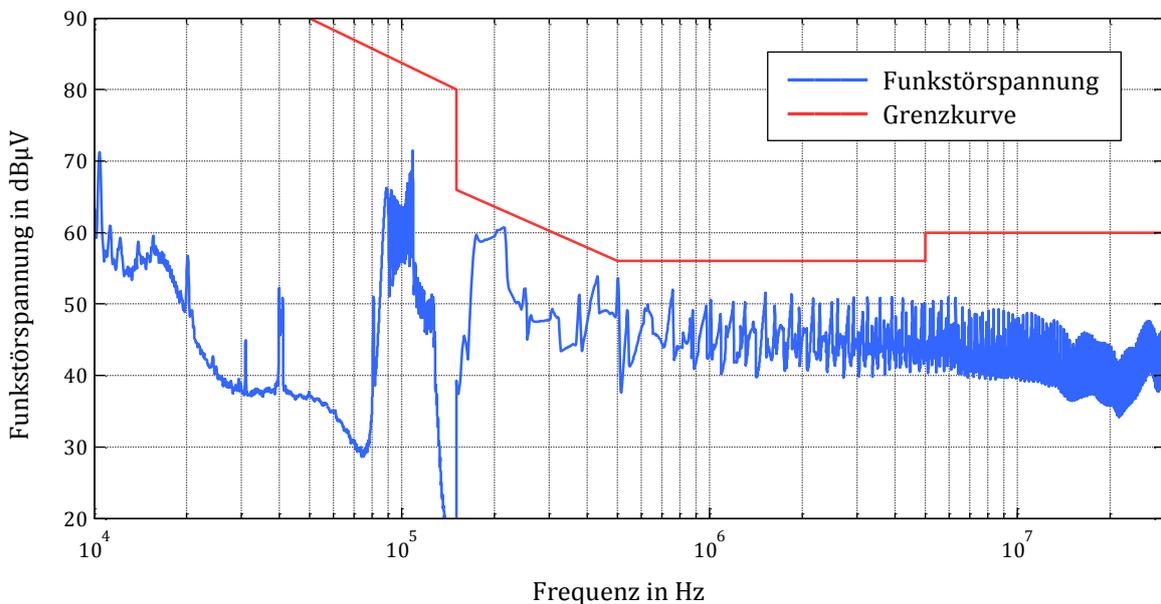


Bild 4.50: Spektrum der Funkstörspannung an der Netzimpedanz des Außenleiters, bewertet mit dem Quasispitzenwertdetektor, sowie die zugehörige Grenzkurve nach DIN EN 55015 bzw. Tabelle 2.6. Das Spektrum an der Netzimpedanz des Neutralleiters sieht nahezu identisch aus. Das erkennbare diskrete Spektrum unterhalb von 50 kHz stammt nicht vom Vorschaltgerät, sondern von der verwendeten AC-Quelle 6813B von Agilent.

Die Messwerte liegen unterhalb der Grenzkurve nach DIN EN 55015 bzw. Tabelle 2.6. Für eine Erhöhung des Sicherheitsabstandes ist der Wert der Filterinduktivität gegebenenfalls noch etwas zu erhöhen.

Für das realisierte Vorschaltgerät auf Basis des Buck-Konverters ist eine Zusammenfassung ausgewählter Messergebnisse in Tabelle 4.7 von Kapitel 4.6 gelistet.

4.4.3 Aufbau und Messungen einer gesteuerten Variante

In der Realisierung des Buck-Konverters aus dem vorherigen Kapitel 4.4.2 erfolgte eine Regelung des Strangstroms auf einen konstanten Mittelwert durch eine entsprechende Rückkopplungsstruktur. Im Folgenden soll kurz eine Modifikation der Schaltung vorgestellt werden, die auf solch eine Rückkopplung verzichtet. Mit einer festen Einschaltzeit in Kombination mit der Limitierung des Spulenstromspitzenwerts erfolgt ein rein gesteuerter Betrieb. Ansonsten sind beide Schaltungsvarianten identisch.

Der Vorteil beim Verzicht auf eine Regelung liegt im deutlich geringeren schaltungstechnischen Aufwand. So ist es möglich die ausgangsseitige Strommessung, den PI-Regler und den Optokoppler zur Übertragung des Stellsignals als auch die notwendige Komponenten der Hilfsversorgung einzusparen. Bild 4.51 zeigt hierzu im Vergleich die Layouts der Unterseite von geregelter (links) und gesteuerter (rechts) Variante der realisierten Hardware. Zudem erhöht sich der elektrische Wirkungsgrad. Messungen zeigten eine Verbesserung von 1.3 Prozentpunkten auf insgesamt 95.6 %.

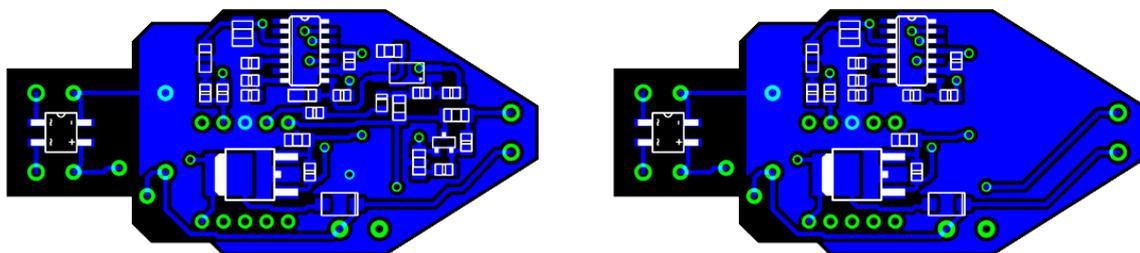


Bild 4.51: Layout der Unterseite des geregelten (links) und gesteuerten (rechts) Vorschaltgeräts mit Buck-Konverter.

Mit einem rein gesteuerten Betrieb ist allerdings eine Ausregelung von Schwankungen in der Netzspannung nicht mehr möglich, sodass der Strangstrom gemäß Bild 4.52 (links) von der Netzspannung abhängt. Bild 4.52 (rechts) zeigt hierzu den Spitzenwert des Spulenstroms über eine Netzhalbschwingung für die minimale, nominale und maximale Netzspannung. Mit steigender Eingangsspannung verringert sich sowohl der Winkel φ_1 , ab dem die Diodenbrücke zu leiten beginnt, als auch der Winkel φ_2 , ab dem die Strombegrenzung eintritt, sodass insgesamt mehr Leistung zum Ausgang transportiert wird. Entsprechend steigt auch der Strangstrom an. Hingegen bleibt bei der geregelten Ausführung der Strangstrom unabhängig von der Netzspannung stets auf seinem Sollwert. Bild 4.53 (links) vergleicht hierzu die beiden Ausführungsvarianten. Die Grafik zeigt den auf den Nennarbeitspunkt normierten Lichtstrom der beiden LED-Lampen als Funktion des Effektivwerts der speisenden Netzspannung.

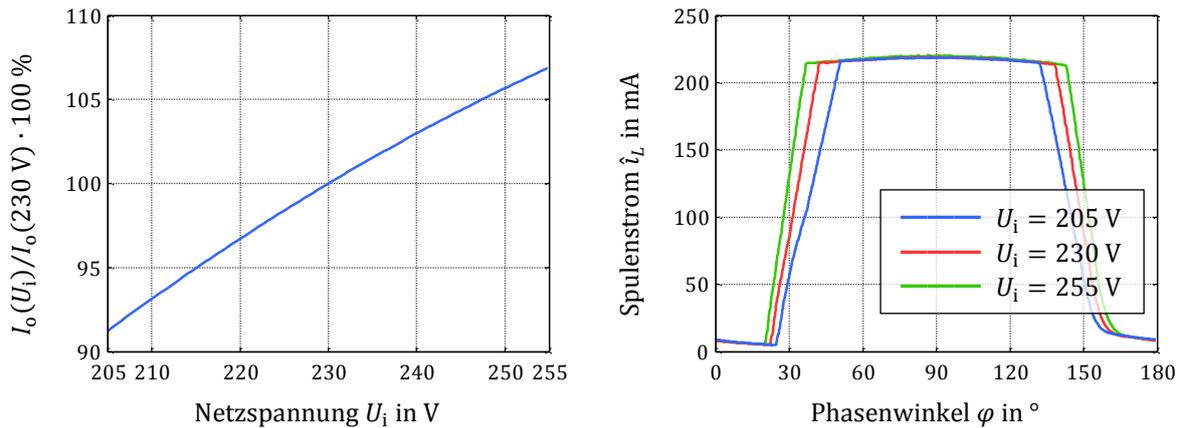


Bild 4.52: Normierter Wert des Strangstroms in Abhängigkeit der Netzspannung U_i (links) sowie der Spitzenwert des Spulenstroms über eine Netzhalbschwingung für drei verschiedene Netzspannungen (rechts).

Als Vergleich ist zusätzlich der entsprechende Verlauf einer Glühlampe⁷⁰ eingezeichnet. Bild 4.53 (rechts) stellt den normierten aufgenommenen Eingangsstrom für die beiden Vorschaltgeräte in Abhängigkeit der Netzspannung dar. Da die gesteuerte Variante mit steigender Eingangsspannung eine höhere Leistung an den LED-Strang abgibt und damit auch aus dem Netz aufnimmt, steigt entsprechend der Eingangsstrom an. Der differentielle Eingangswiderstand ist somit positiv. Ein ähnliches, aber ausgeprägteres Verhalten weisen Glühlampen auf. Hingegen nimmt die geregelte Variante eine konstante Leistung aus dem Netz auf, sodass bei steigender Eingangsspannung die Stromaufnahme sinkt. Der differentielle Eingangswiderstand besitzt hier demzufolge ein negatives Vorzeichen.

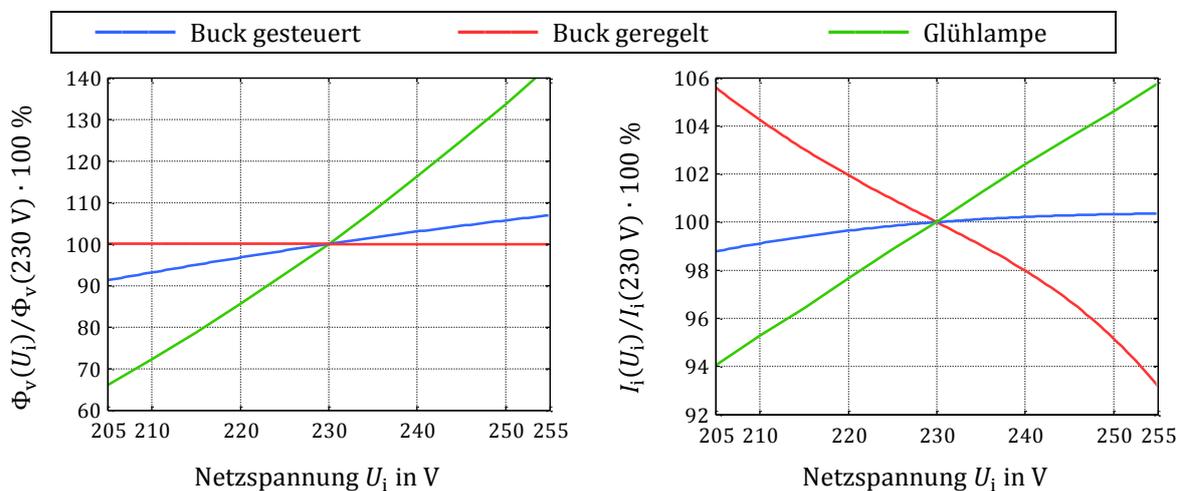


Bild 4.53: Normierter Wert des Lichtstroms (links) sowie der normierte Effektivwert des Eingangsstroms (rechts) bezüglich einer Netzhalbschwingung für jeweils die gesteuerte und die geregelte Variante des Buck-Konverters sowie für eine Glühlampe.

⁷⁰ Die Messungen wurden an einer herkömmlichen Glühlampe mit einer Nennleistung von 75 W durchgeführt. Eine weitere Messreihe an einer 100-W-Glühlampe liefert in der normierten Darstellung ein identisches Ergebnis. Die ermittelte Abhängigkeit des Lichtstroms und des Lampenstroms von der Betriebsspannung deckt sich mit den Angaben in [252] [253].

Beim gesteuerten Vorschaltgerät hängt der Strangstrom neben der Netzspannung auch von der Strangspannung ab. Zwar ist diese Spannung während des Betriebs nahezu konstant, sie kann aber exemplarisch streuen.

4.5 Lebensdauerbetrachtung der Ausgangskapazität

Die Einhaltung des spezifizierten Grenzwerts der Modulation im Ausgangsstrom erfordert eine entsprechend dimensionierte Zwischenkreis- bzw. Ausgangskapazität. Die daraus resultierenden Anforderungen an den Kapazitäts- und Spannungswert des Ausgangskondensators bedingt aufgrund des begrenzt verfügbaren Bauraums den Einsatz von Elektrolytkondensatoren. Im Vergleich zu Folien- und Keramikkondensatoren besitzen sie eine hohe Kapazität in Relation zu ihrem Volumen. Bei der Verwendung von Elektrolytkondensatoren ist jedoch auf deren Lebensdauer zu achten [189], die unter Umständen die Lebensdauer des Gesamtsystems bestimmen kann [190] [191]. Die Datenblätter der Hersteller geben dazu tabellarisch, teilweise auch graphisch, Grenzwerte für den Effektivwert des Kondensatorstroms (Rippelstrom) an, um bei einer gewissen Umgebungstemperatur eine spezifizierte Lebensdauer zu erreichen.

Exemplarisch zeigt Bild 4.54 Wertepaare von maximalem Rippelstrom und Nennkapazität verfügbarer Aluminium-Elektrolytkondensatoren von *TDK-EPC* als runde Markierungen. Als Datengrundlage dienen die Datenblattwerte von Kondensatoren mittlerer Baugröße (orangefarbene Größencodierung nach Bild 4.8) der Serien *B41858*, *B43858*, *B43888* und *B43890*. Die Werte gelten für einen sinusförmigen Rippelstrom mit einer Frequenz von 100 Hz⁷¹ sowie einer erwarteten Lebensdauer von 50000 Stunden bei einer Umgebungstemperatur von 80 °C⁷². Tendenziell steigt die Rippelstrombelastbarkeit von Kondensatoren einer Serie mit wachsenden Kapazitätswerten an. Die Markierungen zeigen zudem farblich codiert die Nennspannung des Kondensators an⁷³.

Zu jedem LED-Strang von Bild 2.2 kann für das Schaltungskonzept dieses Kapitels der minimal benötigte Wert der Ausgangskapazität zur Einhaltung des Grenzwerts der Modulation sowie der erwartete Rippelstrom des Kondensators berechnet werden. Bild 4.54 stellt die nach (4.21) berechneten Wertepaare für einen sinusförmigen Eingangsstrom (Stromform 1) als quadratische Markierungen dar. Farblich codiert ist hier die minimal erforderliche Klasse bezüglich der Nennspannung des Ausgangskondensators. Zu einem gegebenen LED-Strang können diejenigen Kondensatoren eingesetzt werden, welche den geforderten Kapazitätswert überschreiten, eine genügend hohe Rippelstrombelastbarkeit aufweisen sowie eine ausreichende Nennspannung besitzen. Bildlich gesehen müssen die runden Markierungen der möglichen Kondensatoren somit weiter rechts und

⁷¹ Die Datenblätter geben die Werte für den maximalen Rippelstrom für eine Frequenz von 100 kHz an. Mit Hilfe einer graphisch dargestellten Korrekturfunktion für davon abweichende Frequenzen sind diese Werte auf eine Frequenz von 100 Hz umgerechnet.

⁷² Die Datenblätter beinhalten jeweils eine Grafik, welche die Lebensdauer mit dem Rippelstrom und der Umgebungstemperatur verknüpft. Mit Hilfe dieser Grafik ist der Rippelstrom zur Erreichung einer Lebensdauer von 50000 Stunden bei 80 °C errechnet.

⁷³ Die Serien enthalten teilweise auch Kondensatoren mit Nennspannungen kleiner als 160 V. Da sie gemäß Bild 4.7 nicht weiter relevant sind, wurden sie zur besseren Übersichtlichkeit in Bild 4.54 nicht dargestellt.

oberhalb der quadratischen Anforderungsmarkierungen des LED-Strangs liegen. Zudem ist eine identische Farbe oder die Farbe einer höheren Spannungsklasse nötig.

Es ist ersichtlich, dass die Anforderung an die Modulation im Ausgangsstrom und nicht die Anforderung an die Lebensdauer des Elektrolytkondensators den Kapazitätswert bestimmt. Die auftretenden Rippleströme sind so gering, dass für den Kondensator, gemäß den Datenblattwerten, eine Lebensdauer von weit mehr als 50000 h zu erwarten ist.

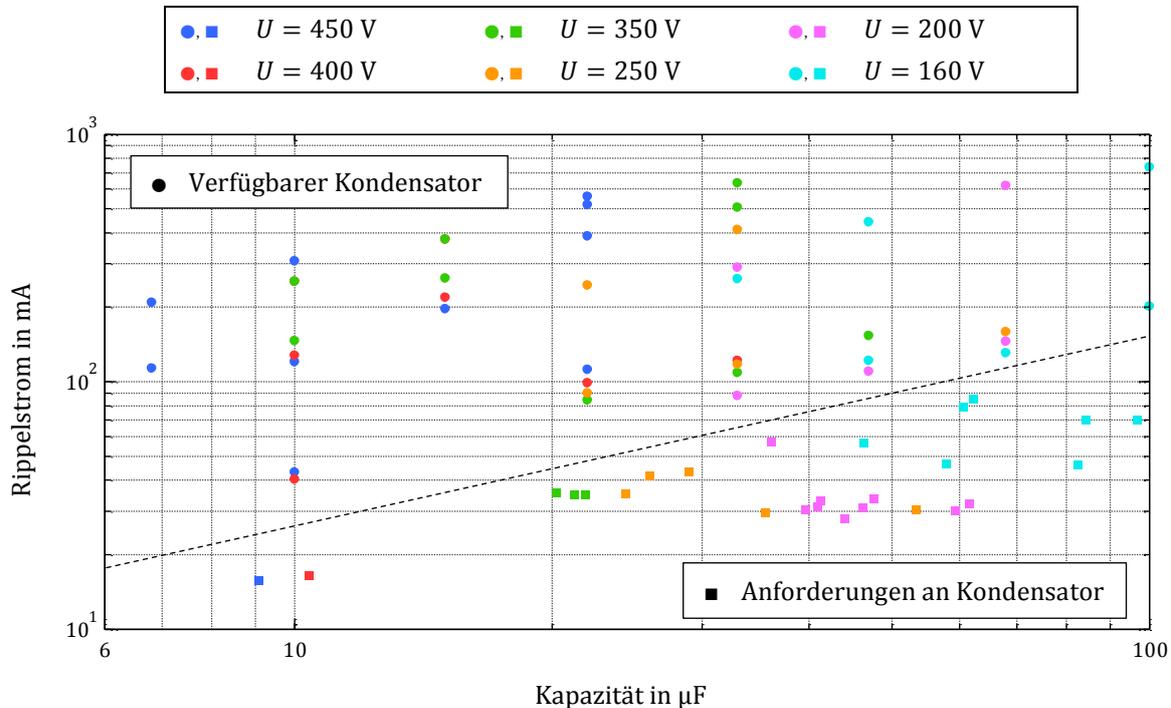


Bild 4.54: Ripplestrom für Elektrolytkondensatoren der Serien mit „orangefarbener Größencodierung“ aus Bild 4.8 (runde Markierungen), um bei einer Umgebungstemperatur von 80 °C eine Lebensdauer von 50000 Stunden zu erreichen sowie der erwartete Ripplestrom für die LED-Stränge aus Bild 2.2 bei einem sinusförmigen Eingangsstrom (quadratische Markierungen). Die Markierungen sind bezüglich der Nennspannung der Kondensatoren bzw. der minimal erforderliche Spannungsklasse farblich codiert.

4.6 Zusammenfassung

Eine gebräuchliche Methode zur Reduzierung des Oberschwingungsgehalts im Eingangsstrom von getakteten Stromversorgungen ist der Einsatz von aktiven Leistungsfaktorkorrekturschaltungen. Diese ermöglichen durch eine geeignete Ansteuerung der Leistungsschalter bzw. des Leistungsschalters Stromformen, deren Oberschwingungsspektrum die vorgegebenen Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 einhalten. In diesem Kapitel wurden verschiedene parametrisierte Eingangsstromformen untersucht und die zugehörigen Parametergrenzen erfasst. Zudem erfolgte jeweils eine Diskussion bezüglich der möglichen Realisierung dieser Stromformen mit Hilfe der drei Grundtopologien Boost-, Buck- und BuckBoost-Konverter. Die Leistungsaufnahme der Schaltzelle einer Leistungsfaktorkorrekturschaltung ist prinzipbedingt pulsierend. Um den LED-Strang als Last dennoch mit einer nahezu konstanten Leistung zu versorgen, ist ein auf die doppelte Netzfrequenz ausgelegter Energiespeicher nötig. Mit dem Schaltungskonzept dieses Kapitels befindet sich

dieser Speicher in Form eines Elektrolytkondensators am Ausgang des Konverters parallel zum LED-Strang und ist so dimensioniert, dass die zulässige Modulation im Strangstrom gemäß der Spezifikation nicht überschritten wird. Zu jeder vorgestellten Stromform wurde dazu der Einfluss der Formparameter auf die Modulation und den notwendigen Kapazitätswert erfasst. Eine zentrale Rolle spielt dabei der differentielle Widerstand des verwendeten LED-Strangs. Die Rippelstrombelastung der Zwischenkreiskapazität ist relativ gering, sodass für die eingesetzten Elektrolytkondensatoren Lebensdauern von über 50000 zu erwarten sind. Mit Hilfe der gewonnenen Erkenntnisse erfolgten auf Basis des Boost- und des Buck-Konverters zwei Aufbauten optimierter Gesamtsysteme. Vergleichend fasst Tabelle 4.7 einige ausgewählte Messergebnisse für die beiden Realisierungen zusammen.

Tabelle 4.7: Zusammenfassung ausgewählter Messwerte.

Kennwert	Boost	Buck
Eingangsleistung	9.50 W	7.71 W
Ausgangsleistung	8.96 W	7.27 W
Wirkungsgrad	94.3 %	94.3 %
Leistungsfaktor	0.94	0.87
Strangspannung	394.9 V	112.6 V
Strangstrom	22.7 mA	64.5 mA
Modulation	9.0 %	10.5 %
Lichtausbeute ⁷⁴	98 lm/W	121 lm/W

Sowohl die LED-Retrofit-Lampe mit dem Boost- als auch die mit dem Buck-Konverter erreichen die geforderte Energieeffizienzklasse A+. Die beiden realisierten Konverter besitzen zudem denselben Wirkungsgrad von rund 94.3 %. Die Lichtausbeute des Gesamtsystems wird allerdings maßgeblich von den verwendeten LEDs bestimmt. Bei der LED-Lampe basierend auf dem Buck-Konverter wird dadurch trotz gleichen Wirkungsgrads der Leistungsstufe ein höherer Wert der Lichtausbeute erzielt. Der schaltungstechnische Aufwand ist beim Boost-Konverter etwas geringer. Auf die Applikation zugeschnittene Regel-ICs könnten die Anzahl der Bauteile bei beiden Ausführungen weiter verringern und zu einem höheren elektrischen Wirkungsgrad führen. So entfällt bei den hier vorgestellten Realisierungen mit am Markt verfügbaren ICs ein großer Teil der Verluste auf Messshunts, Regelungsstruktur und deren Versorgung. Mit dem vorgestellten Schaltungskonzept dieses Kapitels regeln die Konverter nicht auf einen konstanten Augenblickswert im Strangstrom, sondern sind auf die Realisierung bestimmter Eingangsstromformen zur Reduktion von Netzoberschwingungen ausgelegt. Prinzipbedingt weist der LED-Strom dadurch eine von null verschiedene Modulation auf, die mit 9 % bzw. 10 % aber unterhalb des spezifizierten Grenzwerts liegen.

⁷⁴ Rechnerischer Wert.

5 Konverter mit Regelung des Ausgangsstroms und inhärenter Formung des Eingangsstroms

Die Konverter von Kapitel 3 regeln den Ausgangsstrom auf einen konstanten Wert. Der Netzstrom erfüllt hierbei jedoch nicht die tabellarischen Grenzwerte der Oberschwingungsnorm DIN EN 61000-3-2, sondern nur die Beschreibung der Normkurvenform. Demgegenüber realisieren die Konverter von Kapitel 4 eine bestimmte Netzstromform, welche die tabellarischen Grenzwerte einhält. Allerdings ist hier der Strangstrom nicht konstant. Das Schaltungskonzept nach Bild 5.1 vereint nun die Vorteile der beiden vorherigen Konzepte. So wird dem LED-Strang ein konstanter Strom bereitgestellt, während eine inhärente Formung des Eingangsstroms zur Reduzierung der Netzharmonischen stattfindet [254] [255] [256]. Dazu besitzt der Konverter von Bild 5.1 zwei kombinierte DC/DC-Stufen, die sich hauptsächlich den 100 Hz Energiespeicher in Form der Zwischenkreiskapazität C_B und den Leistungsschalter Q teilen.

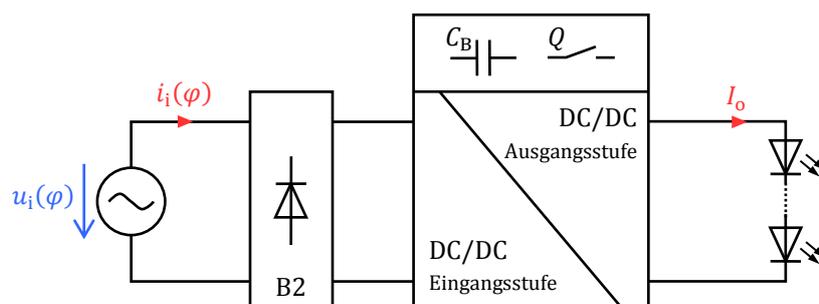


Bild 5.1: Schaltbild des Gesamtsystems zur Versorgung eines LED-Strangs aus dem Versorgungsnetz.

Die Ausgangsstufe versorgt den LED-Strang zu jedem Augenblick mit einem konstanten Strom. Dies stellt eine Regelung durch eine entsprechende Ansteuerung des Leistungsschalters sicher. Der Zwischenkreiskondensator und die Eingangsstufe stellen die dazu benötigte Leistung bereit. Die Eingangsstufe nutzt denselben Leistungsschalter. Deren geeignete Auslegung muss mit dem vorgegebenen Ansteuerschema des Schalters den Netzstrom inhärent formen. Die aufgenommene Leistung wird an die Ausgangsstufe und den internen Zwischenkreiskondensator transferiert. Am Ein- und am Ausgang des Wandlers befinden sich keine Speicherelemente für 100 Hz, sondern lediglich Hochfrequenzfilter für die Schaltfrequenz und deren Harmonische.

Auch ein zweistufiges Schaltungskonzept besitzt eine Eingangsstufe für die Leistungsfaktorkorrektur und eine Ausgangsstufe für die Erzeugung der Konstantspannung oder des Konstantstroms. Die einzige Verkopplung besteht hier über die Zwischenkreisspannung⁷⁵. Jede Konverterstufe besitzt im zweistufigen Konzept seinen eigenen Leistungs-

⁷⁵ Als weitere Verkopplung kann die Ausgangsstufe unter Umständen die Eingangsstufe im Schwachlastfall zur Erhöhung des Wirkungsgrads zeitweise deaktivieren.

schalter mit eigener Ansteuerung und Regelung. Durch die Trennung können die Anforderungen an den Ein- und Ausgang nahezu perfekt erfüllt werden. Hingegen versorgt der Konverter von Bild 5.1 zwar die Last mit einem konstanten Strom, die Reduzierung der Oberschwingungen im Netzstrom auf nahezu null ist jedoch im Allgemeinen nicht möglich. Durch die gemeinsame Nutzung eines Leistungsschalters und weiterer Bauelemente sowie dem Wegfall einer Regelungsstruktur reduziert sich allerdings der schaltungstechnische Aufwand. Gegebenenfalls besitzt die Schaltung gegenüber einem äquivalenten zweistufigen Konzept auch einen höheren elektrischen Wirkungsgrad.

Für die Realisierung der DC/DC-Wandler der Ein- und Ausgangsstufe von Bild 5.1 kommen eine Vielzahl von Topologien in Betracht, die insbesondere die drei Grundtopologien Buck-, Boost und BuckBoost-Konverter beinhaltet [257]. Aber auch hartschaltende, netzgetrennte [254] [258] [259] [260] und resonante Schaltungen [261] [262] [263] [264] sind möglich.

Die folgenden Ausführungen beschränken sich auf die drei Grundtopologien. Dazu wird zunächst jeweils getrennt deren Eingangsverhalten sowie deren Verhalten im Einsatz als Ausgangsstufe dargelegt. Das anschließende Kapitel stellt dann verschiedene Topologiekombinationen als Gesamtsystem vor. An dieser Stelle sei auf die verwendete Nomenklatur „Eingangsstufe-Ausgangsstufe-Konverter“ zur Bezeichnung dieser einstufigen Konverter hingewiesen, wobei hier „Eingangsstufe“ und „Ausgangsstufe“ durch den Namen der entsprechenden Grundtopologie zu ersetzen ist. So besitzt beispielsweise der Boost-Buck-Konverter eine Boost-Eingangsstufe und eine Buck-Ausgangsstufe. Der Abschluss dieses Kapitels erfolgt mit der Beschreibung des Aufbaus von vier optimierten Gesamtsystemen als hardwaretechnische Realisierung.

5.1 Prinzipieller Aufbau und Funktionsweise

Ein etwas detaillierteres Prinzipschaltbild der einstufigen Konverterstruktur von Bild 5.1 zeigt Bild 5.2, das die Position der Zwischenkreiskapazität genauer darstellt. So repräsentiert die Zwischenkreisspannung U_B die Ausgangsspannung bezüglich der Eingangsstufe und gleichzeitig die Eingangsspannung bezüglich der Ausgangsstufe. Die Zwischenkreiskapazität gleicht die Leistungsdifferenz der beiden Konverter innerhalb einer Netzhalfschwingung aus, da die Ausgangsstufe eine konstante Leistung an den LED-Strang abgibt, die Eingangsstufe jedoch die Leistung pulsierend aus dem Netz aufnimmt. Prinzipbedingt weist demnach die Zwischenkreisspannung Harmonische mit der doppelten Netzfrequenz und deren Vielfache auf. Die folgenden Analysen nehmen zunächst jedoch den Kapazitätswert als hinreichend groß an, sodass die Spannung als konstant angesehen werden kann. Dies ermöglicht eine getrennte Betrachtung der beiden Konverter sowie eine analytische Lösung des Gesamtsystems. Kapitel 5.6 behandelt gesondert den Einfluss einer endlichen Zwischenkreiskapazität. Anders als bei einem zweistufigen Konzept ist hier die Höhe der Zwischenkreisspannung kein direkter Freiheitsgrad, sondern sie stellt sich bei gegebenen Konverterdaten derart ein, dass die beiden Stufen ein Leistungsgleichgewicht ausbilden.

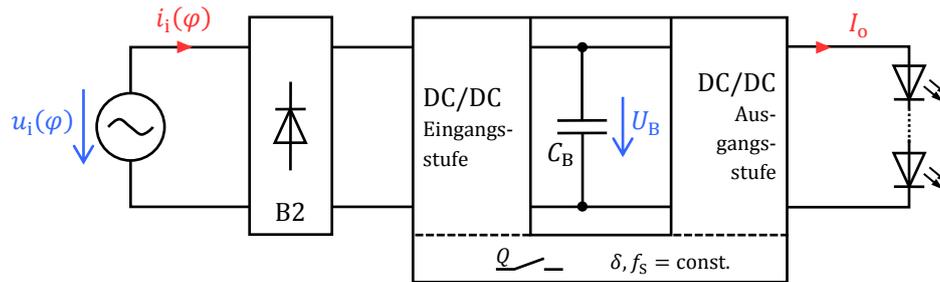


Bild 5.2: Schaltbild des Gesamtsystems zur Versorgung eines LED-Strangs aus dem Versorgungsnetz.

Der DC/DC-Wandler am Ausgang des einstufigen Konverters von Bild 5.2 stellt dem LED-Strang einen konstanten Strom I_o zur Verfügung. Demnach ist neben der Eingangsspannung U_B des Wandlers auch dessen Ausgangsspannung U_o und Leistung P_o zu jedem Zeitpunkt innerhalb der Netzperiode konstant. Unabhängig von der Betriebsart der Ausgangsstufe hängt deshalb deren Schaltfrequenz f_s und deren Tastgrad δ ebenfalls nicht vom Phasenwinkel φ ⁷⁶ ab. Mit dem diskontinuierlichen und dem kontinuierlichen Betrieb sowie dem (erweiterten) Grenzbetrieb sind prinzipiell alle drei Betriebsarten möglich. Wie in den vorherigen Kapiteln erläutert, weist auch hier der erweiterte Grenzbetrieb die größten Vorteile auf. Aus diesem Grund beschränken sich die folgenden Analysen auch auf diesen Fall.

Der DC/DC-Wandler auf der Eingangsseite nutzt denselben Leistungsschalter wie die Ausgangsstufe, die das Ansteuerschema mit dem Tastgrad δ und der Schaltfrequenz f_s fest vorgibt. Ein (erweiterter) Grenzbetrieb der Eingangsstufe über die komplette Netzperiode ist damit nicht möglich. Stattdessen eignet sich ein steter diskontinuierlicher Betrieb, ohne einen Wechsel in den kontinuierlichen Betrieb. Diese Betriebsart ermöglicht die nötige inhärente Formung des Netzstroms, um die Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 einzuhalten [265] [266]. Ein kombinierter Betrieb von DCM mit CCM um die Netzspitze erhöht dagegen das Oberschwingungsspektrum deutlich.

5.2 Eingangsverhalten

Die folgenden Unterkapitel betrachten getrennt das Verhalten einer Boost-, Buck und BuckBoost-Eingangsstufe. Ohne die Festlegung auf eine spezielle Topologie zeigt Bild 5.3 mit einer allgemeinen Schaltzelle das Prinzipschaltbild.

Die ideale Schaltzelle besteht aus einer Spule L_1 , einem Leistungsschalter Q und einer Diode D_1 , deren Anordnung sich je nach Grundtopologie unterscheidet. Es sei darauf hingewiesen, dass die Anordnung der Bauelemente im späteren einstufigen Gesamtsystem abweichen wird. Für die Analyse spielt dies jedoch keine Rolle, da die zunächst vereinfachte Anordnung das Verhalten komplett richtig wiedergibt.

⁷⁶ Bei einer Sonderform des Buck-Buck-Konverters ist dies nicht immer erfüllt. An der entsprechenden Stelle wird darauf gesondert eingegangen.

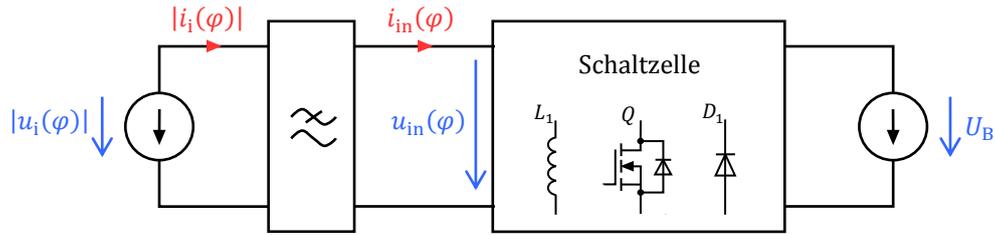


Bild 5.3: Prinzipschaltbild der Eingangsstufe.

Am Eingang der Schaltzelle ist ein ideales Tiefpassfilter geschaltet, das Frequenzkomponenten bei und oberhalb der Schaltfrequenz f_s blockiert. Während der Schaltzellenstrom $i_{in}(\varphi)$ auch hochfrequente Anteile bei der Schaltfrequenz und deren Vielfachen beinhaltet, finden sich im Netzstrom $i_i(\varphi)$ aufgrund des Filters nur noch die niederfrequenten Anteile. Das Tiefpassfilter erzeugt im Idealfall keinen Verschiebungsstrom. An der Schaltzelle liegt die vom Brückengleichrichter kommende, gleichgerichtete Netzspannung

$$u_{in}(\varphi) = |u_i(\varphi)| = \hat{u}_i |\sin(\varphi)| \quad (5.1)$$

mit der Kreisfrequenz

$$\omega = 2\pi f = \frac{d\varphi}{dt} \quad (5.2)$$

an. Die folgenden Analysen beschränken sich auf die positive Netzhalbschwingung, sodass Betragsstriche und Fallunterscheidungen für eine bessere Lesbarkeit entfallen können. Da die Schaltfrequenz mit

$$f_s \gg f \quad (5.3)$$

weit über der Netzfrequenz liegt, kann weiterhin die Netzspannung während einer Hochfrequenzperiode als konstant angesehen werden (siehe Anhang B.3.1). Der Konverter arbeitet für die komplette Netzhalbschwingung mit einer festen Schaltfrequenz f_s und einem festen Tastgrad δ im diskontinuierlichen Betriebsmodus.

An dieser Stelle sei als Abkürzung bzw. Normierung das Spannungsverhältnis

$$\xi = \frac{U_B}{\hat{u}_i} \quad (5.4)$$

eingeführt, welches die Zwischenkreisspannung U_B mit dem Spitzenwert der Netzspannung \hat{u}_i ins Verhältnis setzt.

5.2.1 Boost

In Bild 5.4 ist die Schaltzelle der Eingangsstufe von Bild 5.3 als Boost-Konverter ausgeführt. Bei dieser Topologie liegt im stationären Arbeitspunkt die Ausgangsspannung U_B stets über dem Spitzenwert der Netzspannung \hat{u}_i , sodass $U_B > \hat{u}_i$ bzw. $\xi > 1$ gilt.

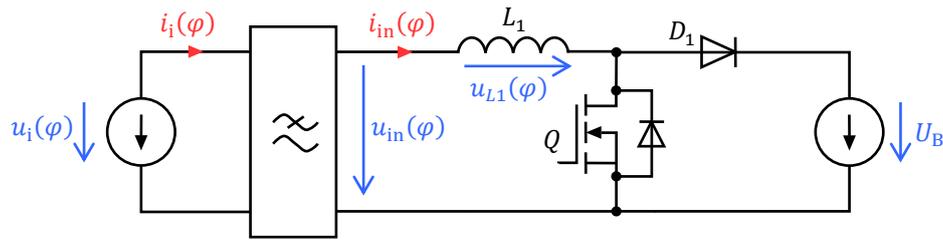


Bild 5.4: Prinzipschaltbild der Eingangsstufe von Bild 5.3 auf Basis des Boost-Konverters für die positive Netzhalbschwingung.

Den dreiecksförmigen Verlauf des Eingangsstroms i_{in} der Schaltzelle für eine Hochfrequenzperiode der festen Dauer T_S stellt Bild 5.5 (links) für eine beliebige Position innerhalb der positiven Netzhalbschwingung dar. Für einen Boost-Konverter ist dieser identisch mit dem Spulenstrom. Für dieselbe Hochfrequenzperiode zeigt Bild 5.5 (rechts) den Spannungsverlauf u_{L1} über der Spule. Für die beiden Grafiken gilt der Zeitvektor t für den Bereich innerhalb der HF-Periode. Der Phasenwinkel φ gibt die Position der HF-Periode innerhalb der Netzperiode an.

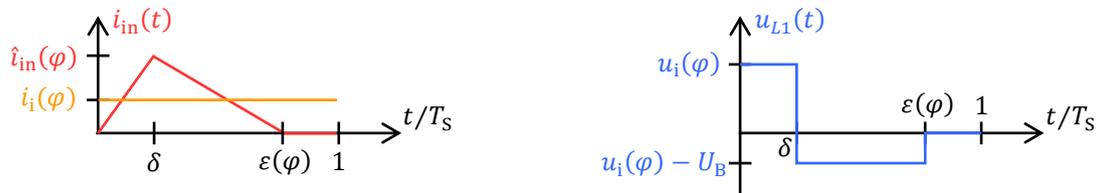


Bild 5.5: Prinzipieller dreiecksförmiger Verlauf (links) des Eingangsstroms i_{in} der Schaltzelle sowie die Spannung u_{L1} über der Spule (rechts) für eine Hochfrequenzperiode $[0; T_S]$. Der Mittelwert des Eingangsstroms i_{in} entspricht dem Netzstrom i_i . Die dargestellten Verläufe gelten exemplarisch für eine Position $0 < \varphi < \pi$ innerhalb der positiven Netzhalbschwingung mit $0 < u_i(\varphi) < U_B$.

Die Mittelung des Eingangsstroms i_{in} der Schaltzelle bezüglich einer Hochfrequenzperiode an der Netzposition φ ergibt den niederfrequenten Netzstrom an dieser Stelle. Mit dem von der Netzposition abhängigen Spitzenwert

$$\hat{i}_{in}(\varphi) = \frac{u_i(\varphi)}{L_1} \delta T_S = \frac{\hat{u}_i \delta}{L_1 f_S} \sin(\varphi) \quad (5.5)$$

sowie dem von der Netzposition, normierten Abmagnetisierungszeitpunkt

$$\varepsilon(\varphi) = \frac{U_B}{U_B - u_i(\varphi)} \delta = \frac{\xi}{\xi - \sin(\varphi)} \delta \quad (5.6)$$

der Spule berechnet sich dieser zu

$$i_i(\varphi) = \frac{1}{2} \hat{i}_{in}(\varphi) \cdot \varepsilon(\varphi) = \frac{\delta^2 U_B}{2 L_1 f_S} \cdot \frac{u_i(\varphi)}{U_B - u_i(\varphi)} = \frac{\delta^2 U_B}{2 L_1 f_S} \cdot \frac{\hat{u}_i \sin(\varphi)}{U_B - \hat{u}_i \sin(\varphi)} \quad (5.7)$$

Mit der Normierung (5.4) lässt sich die Stromform (5.7) nun in der Form

$$i_i(\varphi) = \frac{\hat{u}_i \delta^2 \xi}{2 L_1 f_S} \cdot \frac{\sin(\varphi)}{\xi - \sin(\varphi)} \quad (5.8)$$

darstellen.

Die Amplitude der Grundschwingung

$$\hat{i}_1 = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} i_1(\varphi) \cdot \sin(\varphi) d\varphi = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\hat{u}_i \delta^2 \xi}{2L_1 f_S} \int_0^{\pi/2} \frac{\sin(\varphi)^2}{\xi - \sin(\varphi)} d\varphi = \frac{2\hat{u}_i \delta^2 \xi}{\pi L_1 f_S} \Xi(\xi) \quad (5.9)$$

ist mit Hilfe der Fourierreihenentwicklung [211] [232] berechenbar, wobei mit

$$\Xi(\xi) = \int_0^{\pi/2} \frac{\sin(\varphi)^2}{\xi - \sin(\varphi)} d\varphi = \frac{2\xi^2}{\sqrt{\xi^2 - 1}} \operatorname{atan}\left(\frac{\sqrt{\xi^2 - 1}}{\xi - 1}\right) - \frac{\pi}{2}\xi - 1 \quad (5.10)$$

eine analytische Lösung des Integrals existiert. Der Anhang B.3.2 führt dessen Herleitung auf. Da das ideale Tiefpassfilter am Konvertereingang keinen Verschiebungsstrom erzeugt, sind die Grundschwingungen von Netzspannung und Netzstrom zueinander in Phase. Sie übertragen damit die Leistung

$$P = \frac{1}{2} \hat{u}_i \hat{i}_1, \quad (5.11)$$

womit sich der Netzstrom (5.8) in der Form

$$i_i(\varphi) = \frac{2P}{\hat{u}_i} \frac{\pi}{4\Xi(\xi)} \cdot \frac{\sin(\varphi)}{\xi - \sin(\varphi)} \quad (5.12)$$

errechnet. Bild 5.6 zeigt diesen für eine positive Netzhalbschwingung bei verschiedenen Spannungsverhältnissen ξ , welche die Form des Stroms bestimmen. Für $\xi \rightarrow \infty$ nähert sich der Stromverlauf einer Sinusform an.

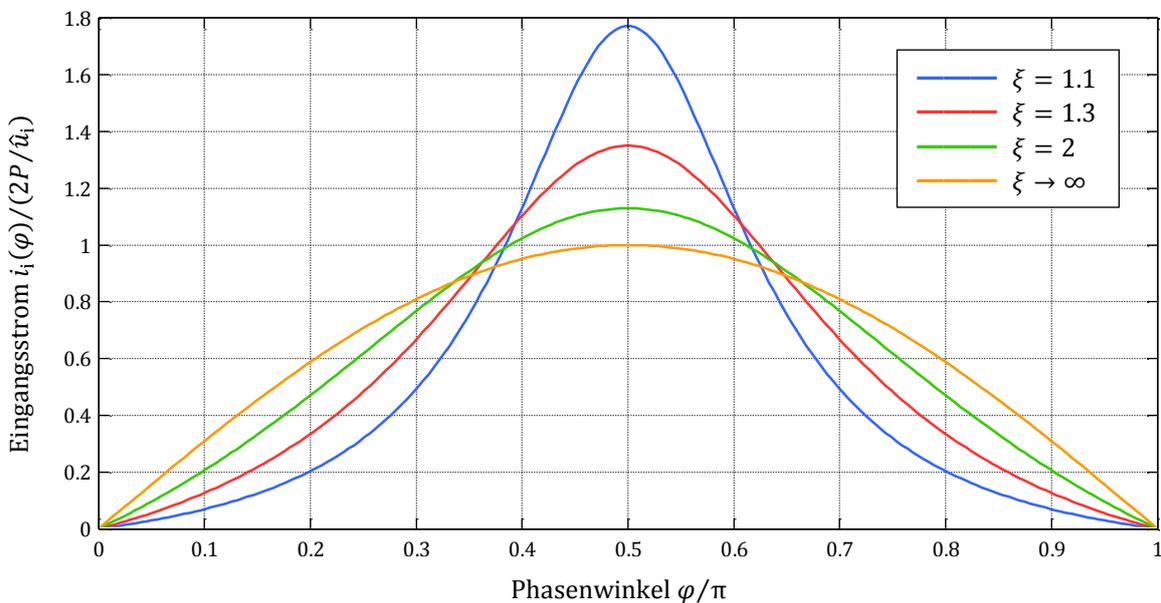


Bild 5.6: Netzstromverlauf der Boost-Eingangsstufe nach (5.12) für verschiedene Spannungsverhältnisse ξ .

Der Oberschwingungsgehalt nimmt mit wachsendem Spannungsverhältnis ξ damit tendenziell ab. Es kann in der Praxis allerdings nicht beliebig groß gewählt werden, da mit wachsendem ξ auch die Spannungsfestigkeit der Bauelemente zunehmen muss. Insbesondere ist auf die Zwischenkreisspannung zu achten, die wegen der Verfügbarkeit von

Elektrolytkondensatoren aus Standardreihen 450 V nicht überschreiten sollte. Bild 5.7 zeigt hierzu die Zwischenkreisspannung U_B als Funktion von ξ gemäß (5.4) für die nominale und die maximale Spannung des europäischen Versorgungsnetzes sowie als Vergleich für die nominelle Spannung im nordamerikanischen Netz. Während für den nordamerikanischen Markt Zwischenkreisspannungen mit der doppelten Netzspitzenspannung ($\xi = 2$) problemlos möglich sind, muss das Spannungsverhältnis bei einem Betrieb am europäischen Versorgungsnetz auf $\xi < 1.25$ beschränkt werden, um noch einen typischen Kondensator mit einer Spannungsfestigkeit von 450 V einsetzen zu können. Mit sinkendem Spannungsverhältnis steigt der Netzstrom im Maximum der Halbschwingung bei $\varphi = \pi/2$ (Bild 5.7, rechts). Ebenso erhöht sich der Oberschwingungsgehalt im Eingangsstrom, der die Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 nicht überschreiten darf.

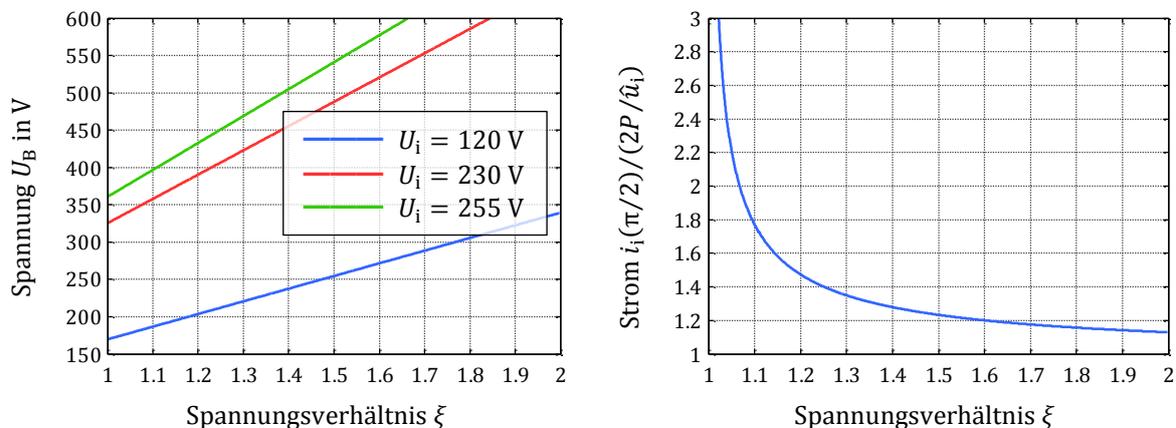


Bild 5.7: Zwischenkreisspannung U_B für drei verschiedene Effektivwerte der Netzspannung (links) sowie der normierte Netzstrom im Maximum bei $\varphi = \pi/2$ (rechts), jeweils als Funktion des Spannungsverhältnisses ξ .

Aufgrund der Punktsymmetrie

$$i_i(\varphi) = -i_i(\pi + \varphi) \quad (5.13)$$

des Netzstroms bezüglich der halben Periode verschwinden mit $n \in \{2,4,6, \dots\}$ alle geraden Harmonischen. Es treten ausschließlich ungerade Harmonische mit $n \in \{3,5,7, \dots\}$ nach der Definitionsgleichung

$$\hat{i}_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} i_i(\varphi) \cdot \sin(n\varphi) d\varphi \quad (5.14)$$

auf. Das Integral ist zwar prinzipiell noch analytisch lösbar, jedoch existiert keine übersichtliche Darstellung für eine beliebige Harmonische n (siehe Anhang B.3.3). Aus diesem Grund erfolgen die Berechnungen durch Auswertung von (5.14). Die Effektivwerte der Oberschwingungen dürfen die vorgeschriebenen Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 nicht überschreiten. Dazu sei die Aussteuerung

$$a_n = \frac{I_n/P}{J_n} \quad (5.15)$$

definiert, welche den Effektivwert

$$I_n = \frac{\hat{i}_n}{\sqrt{2}} \quad (5.16)$$

der n -ten Harmonischen mit der Leistung P ins Verhältnis setzt und durch den leistungsbezogenen Grenzwert J_n aus Tabelle 2.7 dividiert. Bild 5.8 zeigt für die ersten sechs ungeraden Oberschwingungen in Abhängigkeit des Spannungsverhältnisses ξ die Aussteuerung nach (5.15) in Prozent.

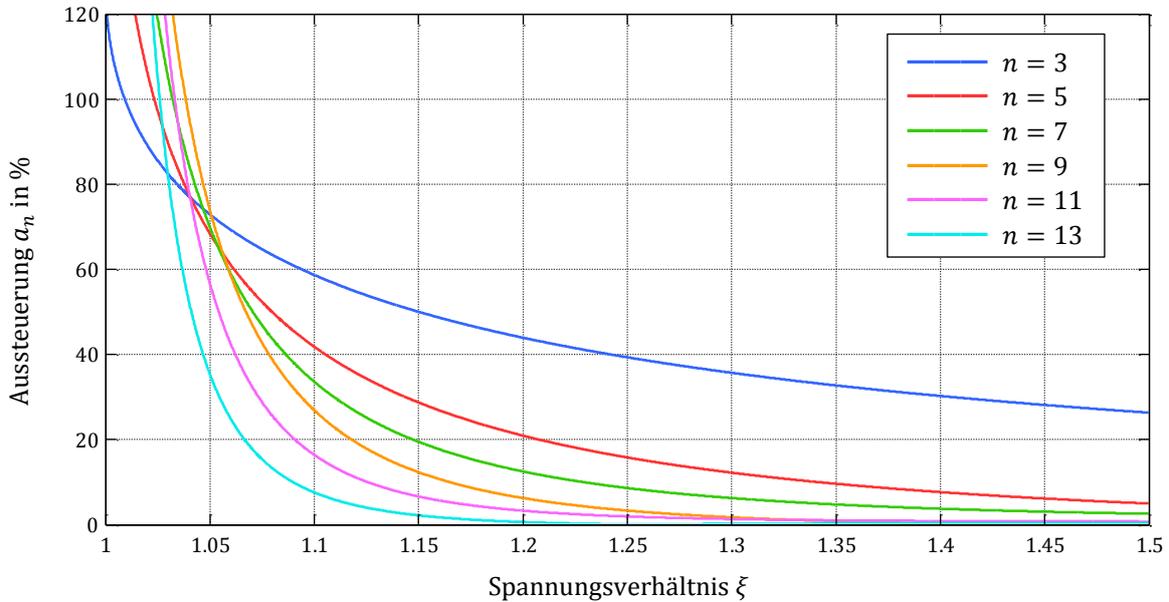


Bild 5.8: Aussteuerung der Grenzwerte a_n der Oberschwingungsnorm DIN EN 61000-3-2 für die Eingangsstromform nach (5.12).

Um die Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 einzuhalten, muss die Zwischenkreisspannung mit $\xi > 1.04$ knapp über der Netzspitzenspannung liegen. Für geringere Spannungen werden zunächst die Grenzwerte der neunten Harmonischen überschritten. Aus Gründen der Übersichtlichkeit stellt Bild 5.8 die Harmonischen mit $n \geq 15$ nicht dar. Für den Grenzwert des minimalen Spannungsverhältnisses besitzen diese aber auch keine Relevanz.

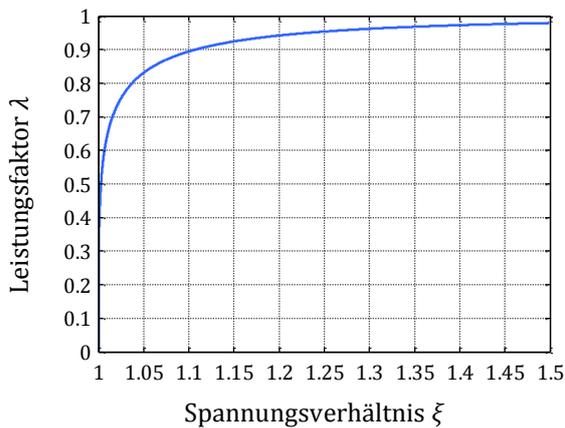
Über den Effektivwert des Netzstroms

$$\begin{aligned}
 I_i &= \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} i(\varphi)^2 d\varphi} = \frac{2P}{\hat{u}_i} \frac{\pi}{4\Xi(\xi)} \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{\sin(\varphi)^2}{[\xi - \sin(\varphi)]^2} d\varphi} \\
 &= \frac{2P}{\hat{u}_i} \frac{\pi}{4\Xi(\xi)} \sqrt{\frac{2}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} + \frac{\xi}{\xi^2 - 1} - 2\xi \frac{\xi^2 - 2}{\sqrt{\xi^2 - 1}^3} \operatorname{atan} \left(\frac{\sqrt{\xi^2 - 1}}{\xi - 1} \right) \right]}
 \end{aligned} \quad (5.17)$$

lässt sich der Leistungsfaktor am Eingang des Konverters zu

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\hat{i}_1}{I_i} = \frac{2\Xi(\xi)}{\sqrt{\pi}} \left[\frac{\pi}{2} + \frac{\xi}{\xi^2 - 1} - 2\xi \frac{\xi^2 - 2}{\sqrt{\xi^2 - 1}^3} \operatorname{atan} \left(\frac{\sqrt{\xi^2 - 1}}{\xi - 1} \right) \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (5.18)$$

berechnen. Gemäß der Spezifikation nach Tabelle 2.10 muss dieser im Nennarbeitspunkt über 0.5 liegen. Der Anhang B.2.2 zeigt, dass dies stets gewährleistet ist, wenn der Netzstrom die Grenzwerte der Oberschwingungsnorm einhält. Eine graphische Veranschaulichung des Leistungsfaktors λ nach (5.18) als Funktion des Spannungsverhältnisses ξ gibt Bild 5.9 an. Ohne die Berücksichtigung eines möglichen Verschiebungsstroms des Tiefpassfilters am Eingang des Konverters herrscht im zulässigen Bereich des Spannungsverhältnisses $1.04 < \xi < 1.25$ ein Leistungsfaktor im Bereich $0.81 < \lambda < 0.95$ vor.



Ausgewählte Leistungsfaktoren:

- $\lambda(\xi = 1.25) \approx 0.95$
- $\lambda(\xi \approx 1.11) = 0.9$
- $\lambda(\xi = 1.04) \approx 0.81$

Bild 5.9: Leistungsfaktor als Funktion des Spannungsverhältnisses ξ .

5.2.2 Buck

Bild 5.10 zeigt den DC/DC-Wandler von Bild 5.3 als Buck-Konverter. Diese Topologie kann nur dann Leistung zum Zwischenkreis übertragen, wenn der Betrag der Netzspannung mit

$$|u_i(\varphi)| > U_B \quad (5.19)$$

über der Zwischenkreisspannung liegt. Für das Spannungsverhältnis ξ nach (5.4) gilt

$$0 \leq \xi < 1. \quad (5.20)$$

Bei der Betrachtung der positiven Netzhalbschwingung findet lediglich in einem Intervall

$$\varphi_1 < \varphi < \pi - \varphi_1 \quad (5.21)$$

mit

$$\varphi_1 = \text{asin}\left(\frac{U_B}{\hat{u}_i}\right) = \text{asin}(\xi) \quad (5.22)$$

um die Netzspitze ein Leistungstransfer statt. Im verbleibenden Bereich der positiven Netzhalbschwingung ist der Eingangsstrom identisch null. So besitzt das Prinzipschaltbild in Bild 5.10 nur mit der Bedingung (5.19) bzw. im Intervall (5.21) Gültigkeit.

Für einen von null verschiedenen Netzstrom zeigt Bild 5.11 (links) den prinzipiellen dreiecksförmigen Eingangsstrom i_{in} der Schaltzelle. Dieser entspricht dem Spulenstrom während der festen Einschaltdauer δT_S des MOSFETs. Die Spannung über der Spule L_1 zur Auf- und Abmagnetisierung stellt für dieselbe Hochfrequenzperiode die rechte Abbildung in Bild 5.11 dar.

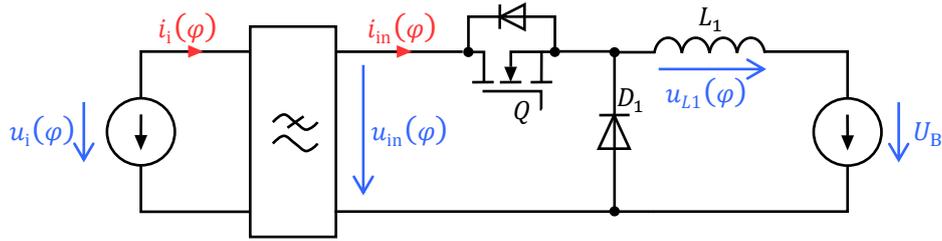


Bild 5.10: Prinzipschaltbild der Eingangsstufe von Bild 5.3 auf Basis des Buck-Konverters für die positive Netzhalbschwung bei $u_i(\varphi) > U_B$.

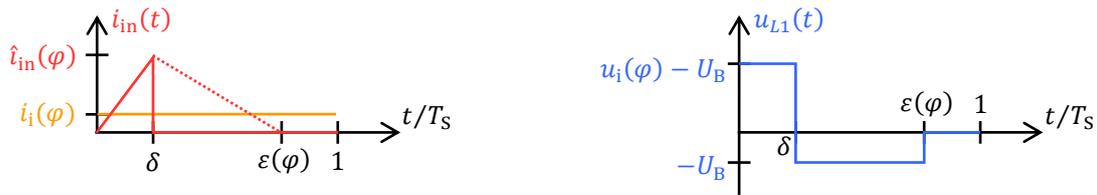


Bild 5.11: Prinzipieller dreiecksförmiger Verlauf (links) des Eingangsstroms i_{in} der Schaltzelle sowie die Spannung u_{L1} über der Spule (rechts) für eine Hochfrequenzperiode $[0; T_S]$. Der Mittelwert des Eingangsstroms i_{in} entspricht dem Netzstrom i_i . Der Spulenstrom ist gepunktet gezeichnet. Die dargestellten Verläufe gelten exemplarisch für eine Position $0 < \varphi < \pi$ innerhalb der positiven Netzhalbschwung mit $u_i(\varphi) > U_B > 0$.

Der Spitzenwert des Schaltzellenstroms i_{in} sowie der normierte Zeitpunkt der Abmagnetisierung von Bild 5.11 sind mit

$$\hat{i}_{in}(\varphi) = \frac{u_i(\varphi) - U_B}{L_1} \delta T_S = \frac{\hat{u}_i \sin(\varphi) - U_B}{L_1 f_S} \delta = \frac{\hat{u}_i \delta}{L_1 f_S} [\sin(\varphi) - \xi] \quad (5.23)$$

und

$$\varepsilon(\varphi) = \frac{u_i(\varphi)}{U_B} \delta = \frac{\hat{u}_i \sin(\varphi)}{U_B} \delta = \frac{\sin(\varphi)}{\xi} \delta \quad (5.24)$$

gegeben. Der über eine Schaltperiode gemittelte Netzstrom

$$i_i(\varphi) = \frac{1}{2} \hat{i}_{in}(\varphi) \cdot \delta = \frac{\hat{u}_i \delta^2}{2 L_1 f_S} [\sin(\varphi) - \xi] \quad (5.25)$$

entspricht dem mit dem Tastgrad δ gewichteten halben Schaltzellenspitzenstrom $\hat{i}_{in}(\varphi)$ nach (5.23). An dieser Stelle sei nochmals mit der Bedingung (5.21) an den Definitionsbereich erinnert.

Die Grundschwingung des Netzstroms

$$\begin{aligned} \hat{i}_1 &= \frac{4}{\pi} \int_{\varphi_1}^{\pi/2} i_i(\varphi) \cdot \sin(\varphi) d\varphi = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\hat{u}_i \delta^2}{2 L_1 f_S} \int_{\varphi_1}^{\pi/2} [\sin(\varphi) - \xi] \sin(\varphi) d\varphi \\ &= \frac{2 \hat{u}_i \delta^2}{\pi L_1 f_S} \Xi(\xi) \end{aligned} \quad (5.26)$$

mit

$$\Xi(\xi) = \int_{\varphi_1}^{\pi/2} [\sin(\varphi) - \xi] \sin(\varphi) d\varphi = \frac{1}{2} \left[\frac{\pi}{2} - \text{asin}(\xi) - \xi \sqrt{1 - \xi^2} \right] \quad (5.27)$$

führt den niederfrequenten Verlauf (5.25) für (5.21) unter Beachtung des Definitionsbereichs auf die Form

$$i_i(\varphi) = \begin{cases} 0 & \text{für } 0 \leq \varphi < \varphi_1 \\ \frac{2P}{\hat{u}_i} \frac{\pi}{4\Xi(\xi)} [\sin(\varphi) - \xi] & \text{für } \varphi_1 \leq \varphi < \pi/2 \\ i_i(\pi - \varphi) & \text{für } \pi/2 \leq \varphi < \pi \end{cases} \quad (5.28)$$

Bild 5.12 zeigt hierzu exemplarisch einige Stromverläufe der positiven Netzhalbschwingung für verschiedene Spannungsverhältnisse ξ . Für den Minimalwert $\xi = 0$ weist der Netzstrom einen rein sinusförmigen Verlauf auf. Mit steigender Zwischenkreisspannung reduziert sich der Leitwinkel der Diodenbrücke, in dem ein Leistungstransfer stattfindet, und der Oberschwingungsgehalt im Eingangsstrom nimmt zu.

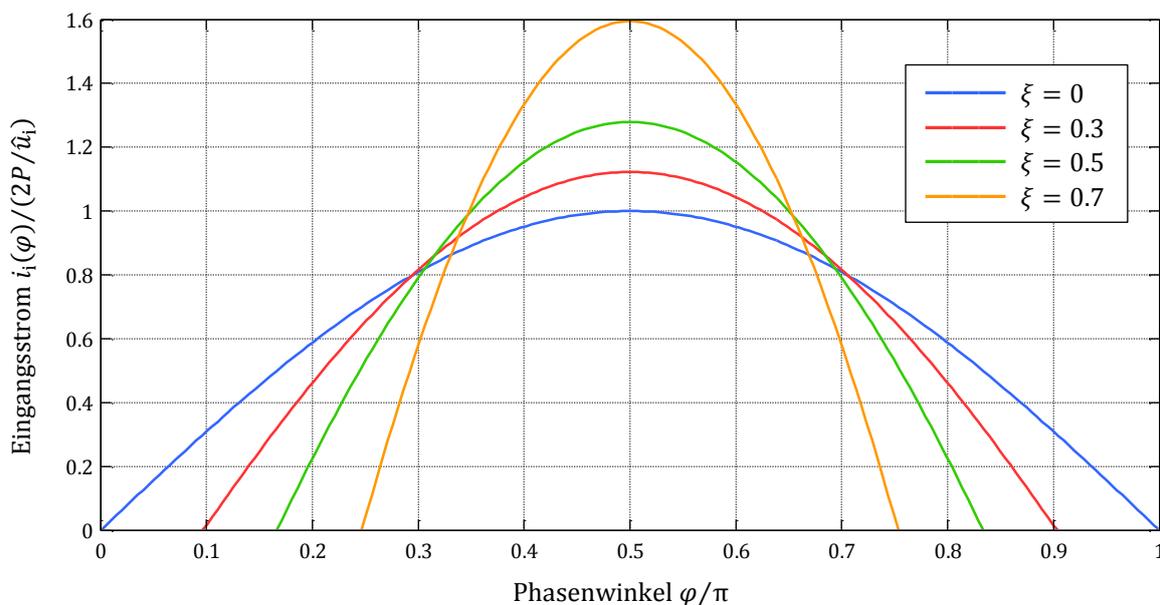


Bild 5.12: Netzstromverlauf der Buck-Eingangsstufe nach (5.28) für verschiedene Spannungsverhältnisse ξ .

Die Amplituden der ungeraden Oberschwingungen ($n \in \{3,5,7, \dots\}$) berechnet die Funktion

$$\begin{aligned} \hat{i}_n &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} i_i(\varphi) \cdot \sin(n\varphi) d\varphi \\ &= \frac{2P}{\hat{u}_i} \frac{1}{\Xi(\xi)} \left[\frac{\xi}{n(n^2 - 1)} \cos[n \cdot \text{asin}(\xi)] - \frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{n^2 - 1} \sin[n \cdot \text{asin}(\xi)] \right] \end{aligned} \quad (5.29)$$

analytisch. Die geraden Harmonischen verschwinden aufgrund der Symmetrieeigenschaft (5.13) der Stromform. Bild 5.13 zeigt die Aussteuerung (5.15) der Grenzwerte für

die ersten sechs ungeraden Oberschwingungen in Abhängigkeit des Spannungsverhältnisses ξ .

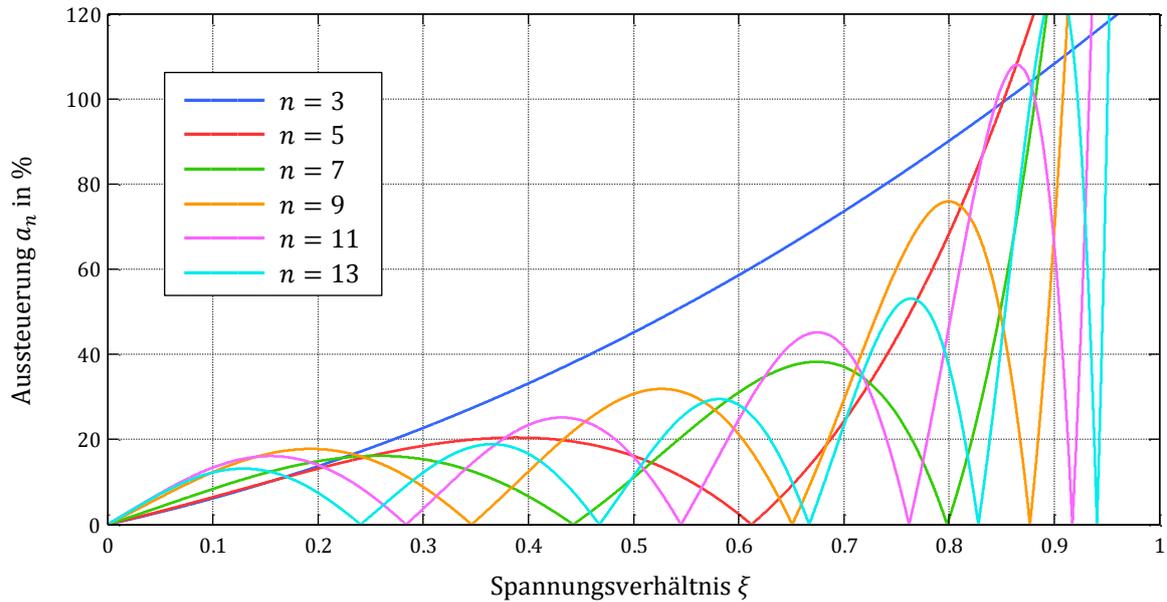


Bild 5.13: Aussteuerung der Grenzwerte a_n der Oberschwingungsnorm DIN EN 61000-3-2 für die Eingangsstromform nach (5.28).

Zur Einhaltung der Grenzwerte muss das Spannungsverhältnis unterhalb einer oberen Schranke bei $\xi < 0.84$ liegen. Beim Nennwert der Netzspannung entspricht dies einem Bereich der Zwischenkreisspannung von $U_B < 273$ V.

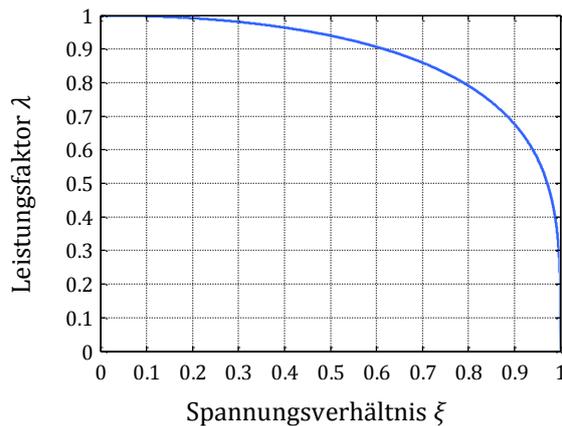
Eine graphische Darstellung des Leistungsfaktors

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\hat{i}_1}{I_i} = \frac{2\sqrt{2}\Xi(\xi)}{\sqrt{\pi}} \left[(2\xi^2 + 1) \operatorname{acos}(\xi) - 3\xi\sqrt{1 - \xi^2} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (5.30)$$

mit dem Effektivwert des Netzstroms

$$\begin{aligned} I_i &= \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} i_i(\varphi)^2 d\varphi} = \frac{2P}{\hat{u}_i} \frac{\pi}{4\Xi(\xi)} \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_{\varphi_1}^{\pi/2} [\sin(\varphi) - \xi]^2 d\varphi} \\ &= \frac{2P}{\hat{u}_i} \frac{\pi}{4\Xi(\xi)} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[(2\xi^2 + 1) \operatorname{acos}(\xi) - 3\xi\sqrt{1 - \xi^2} \right]} \end{aligned} \quad (5.31)$$

zeigt Bild 5.14. Hierbei erfolgt keine Berücksichtigung des Verschiebungsstroms des Tiefpassfilters. Im zulässigen Bereich des Spannungsverhältnisses $\xi < 0.84$ tritt ein Leistungsfaktor $\lambda > 0.75$ auf, der damit stets über dem nach Tabelle 2.10 spezifizierten Sollwert von 0.5 liegt.



Ausgewählte Leistungsfaktoren:

- $\lambda(\xi \approx 0.62) = 0.9$
- $\lambda(\xi = 0.84) \approx 0.75$
- $\lambda(\xi \approx 0.97) = 0.5$

Bild 5.14: Leistungsfaktor als Funktion des Spannungsverhältnisses ξ .

5.2.3 BuckBoost

Die Schaltzelle des DC/DC-Wandlers von Bild 5.3 ist im Bild 5.15 als BuckBoost-Konverter ausgeführt. Hierbei sei auf die umgekehrte Polarität der Ausgangsspannung hingewiesen.

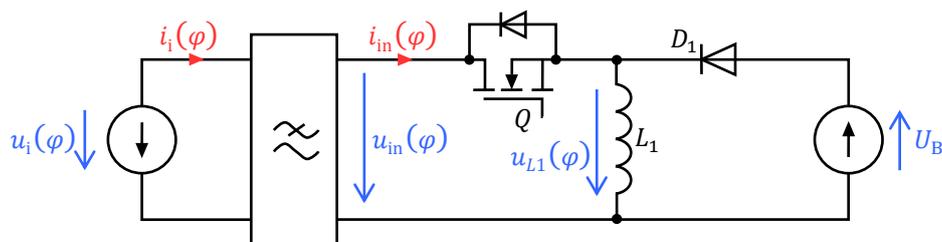


Bild 5.15: Prinzipschaltbild der Eingangsstufe von Bild 5.3 auf Basis des BuckBoost-Konverters für die positive Netzhalbschwingung.

Der BuckBoost-Konverter kann prinzipiell die Eingangsspannung hoch- als auch runtersetzen. So ergibt sich aufgrund der Topologie mit

$$\xi > 0, \quad (5.32)$$

bis auf die Polarität, zunächst keine Einschränkung bezüglich der Zwischenkreisspannung. Der Konverter ermöglicht einen Leistungstransfer über die gesamte Netzperiode. Der Eingangsstrom i_{in} der Schaltzelle entspricht für die Einschaltzeit δT_S des MOSFETs dem Spulenstrom. Hierzu zeigt Bild 5.16 eine graphische Darstellung.



Bild 5.16: Prinzipieller dreiecksförmiger Verlauf (links) des Eingangsstroms i_{in} der Schaltzelle sowie die Spannung u_{L1} über der Spule (rechts) für eine Hochfrequenzperiode $[0; T_S]$. Der Mittelwert des Eingangsstroms i_{in} entspricht dem Netzstrom i_i . Der Spulenstrom ist gepunktet gezeichnet. Die dargestellten Verläufe gelten exemplarisch für eine Position $0 < \varphi < \pi$ innerhalb der positiven Netzhalbschwingung mit $u_i(\varphi) > 0$.

Die Spule wird während der Einschaltzeit gemäß Bild 5.16 (rechts) mit der Eingangsspannung $u_i(\varphi)$ auf ihren Spitzenwert

$$\hat{i}_{\text{in}}(\varphi) = \frac{u_i(\varphi)}{L_1} \delta T_s = \frac{\hat{u}_i \delta}{L_1 f_s} \sin(\varphi) \quad (5.33)$$

aufmagnetisiert. Die Abmagnetisierung erfolgt mit der Zwischenkreisspannung U_B . Zum normierten Zeitpunkt

$$\varepsilon(\varphi) = \left[1 + \frac{u_i(\varphi)}{U_B} \right] \delta = \left[1 + \frac{\hat{u}_i \sin(\varphi)}{U_B} \right] \delta = \left[1 + \frac{\sin(\varphi)}{\xi} \right] \delta \quad (5.34)$$

erreicht der Spulenstrom innerhalb der Hochfrequenzperiode wieder die null. Die Mittelung des hochfrequenten Eingangsstroms i_{in} bezüglich der einzelnen Hochfrequenzperioden ergibt den niederfrequenten Netzstrom

$$i_i(\varphi) = \frac{1}{2} \hat{i}_{\text{in}}(\varphi) \cdot \delta = \frac{\hat{u}_i \delta^2}{2 L_1 f_s} \sin(\varphi). \quad (5.35)$$

Unabhängig vom Spannungsverhältnis ξ weist dieser mit

$$i_i(\varphi) = \frac{2P}{\hat{u}_i} \sin(\varphi). \quad (5.36)$$

einen rein sinusförmigen Verlauf auf. Demnach sind im Netzstrom keine Oberschwingungen vorhanden und der Leistungsfaktor erreicht unter Vernachlässigung des Verschiebungsstroms des eingangsseitigen Tiefpassfilters mit $\lambda = 1$ stets seinen Maximalwert. Eine obere Schranke der Zwischenkreisspannung resultiert in der Praxis lediglich aus der Spannungsfestigkeit verfügbarer Elektrolytkondensatoren. Wie bei der Boost-Eingangsstufe sei diese hier wieder zu 450 V festgelegt, die auch bei der maximalen Netzspannung $U_i = 255$ V nicht überschritten werden darf. Im europäischen Versorgungsnetz ist somit das Spannungsverhältnis auf $\xi < 1.25$ beschränkt.

5.2.4 Vergleich der Topologien

Ein Betrieb der Grundtopologien im diskontinuierlichen Betriebsmodus mit fester Schaltfrequenz und festem Tastgrad formt prinzipiell inhärent den Netzstrom, sodass eine Einhaltung der Grenzwerte der Oberschwingungsnorm DIN EN 61000-3-2 möglich ist. Der Boost- und der Buck-Konverter besitzen jedoch gewisse Einschränkungen für die Zwischenkreisspannung U_B bzw. für das Spannungsverhältnis ξ , da diese Parameter die Netzstromform charakterisieren. So existiert für den Boost-Konverter eine untere Schranke für das Spannungsverhältnis, während für den Buck-Konverter eine obere Schranke vorliegt. Beim BuckBoost-Konverter hängt hingegen die Netzstromform nicht von der Zwischenkreisspannung ab und weist stets einen sinusförmigen Verlauf auf. Die maximale Ausgangsspannung eines idealen Boost- und BuckBoost-Konverters unterliegt in der Theorie keiner Limitierung. In der Praxis impliziert jedoch die Spannungsfestigkeit der Komponenten eine obere Grenze. Im Rahmen dieser Arbeit ist dies eine maximale Zwischenkreisspannung von 450 V, die aus der Verfügbarkeit von kommerziell erhältlichen Elektrolytkondensatoren resultiert. Dieser Wert darf auch bei einer Netzüberspannung keinesfalls überschritten werden, sodass sich im europäischen Versorgungsnetz ein

maximales Spannungsverhältnis von $\xi = 1.25$ ergibt. Zusammenfassend stellt Tabelle 5.1 für die drei untersuchten Eingangsstufen auf Basis des Boost-, Buck und BuckBoost-Konverters jeweils den Bereich für das zulässige Spannungsverhältnis ξ gegenüber.

Tabelle 5.1: Bereich des Spannungsverhältnisses ξ für die drei untersuchten Eingangsstufen.

Eingangsstufe	Spannungsverhältnis ξ		U_B für $U_i = 230\text{ V}$	
	Minimum	Maximum	Minimum	Maximum
Boost	1.04	1.25	338 V	407 V
Buck	0	0.84	0 V	273 V
BuckBoost	0	1.25	0 V	407 V

Bei den vorliegenden Betrachtungen wurde vorausgesetzt, dass die Konverter während der kompletten Netzperiode im diskontinuierlichen Betriebsmodus arbeiten. Der normierte Zeitpunkt der Abmagnetisierung $\varepsilon(\varphi)$ nach (5.6), (5.24) und (5.34) muss somit für alle Phasenwinkel φ stets kleiner als eins sein. Der kritischste Fall tritt dabei in der Netzspitze bei $\varphi = \pi/2$ auf. In dieser Hinsicht existiert eine weitere Schranke für das Spannungsverhältnis ξ . Diese Grenze hängt jedoch von der Ausgangsstufe ab, sodass eine Herleitung erst in dem Kapitel des jeweiligen kombinierten Gesamtsystems stattfindet.

5.3 Ausgangsverhalten

Bild 5.17 zeigt das Prinzipschaltbild der Ausgangsstufe. Dabei erfolgt hier noch keine Festlegung auf eine spezielle Topologie, sodass eine allgemeine Schaltzelle mit der Induktivität L_2 , dem Leistungsschalter Q und der Diode D_2 dargestellt ist. Je nach Grundtopologie unterscheidet sich die Schaltzelle bezüglich der Anordnung dieser drei Bauelemente.

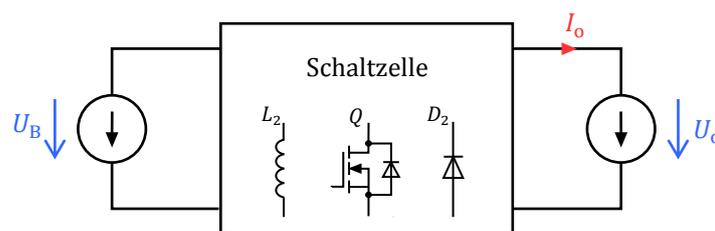


Bild 5.17: Prinzipschaltbild der Ausgangsstufe.

Am Eingang der Schaltzelle liegt die Zwischenkreisspannung U_B an, die für die vereinfachte Analyse als konstant angenommen wird. Der Konverter soll stets im Grenzbetrieb arbeiten. Die Regelung stellt den Ausgangsstrom I_o auf einen konstanten Wert ein. Damit ergibt sich mit einem definierten LED-Strang als Last am Ausgang der Schaltzelle ebenfalls eine konstante Spannung

$$U_o = \frac{P_o}{I_o}, \quad (5.37)$$

wobei der Strang eine konstante elektrische Leistung P_o aufnimmt. Mit festen Spannungen am Ein- und Ausgang des Konverters ist die Schaltfrequenz f_s und der Tastgrad δ bzw. die Einschaltzeit δT_s für jede Hochfrequenzperiode identisch. Tabelle 5.2 listet für die drei Grundtopologien als Ausgangsstufe den Tastgrad des Konverters im Standard-BCM. Tabelle 5.3 führt die zugehörige übertragene Leistung auf. Dabei ist mit der Abkürzung

$$\chi = \frac{U_o}{\hat{u}_i} = \frac{P_o}{\hat{u}_i I_o} \quad (5.38)$$

sowie dem Spannungsverhältnis ξ nach (5.4) neben einer nichtnormierten Darstellung auch eine normierte Schreibweise angegeben. Für die grundlegende Analyse wird die von null verschiedene Dauer des Oszillationsintervalls im erweiterten BCM zunächst nicht betrachtet.

Tabelle 5.2: Tastgrad δ im BCM der drei Grundtopologien in entnormierter und normierter Darstellung.

Ausgangsstufe	Tastgrad δ	
Boost	$(U_o - U_B)/U_o$	$(\chi - \xi)/\chi$
Buck	U_o/U_B	χ/ξ
BuckBoost	$U_o/(U_B + U_o)$	$\chi/(\xi + \chi)$

Tabelle 5.3: Übertragene Leistung P_o im BCM der drei Grundtopologien in entnormierter und normierter Darstellung.

Ausgangsstufe	Leistung P_o	
Boost	$\frac{1}{2L_2 f_s} \frac{U_B^2 (U_o - U_B)}{U_o}$	$\frac{\hat{u}_i^2}{2L_2 f_s} \frac{\xi^2 (\chi - \xi)}{\chi}$
Buck	$\frac{1}{2L_2 f_s} \frac{U_o^2 (U_B - U_o)}{U_B}$	$\frac{\hat{u}_i^2}{2L_2 f_s} \frac{\chi^2 (\xi - \chi)}{\xi}$
BuckBoost	$\frac{1}{2L_2 f_s} \frac{U_B^2 U_o^2}{(U_B + U_o)^2}$	$\frac{\hat{u}_i^2}{2L_2 f_s} \frac{\xi^2 \chi^2}{(\xi + \chi)^2}$

5.4 Topologien

Die vorherigen Kapitel 5.2 und 5.3 betrachten getrennt die drei Grundtopologien als Ein- und Ausgangsstufe des einstufigen Schaltungskonzepts nach Bild 5.2. Im Folgenden werden nun in den einzelnen Unterkapiteln die insgesamt $3^2 = 9$ verschiedenen Kombinationen der beiden Stufen als Gesamtsystem untersucht.

Die DC/DC-Wandler der Ein- und Ausgangsseite nutzen denselben Leistungsschalter, dem die geregelte Ausgangsstufe das Ansteuerschema vorgibt. Der komplette Konverter ist so

zu dimensionieren, dass die Eingangsstufe im Nennbetrieb über die komplette Netzperiode im diskontinuierlichen Betriebsmodus arbeitet und damit eine inhärente Formung des Netzstroms zur Einhaltung der Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 auftritt. Dabei sind die Vorgaben der Zwischenkreisspannung nach Tabelle 5.1 einzuhalten. Die Höhe der Zwischenkreisspannung stellt sich derart ein, dass im Mittel, über eine halbe Netzperiode gesehen, am Kondensator ein Leistungsgleichgewicht auftritt. Die von der Eingangsstufe an die Zwischenkreiskapazität übertragene Leistung muss der von der Ausgangsstufe dort aufgenommenen Leistung entsprechen. Für die Kombinationen der Grundtopologien repräsentiert die Zwischenkreisspannung die Ausgangsspannung für die Eingangsstufe und gleichzeitig die Eingangsspannung für die Ausgangsstufe⁷⁷. Unter der Annahme verlustloser Wandler und verschwindendem Verschiebungsstrom gilt demzufolge

$$P_1 = \frac{1}{2} \hat{u}_i \hat{i}_1 = P_o, \quad (5.39)$$

wobei je nach Realisierung die entsprechende Amplitude der Grundschiwingung von Kapitel 5.2 der Eingangsstufe sowie die entsprechende Leistung der Ausgangsstufe nach Tabelle 5.3 einzusetzen sind. Die Gleichung (5.39) verknüpft das Spannungsverhältnis ξ nach (5.4) und gegebenenfalls das Verhältnis χ nach (5.38) mit dem Verhältnis

$$\Lambda = \frac{L_1}{L_2} \quad (5.40)$$

der Induktivitäten von Ein- und Ausgangsstufe.

5.4.1 Boost-Buck

Bild 5.18 zeigt die Kombination einer Boost-Eingangsstufe mit einer Buck-Ausgangsstufe zu einem einstufigen Boost-Buck-Konverter [255] [256]. Die beiden Stufen teilen sich neben der Zwischenkreiskapazität C_B den Leistungsschalter Q , der die Ströme beider Stufen führen muss. Solange die Eingangsstufe im stationären Betrieb stets im DCM arbeitet, ist die Diode D_3 optional und kann durch einen Leerlauf ersetzt werden. Ein Freilaufen des Spulenstroms der Eingangsseite erfolgt dann über D_1 und D_2 .

Eine Modifikation des Schaltbilds von Bild 5.18 stellt Bild 5.19 dar. Solange für die Eingangsstufe stets ein Betrieb im DCM vorliegt, ist das Verhalten der beiden Topologien identisch. Der LED-Strang befindet sich bei dieser Anordnung auf demselben Bezugspotential wie der MOSFET und das Regel-IC⁷⁸. Falls nötig wird hierdurch die Realisierung einer direkten Messung des Strangstroms mit der zugehörigen Rückführung einfacher. Allerdings liegt die Zwischenkreiskapazität nun nicht mehr auf einem hochfrequenzmäßig ruhigen Potential, sodass die relativ große parasitäre Kapazität des Kondensators gegenüber Erde erhöhte Gleichtaktstörungen hervorrufen könnte.

⁷⁷ Durch die Modifikation bestimmter Konverterkonfigurationen kann zusätzlich zur Zwischenkreisspannung auch die Strangspannung oder die Netzspannung einen Einfluss auf die Stromformen und die übertragene Leistung von Ein- bzw. Ausgangsstufe nehmen. Die betreffenden Kapitel gehen auf diesen Spezialfall gesondert ein.

⁷⁸ Das Regel-IC ist in der Abbildung nicht eingezeichnet.

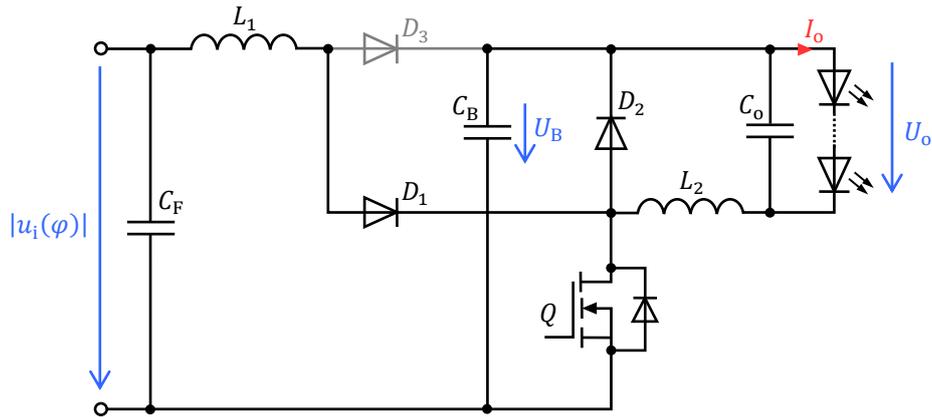


Bild 5.18: Prinzipschaltbild des Boost-Buck-Konverters. Die Diode D_3 ist unter Umständen optional und kann dann durch einen Leerlauf ersetzt werden.

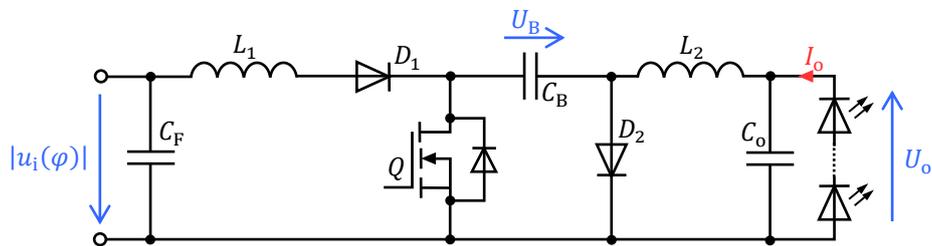


Bild 5.19: Prinzipschaltbild des Boost-Buck-Konverters⁷⁹.

Über das Leistungsgleichgewicht

$$\frac{1}{2} \hat{u}_i \frac{2\hat{u}_i \xi \chi^2}{\pi L_1 f_s \xi^2} \Xi(\xi) = \frac{\hat{u}_i^2 \chi^2 (\xi - \chi)}{2L_2 f_s \xi} \quad (5.41)$$

nach (5.39) mit $\Xi(\xi)$ aus (5.10) ist das sich einstellende Spannungsverhältnis ξ berechenbar. Gemäß der Vereinfachung

$$\frac{2}{\pi} \frac{\Xi(\xi)}{\xi - \chi} = \Lambda \quad (5.42)$$

von (5.41) hängt dieses ausschließlich vom Induktivitätsverhältnis Λ und der normierten Ausgangsspannung χ ab. Insbesondere tritt keine Abhängigkeit von der zu übertragenen Leistung sowie der Schaltfrequenz auf.

Die inhärente Formung des Eingangsstroms zur Reduzierung der Netzharmonischen erfordert einen Betrieb der Boost-Eingangsstufe im diskontinuierlichen Betriebsmodus über die komplette Netzperiode hinweg. Damit muss der normierte Zeitpunkt $\varepsilon(\varphi)$ nach (5.6) für alle Phasenwinkel φ stets kleiner oder gleich eins sein. Der kritische Fall liegt in der Netzspitze bei $\varphi = \pi/2$, da hier die benötigte Zeit zur Abmagnetisierung am größten

⁷⁹ Der Schaltplan in Bild 5.19 besitzt Ähnlichkeiten zum Schaltbild des Čuk-Konverters [267] [268]. Ihm gegenüber verhindert jedoch die Diode D_1 einen negativen Strom durch L_1 . Ebenso handelt es sich bei der Kapazität C_B um einen Energiespeicher, der auf die doppelte Netzfrequenz und nicht auf die Schaltfrequenz ausgelegt ist. Des Weiteren ist hier keine Kopplung der beiden Induktivitäten, wie in [269] beschrieben, möglich.

ist. Um demnach einen Übergang zum kontinuierlichen Modus in der Netzspitze zu vermeiden, muss, gemäß der Auswertung von (5.6) mit dem Tastgrad des Buck-Konverters aus Tabelle 5.2, die normierte Ausgangsspannung stets⁸⁰ der Bedingung

$$\chi \leq \xi - 1 \quad (5.43)$$

genügen⁸¹. Somit ergibt sich mit dem maximalen Spannungsverhältnis ξ von Tabelle 5.1 eine obere Schranke

$$\chi \leq 0.25 \quad (5.44)$$

für die normierte Ausgangsspannung, die mit dieser Konvertertopologie realisiert werden kann. Im europäischen Netz, unter Berücksichtigung einer möglichen Unterspannung, entspricht dies einem Strangspannungsbereich von

$$U_o \leq 73 \text{ V}. \quad (5.45)$$

Größere Strangspannungen als (5.45) benötigen bei einem Betrieb am europäischen Versorgungsnetz eine Zwischenkreisspannung über 450 V. Eine weitere Möglichkeit stellt die Nutzung einer angezapften Spule als Induktivität der Eingangsstufe dar. Diese Modifikation beschreibt das Kapitel im Anhang B.3.5.

Bild 5.20 zeigt graphisch die Verknüpfung des Spannungsverhältnisses ξ mit dem Induktivitätsverhältnis Λ nach (5.42) für vier verschiedene normierte Ausgangsspannungen χ . Mehrere Einschränkungen grenzen einen zulässigen Bereich ein, der in der Grafik grün hinterlegt ist. Eine obere und eine untere Schranke bildet dabei die Limitierung des Spannungsverhältnisses ξ nach Tabelle 5.1. Eine Unterschreitung der unteren Grenze ξ_{\min} verbietet die Oberschwingungsnorm, da anderenfalls der Netzstrom die festgelegten Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 nicht mehr einhält. Dagegen gibt die obere Grenze ξ_{\max} eine Zwischenkreisspannung von 450 V vor, die durch den Einsatz von Bauelementen mit entsprechend höherer Spannungsfestigkeit aber prinzipiell nach oben verschoben werden kann. Nach rechts begrenzt (5.43) den zulässigen Bereich. Hier befindet sich die Eingangsstufe in der Netzspitze mit $\varepsilon(\pi/2) = 1$ gerade zwischen dem diskontinuierlichen und dem kontinuierlichen Betrieb. Die Topologie ermöglicht keine negativen Ausgangsspannungen, sodass die blaue Kurve mit verschwindender Ausgangsspannung $\chi = 0$ den möglichen Betriebsbereich nach links weiter eingrenzt.

Bei gegebener Ausgangsspannung nimmt mit steigendem Induktivitätsverhältnis die Zwischenkreisspannung tendenziell ab. Gleichzeitig steigt dadurch der normierte Abmagnetisierungszeitpunkt des Spulenstroms der Eingangsstufe an (Bild 5.21, links) und erreicht in der Netzspitze an der rechten grauen Begrenzungslinie in Bild 5.20 seinen Maximalwert von eins.

⁸⁰ Entsprechende Toleranzen beim LED-Strang müssen berücksichtigt werden.

⁸¹ Damit ist auch sichergestellt, dass für den erweiterten BCM ein Intervall auftreten kann, bei dem sowohl der MOSFET, als auch die beiden Dioden sperren.

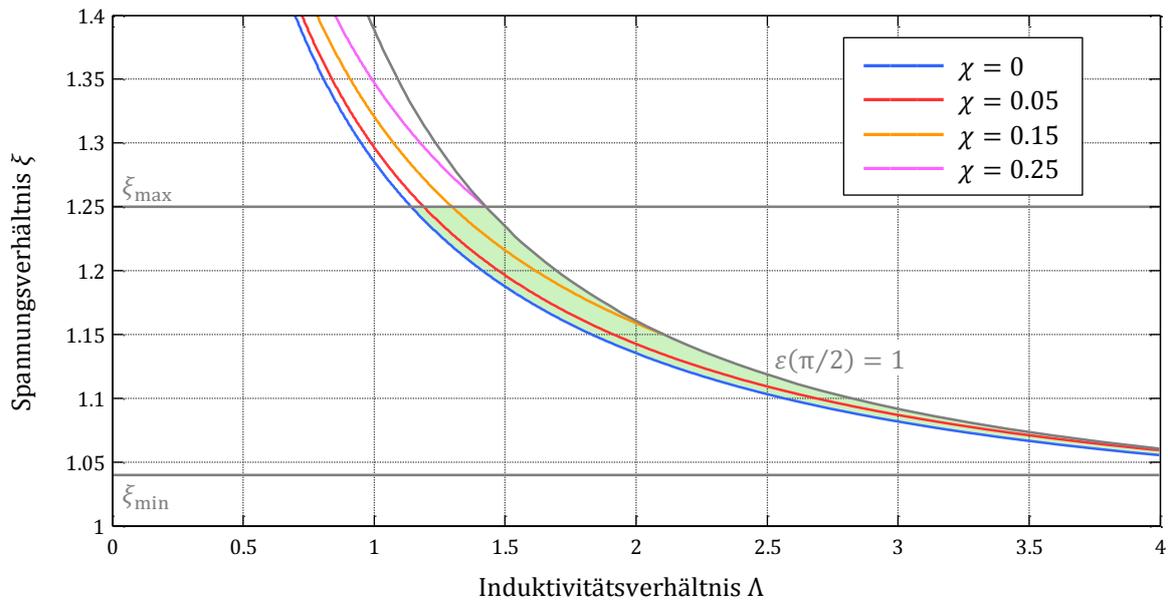


Bild 5.20: Verknüpfung des Spannungsverhältnisses ξ mit dem Induktivitätsverhältnis Λ nach (5.42) für vier verschiedene normierte Ausgangsspannungen χ .

Höhere Induktivitätswerte würden in einem abweichenden Betriebsmodus resultieren, indem die bisher gemachten Herleitungen keine Gültigkeit besitzen. Wie im Anhang B.3.4 gezeigt, gilt es jedoch diesen Betriebsmodus zu vermeiden, da der Netzstrom nicht die Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 einhält. Mit steigendem Abmagnetisierungszeitpunkt sinkt gleichzeitig der auftretende Spitzenstrom in der Boost-Induktivität L_1 (Bild 5.21, rechts). Der maximal auftretende Spulenstrom muss bei der Dimensionierung der Induktivität beachtet werden, um eine Sättigung des Kernmaterials zu verhindern. Demgegenüber hängt der Spitzenstrom der Buck-Induktivität L_2 nicht von der Zwischenkreisspannung ab, sondern er entspricht stets dem doppelten Strangstrom.

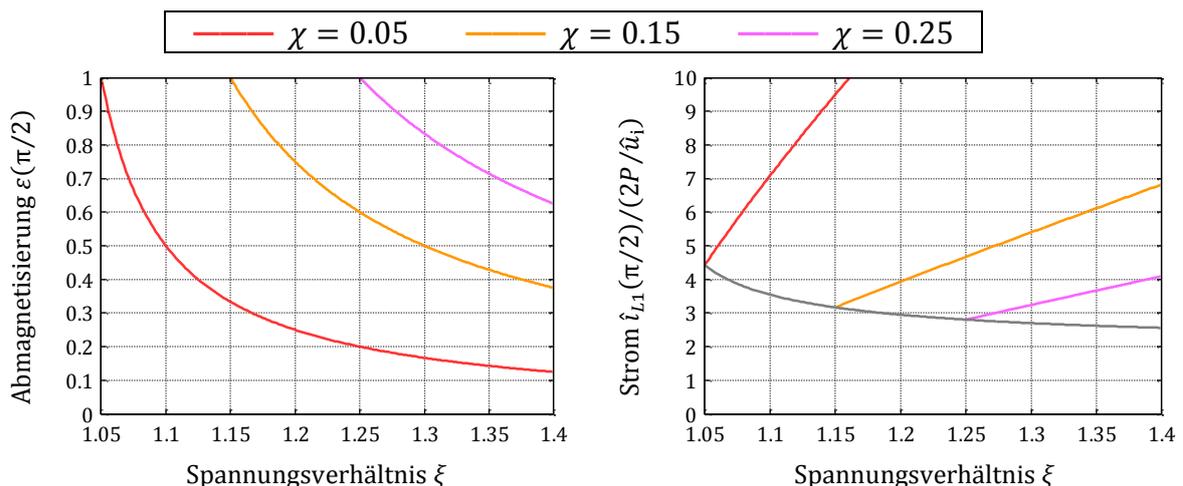


Bild 5.21: Normierter Abmagnetisierungszeitpunkt $\varepsilon(\pi/2)$ in der Netzspitze (links) sowie der dort auftretende, normierte maximale Spulenstrom (rechts) der Eingangsstufe als Funktion des Spannungsverhältnisses ξ für drei normierte Ausgangsspannungen χ .

5.4.2 Buck-Buck

Bild 5.22 zeigt den Schaltplan der Kombination zweier kaskadierter Buck-Konverter zu einem einstufigen Buck-Buck-Konverter. Die Abbildung gilt für eine momentane Netzspannung $u_i(\varphi)$, dessen Betrag gemäß (5.19) über der Zwischenkreisspannung U_B liegt. Für betragsmäßig kleinere Netzspannungen sperrt die Diodenbrücke und die Eingangsspannung an der Filterkapazität C_F folgt nicht mehr der Netzspannung. Von den beiden Entkoppeldioden D_3 und D_4 führt zum selben Zeitpunkt höchstens ein Strom. Ist während des Aufmagnetisierungsintervalls der Strom durch die Eingangsinduktivität L_1 größer als der Strom durch die Ausgangsinduktivität L_2 , so leitet die Diode D_4 und führt den Differenzstrom. Für den umgekehrten Fall leitet hingegen die Diode D_3 den Differenzstrom. Der MOSFET muss dementsprechend nur den höchsten der beiden Spulenströme führen und nicht deren Summe. Übersteigt der Induktivitätsstrom von L_1 im stationären Betrieb niemals den von L_2 , so kann die Diode D_4 durch einen Leerlauf ersetzt werden, ohne dass eine Änderung des Konverterverhaltens stattfindet. Eine Herleitung der zugehörigen Designparameter erfolgt im Laufe dieses Kapitels. Aber auch wenn die Ströme die Bedingung nur für einen Teil der Netzperiode erfüllen, so ist es unter Umständen dennoch möglich auf die Diode D_4 zu verzichten. Die Arbeitsweise des Konverters ändert sich in diesem Intervall aber grundlegend und wird in einer tiefergehenden Analyse innerhalb dieses Kapitels beschrieben. Mit der Verschaltung von zwei Buck-Stufen gilt für den Konverter prinzipiell

$$1 > \xi > \chi. \quad (5.46)$$

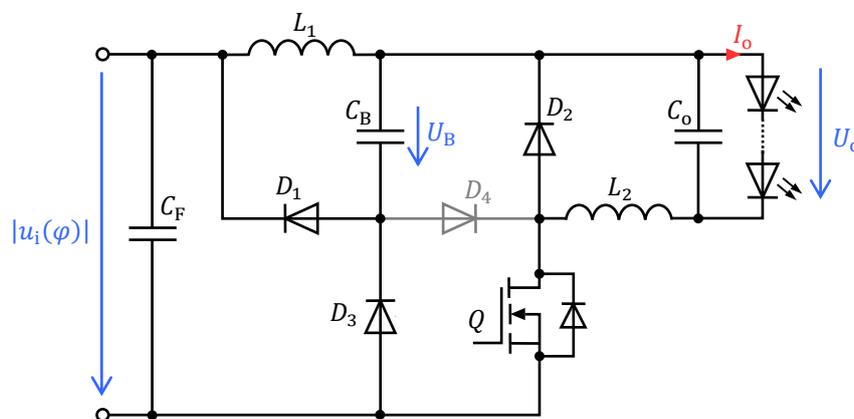


Bild 5.22: Prinzipschaltbild des Buck-Buck-Konverters für $|u_i(\varphi)| > U_B$. Die Diode D_4 ist unter Umständen optional und kann dann durch einen Leerlauf ersetzt werden.

Für den Buck-Buck-Konverter nach Bild 5.22 (mit der Diode D_4) stellt sich unter der Bedingung

$$\frac{2}{\pi} \frac{\Xi(\xi)}{\xi(\xi - \chi)} = \Lambda \quad (5.47)$$

ein Leistungsgleichgewicht an der Zwischenkreiskapazität ein. Dabei ist $\Xi(\xi)$ aus (5.27) einzusetzen. Die Gleichung verknüpft das Induktivitätsverhältnis Λ mit der normierten Zwischenkreis- und Ausgangsspannung. Die Buck-Stufe der Eingangsseite fordert auch im kritischsten Fall an der Netzspitze einen diskontinuierlichen Betrieb, sodass

$$\chi \leq \xi^2 \quad (5.48)$$

erfüllt sein muss. Damit die Oberschwingungen der eingepprägten Netzstromform die Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 einhalten, liegt mit $\xi < 0.84$ eine obere Schranke für das Spannungsverhältnis vor (vgl. Tabelle 5.1). Damit ermöglicht diese Topologie nur normierte Ausgangsspannungen

$$\chi < 0.7. \quad (5.49)$$

Unter Berücksichtigung der minimalen Netzspannung des europäischen Versorgungsnetzes entspricht dies einem maximalen Ausgangsspannungsbereich von

$$U_o < 204 \text{ V}. \quad (5.50)$$

Bild 5.23 stellt die Gleichung für das Leistungsgleichgewicht (5.47) für vier verschiedene Ausgangsspannungen in einer Grafik dar. Der zulässige Betriebsbereich ist dabei grün markiert. Diesen schränkt zum einen eine maximale normierte Zwischenkreisspannung ξ_{\max} gemäß Tabelle 5.1 nach oben und der notwendige diskontinuierliche Betrieb der Eingangsstufe nach rechts ein. Ferner ermöglicht die Topologie keine negativen Ausgangsspannungen, sodass mit $\chi = 0$ eine weitere Begrenzung für den Betriebsbereich existiert.

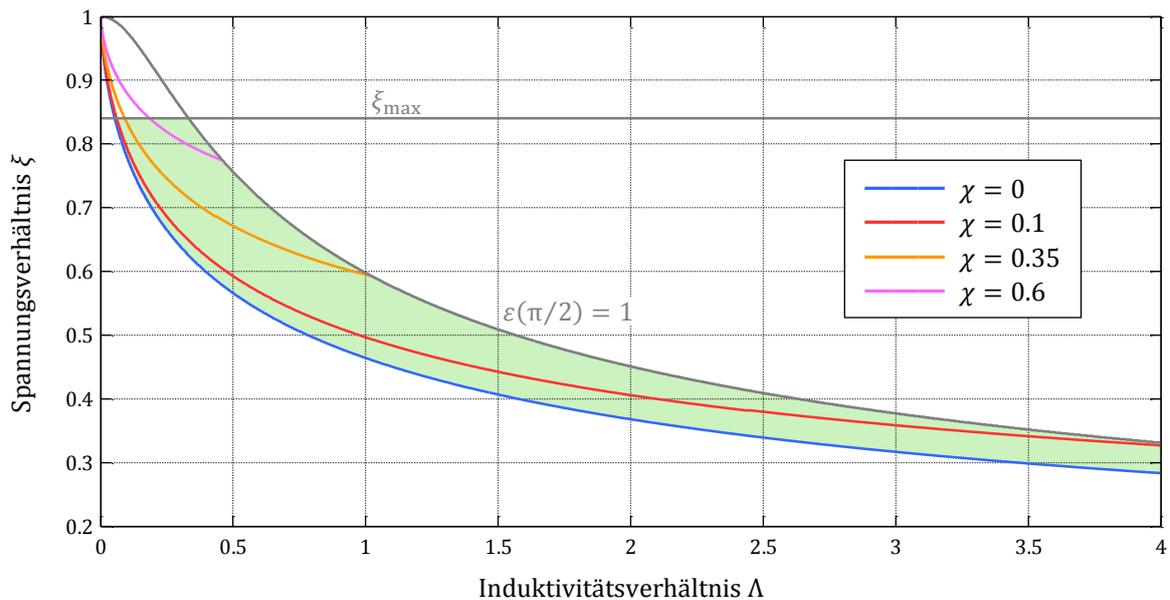


Bild 5.23: Verknüpfung des Spannungsverhältnisses ξ mit dem Induktivitätsverhältnis Λ nach (5.47) für vier verschiedene normierte Ausgangsspannungen χ .

Wie bereits eingangs erwähnt wurde, lässt sich die Diode D_4 , ohne Änderung des Betriebsmodus des Konverters, durch einen Leerlauf ersetzen, wenn im stationären Betrieb der Strom durch die Eingangsinduktivität L_1 stets kleiner als der Strom durch die Ausgangsinduktivität L_2 ist. Der kritischste Fall tritt hierbei in der Hochfrequenzperiode der Netzspitze bei $\varphi = \pi/2$ auf. Zur Herleitung der Randbedingungen sei dazu die dortige Steigung des Stroms im Aufmagnetisierungsintervall von L_1 und L_2 gemäß

$$\frac{1 - \xi}{L_1} < \frac{\xi - \chi}{L_2} \quad (5.51)$$

verglichen. Das Einsetzen des Induktivitätsverhältnisses (5.47) führt zu

$$\frac{1 - \xi}{\xi - \chi} < \frac{L_1}{L_2} = \Lambda = \frac{2}{\pi} \frac{\Xi(\xi)}{\xi(\xi - \chi)}, \quad (5.52)$$

aus der sich die Ungleichung

$$0 < \Xi(\xi) - \frac{\pi}{2} \xi(1 - \xi) \quad (5.53)$$

mit $\Xi(\xi)$ aus (5.27) ableiten lässt. Diese hängt nur noch vom Spannungsverhältnis ξ ab. Die Funktion auf der rechten Seite besitzt im Intervall $0 < \xi < 1$ genau eine Nullstelle. Numerische Methoden errechnen daraus die obere Schranke

$$\xi < 0.41 \quad (5.54)$$

für die normierte Zwischenkreisspannung. Mit diesem Wert können nur noch Ausgangsspannungen bis maximal 50 V realisiert werden.

Ein Entfernen der Diode D_4 im Schaltbild des Buck-Buck-Konverters von Bild 5.22 ermöglicht die veränderte Anordnung der Bauelemente gemäß Bild 5.24, bei der keine Umladung der relativ großen parasitären Kapazität des LED-Strangs gegenüber Erde mit der Schaltfrequenz auftritt. Des Weiteren vereinfacht sich die Regelung des Strangstroms, da bei der Buck-Ausgangsstufe im BCM nach (3.5) der Ausgangsstrom dem halben Spitzenwert des Spulenstroms von L_2 entspricht und der Strom durch L_2 in der Aufmagnetisierungsphase stets durch den MOSFET fließt. Somit entfällt eine separate Messung des Strangstroms mit einer zusätzlichen Rückkopplungsstruktur.

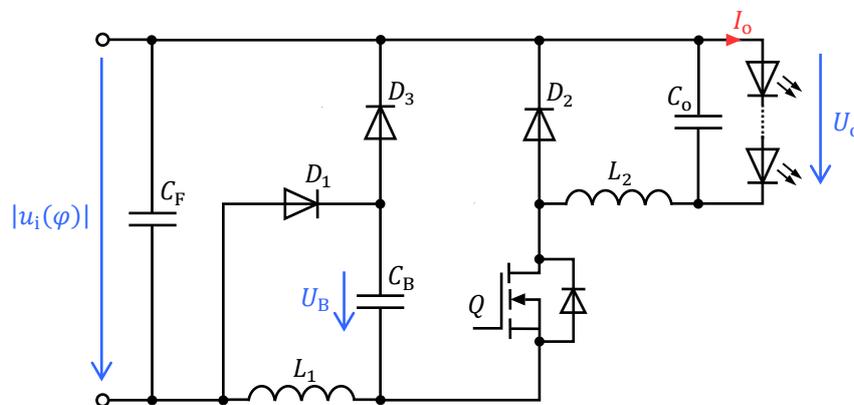


Bild 5.24: Prinzipschaltbild des angepassten Buck-Buck-Konverters für $|u_i(\varphi)| > U_B$.

Im Folgenden sei der Betrieb des Buck-Buck-Konverters von Bild 5.24 betrachtet, bei dem zu einer gegebenen normierten Ausgangsspannung χ , ein derartiges Induktivitätsverhältnis Λ nach (5.47) gewählt wurde, dass die Ungleichung (5.53) nicht mehr erfüllt ist. Da jetzt innerhalb der Netzhalbschwingung ein zusätzliches Intervall auftritt, verlieren die bisher gemachten Betrachtungen ihre Gültigkeit. Die Aufteilung der Netzhalbschwingung in drei Teilbereiche erhöht den Umfang der Analyse des Konverters nun deutlich. Die Rechnungen sind deshalb in den Anhang B.3.6 ausgelagert, sodass der aktuelle Abschnitt nur die wichtigsten Formeln sowie die Ergebnisse vorstellt.

Der zusätzliche dritte Intervallabschnitt innerhalb der Netzhalbschwingung beginnt zum Phasenwinkel

$$\varphi_2 = \text{asin}[w] \quad (5.55)$$

mit

$$w = \Lambda(\xi - \chi) + \xi, \quad (5.56)$$

wenn die Netzspannung einen Wert erreicht, dass in der zugehörigen Hochfrequenzperiode die Steigung des Spulenstroms von L_1 in der Aufmagnetisierungsphase der von L_2 entspricht. Die beiden Spulenströme sind dann gerade gleich groß und der Strom durch die Diode D_3 verschwindet. Für größere Phasenwinkel magnetisiert während der Einschaltphase des MOSFETs die Differenz von Netz- und Ausgangsspannung die Summe der beiden Induktivitäten $L_1 + L_2$ auf. Mit der Buck-Ausgangsstufe im BCM stellt die Regelung, durch Anpassung der Einschaltzeit des MOSFETs, den Spitzenwert der Spulenströme auf den doppelten Strangstrom I_o ein. War vorher die benötigte Einschaltzeit konstant, sinkt diese nun mit steigender Netzspannung. Über die Dioden D_1 und D_2 laufen die Spulenströme getrennt wieder frei. Während die Eingangsinduktivität L_1 ihre gespeicherte Energie in den Zwischenkreiskondensator abgibt, transferiert die Ausgangsinduktivität L_2 ihre gespeicherte Energie in den Ausgangskondensator bzw. zum LED-Strang. Die Spannungen zur Abmagnetisierung sind dabei konstant und mit ihnen auch die benötigten Zeiten, bis die Spulenströme wieder den Wert null erreichen. Insgesamt ändert sich damit in diesem Intervall der Netzperiode die Summe von Ein- und Ausschaltzeit des MOSFETs bzw. die Schaltfrequenz.

Die formelmäßige Beschreibung des Netzstroms für die positive Netzhalbschwingung ist mit

$$i_i(\varphi) = \begin{cases} 0 & \text{für } 0 \leq \varphi < \varphi_1 \\ \frac{P}{\hat{u}_i \Lambda \xi (\xi - \chi)} [\sin(\varphi) - \xi] & \text{für } \varphi_1 \leq \varphi < \varphi_2 \\ \frac{P}{\hat{u}_i \chi (\Lambda + 1) + [\sin(\varphi) - \chi]} & \text{für } \varphi_2 \leq \varphi < \pi/2 \\ i_i(\pi - \varphi) & \text{für } \pi/2 \leq \varphi < \pi \end{cases} \quad (5.57)$$

gegeben. Eine beispielhafte grafische Darstellung des Netzstroms nach (5.57) sowie den Spitzenwert des Spulenstroms der Eingangsinduktivität L_1 zeigt Bild 5.25. Die beiden Ströme sind auf die Stromamplitude der Grundschwingung normiert. Zudem sei auf die unterschiedliche vertikale Achsenskalierung hingewiesen. So liegt der Spitzenwert des Spulenstroms bezüglich einer Hochfrequenzperiode (Bild 5.25, rechts) bei einer Buck-Eingangsstufe prinzipbedingt meist deutlich höher als der mit dem Tastgrad gewichtete Mittelwert des Spulenstroms, der dem Netzstrom (Bild 5.25, links) entspricht. Bei der Dimensionierung der Induktivität ist der hohe Spitzenwert entsprechend zu berücksichtigen.

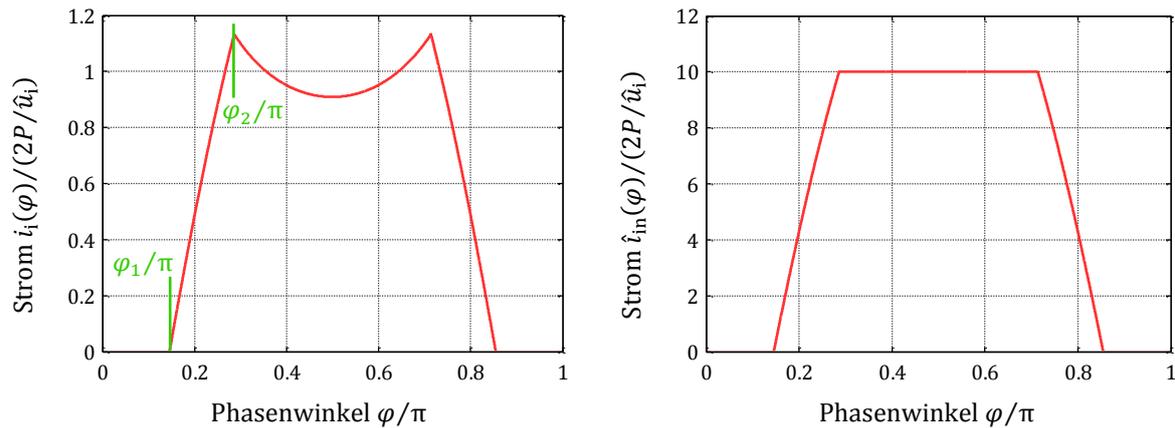


Bild 5.25: Beispielhafter Verlauf ($\Lambda = 1$, $\chi = 0.1$) von Netzstrom (links) nach (5.57) und Spitzenwert des Spulenstroms von L_1 (rechts) für die positive Netzhalbschwingung.

Die Amplitude der Grundschwingung des Netzstroms (5.57) lässt sich mit

$$\hat{i}_1 = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} i_i(\varphi) \cdot \sin(\varphi) d\varphi = \frac{2P}{\hat{u}_i} \frac{2}{\pi} \Xi(\xi, \chi, \Lambda) \quad (5.58)$$

in analytischer Form angeben. Die Lösung $\Xi(\xi, \chi, \Lambda)$ des Integrals hängt dabei vom Induktivitätsverhältnis Λ , der normierten Zwischenkreisspannung ξ und der normierten Ausgangsspannung χ ab. Aufgrund der umfangreichen Darstellung ist $\Xi(\xi, \chi, \Lambda)$ allerdings nicht an dieser Stelle, sondern mit (B.121) und (B.122) im Anhang B.3.6 zu finden. Aus dem Ansatz

$$P = \frac{1}{2} \hat{u}_i \hat{i}_1 = \frac{1}{2} \hat{u}_i \cdot \frac{2P}{\hat{u}_i} \frac{2}{\pi} \Xi(\xi, \chi, \Lambda) \quad (5.59)$$

folgt die Bedingung

$$\Xi(\xi, \chi, \Lambda) - \frac{\pi}{2} = 0 \quad (5.60)$$

für die Parameter ξ , χ und Λ , die das Leistungsgleichgewicht zwischen den beiden Buck-Stufen charakterisiert. So berechnet (5.60) für eine normierte Ausgangsspannung χ die Zwischenkreisspannung ξ , die sich im stationären Betrieb für ein gegebenes Induktivitätsverhältnis Λ einstellt. Eine graphische Auswertung dazu zeigt Bild 5.26. Neben den vier Kurven für unterschiedliche Ausgangsspannungen sind noch vier nummerierte, graue Grenzkurven eingezeichnet. Für eine gegebene Ausgangsspannung existiert mit der Schranke ① ein minimales Induktivitätsverhältnis. Hier gilt $\xi = \chi$. Eine geringere Zwischenkreisspannung verhindert die Buck-Topologie am Ausgang. Eine obere Grenze für das Induktivitätsverhältnis bildet die Kurve ②, bei der die Dauer der Abmagnetisierung der beiden Induktivitäten L_1 und L_2 genau gleich sind. Ein Induktivitätsverhältnis darüber hinaus veranlasst die Eingangsstufe in den kontinuierlichen Betriebsmodus zu wechseln. Des Weiteren findet mit einer durchgezogenen und einer gestrichelten Darstellung der Linien die Unterteilung in zwei Abschnitte statt. Die verschiedenen Linientypen zeigen an, ob die Oberschwingungen der Netzstromform die tabellarischen Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 einhalten (durchgezogen) oder nicht (gestrichelt). Die beiden Bereiche trennt die graue Kurve ③. An der Schranke ④, bei einem Spannungsverhältnis ξ gemäß

der Grenze von (5.54), sind die Steigungen der Spulenströme von L_1 und L_2 während der Aufmagnetisierungsphase innerhalb der Hochfrequenzperiode in der Netzspitze gleich und der Buck-Buck-Konverter ändert sein Betriebsverhalten. Für eine gegebene, normierte Ausgangsspannung χ tritt für kleinere Induktivitätswerte Λ , bezüglich dem Schnittpunkt der Kurve mit der Schranke ④, das zusätzliche, dritte Netzintervall bei $\varphi_2 \leq \varphi < \pi/2$ auf und es stellt sich ein Leistungsgleichgewicht bei (5.60) ein. Hingegen reicht für größere Induktivitätswerte die Aufteilung der Netzstromform in zwei Teilintervalle und es gilt die Gleichgewichtsgleichung (5.47). Die Kurven sind hier mit denen von Bild 5.23 identisch.

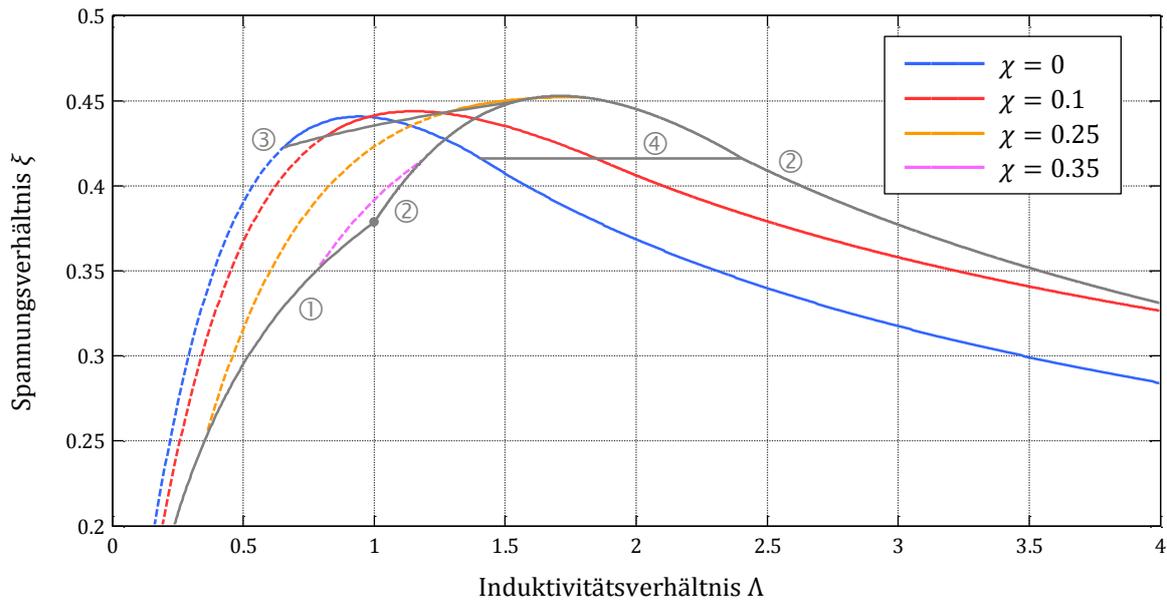


Bild 5.26: Verknüpfung des Spannungsverhältnisses ξ mit dem Induktivitätsverhältnis Λ nach (5.47) und (5.60) für vier verschiedene normierte Ausgangsspannungen χ .

Die verschiedenen Grenzen mit ihrer Kurzbeschreibung in Tabelle 5.4 stellt nochmals Bild 5.27 dar. Das maximale Induktivitätsverhältnis (Grenze ②) und das minimale Induktivitätsverhältnis (Grenze ③) spannen in der Grafik einen möglichen Betriebsbereich (grün markiert) auf. Die Grenze ① besitzt dafür keine Relevanz. Die Kurve ④ unterteilt den Betriebsbereich. Unterhalb tritt ein zusätzliches, drittes Netzintervall $\varphi_2 \leq \varphi < \pi/2$ auf, während oberhalb stets (5.51) gilt.

Tabelle 5.4: Übersicht der Grenzen von Bild 5.27. Die zweite Spalte gibt an, ob das Induktivitätsverhältnis Λ für gültige Konverterkonfigurationen oberhalb (Minimum) oder unterhalb (Maximum) der entsprechenden Grenze liegen muss.

Grenze	Min/Max bzgl. Λ	Beschreibung
①	Minimum	Spannungsverhältnisse gleich, $\xi = \chi$
②	Maximum	Abmagnetisierungszeit von L_1 und L_2 gleich
③	Minimum	Oberschwingungsnorm gerade noch erfüllt
④	Minimum	Gerade noch zwei Netzintervalle vorhanden

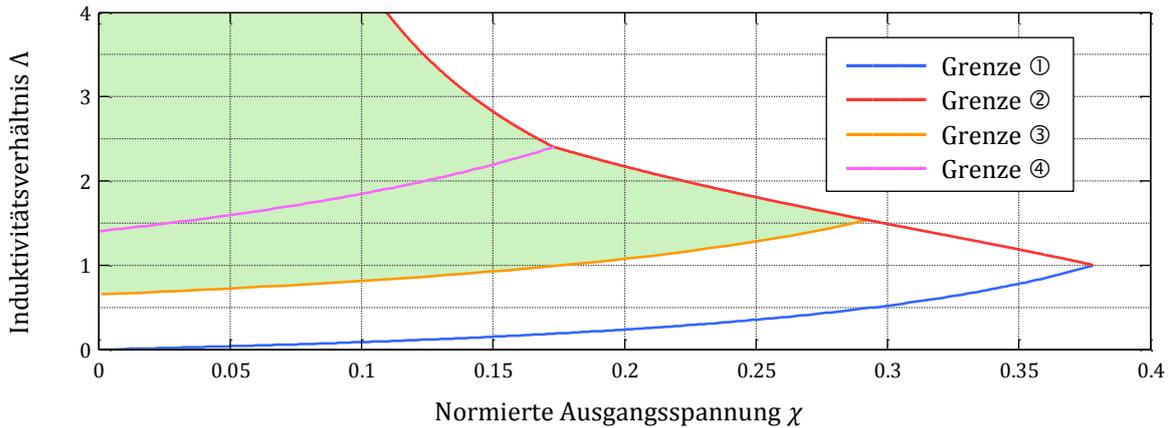


Bild 5.27: Darstellung der Grenzen ①-④ (vgl. Bild 5.26) des Induktivitätsverhältnisses Λ in Abhängigkeit der normierten Ausgangsspannung χ . Eine kurze Beschreibung der Grenzen listet Tabelle 5.4. Die rosa Kurve unterteilt den Betriebsbereich. Während einer halben Netzhalbschwingung treten oberhalb zwei und unterhalb drei Intervalle auf.

Aus Bild 5.27 ist an dem Schnittpunkt von Grenze ② und Grenze ③ mit $\chi = 0.29$ das mögliche Maximum der normierten Ausgangsspannung des Konverters von Bild 5.24 ablesbar. Entnormiert entspricht dies einer maximalen Strangspannung von rund 85 V.

5.4.3 BuckBoost-Buck

Die Kombination einer BuckBoost-Eingangsstufe mit einer Buck-Ausgangsstufe zeigt Bild 5.28. Während der Einschaltzeit des MOSFETs magnetisiert die gleichgerichtete Netzspannung die Eingangsinduktivität L_1 auf, während über der Ausgangsinduktivität L_2 die Differenz von Zwischenkreisspannung und Ausgangsspannung anliegt. Die Ströme beider Stufen fließen dabei durch den MOSFET. Beim Abmagnetisierungsvorgang läuft der Spulenstrom von L_2 über die Diode D_2 frei. Mit der Diode D_3 in Sperrrichtung, erfolgt der Abmagnetisierungsvorgang der Induktivität L_1 über die Diode D_1 und nicht ebenfalls über D_2 . Die Diode D_4 verhindert nach dem Abmagnetisierungsvorgang der Eingangsinduktivität L_1 einen Stromfluss in die entgegengesetzte Richtung, da je nach Konfiguration von Netz- und Zwischenkreisspannung die Diode D_3 im anschließenden Intervall der Hochfrequenzperiode unter Umständen nicht mehr sperrt. Der LED-Strang befindet sich auf einem hochfrequenzmäßig ruhigen Potential gegenüber Erde. Der Zwischenkreiskondensator allerdings nicht.

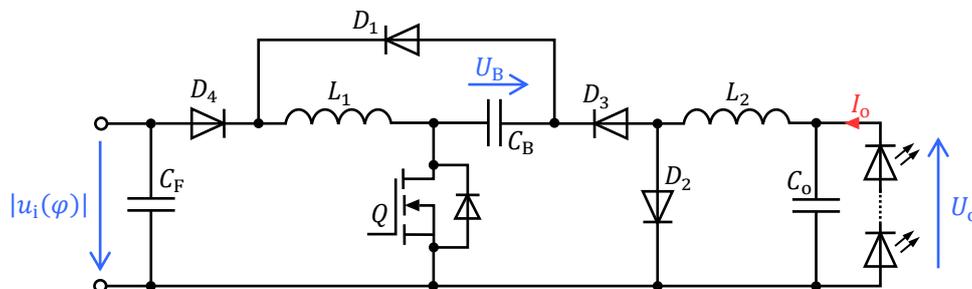


Bild 5.28: Prinzipschaltbild des BuckBoost-Buck-Konverters.

Das Aufstellen des Leistungsgleichgewichts zwischen der Ein- und Ausgangsstufe liefert mit

$$\frac{1}{2} \frac{1}{\xi(\xi - \chi)} = \Lambda \quad (5.61)$$

die Verknüpfung des Induktivitätsverhältnisses Λ mit dem Spannungsverhältnis ξ und der normierten Ausgangsspannung χ .

Damit die BuckBoost-Eingangsstufe stets im DCM arbeitet, muss die normierte Ausgangsspannung gemäß

$$\chi \leq \frac{\xi^2}{\xi + 1} \quad (5.62)$$

unter einer Schranke liegen, die vom normierten Spannungsverhältnis ξ abhängt. Eine feste Ausgangsspannung erfordert demnach eine normierte Zwischenkreisspannung

$$\xi \geq \frac{1}{2} \left[\sqrt{\chi(\chi + 4)} + \chi \right]. \quad (5.63)$$

Die Funktion (5.62) ist für positive ξ streng monoton steigend. Mit der Limitierung des Spannungsverhältnisses nach Tabelle 5.1 errechnet sich der Bereich der normierten Ausgangsspannung für diese Konvertertopologie zu

$$\chi < 0.69. \quad (5.64)$$

Im kritischsten Fall einer Unterspannung im europäischen Versorgungsnetz entspricht (5.64) einem maximalen Strangspannungsbereich von

$$U_o < 201 \text{ V}. \quad (5.65)$$

Die Verknüpfung des Induktivitätsverhältnisses Λ mit dem Spannungsverhältnis ξ nach (5.61) stellt Bild 5.29 dar.

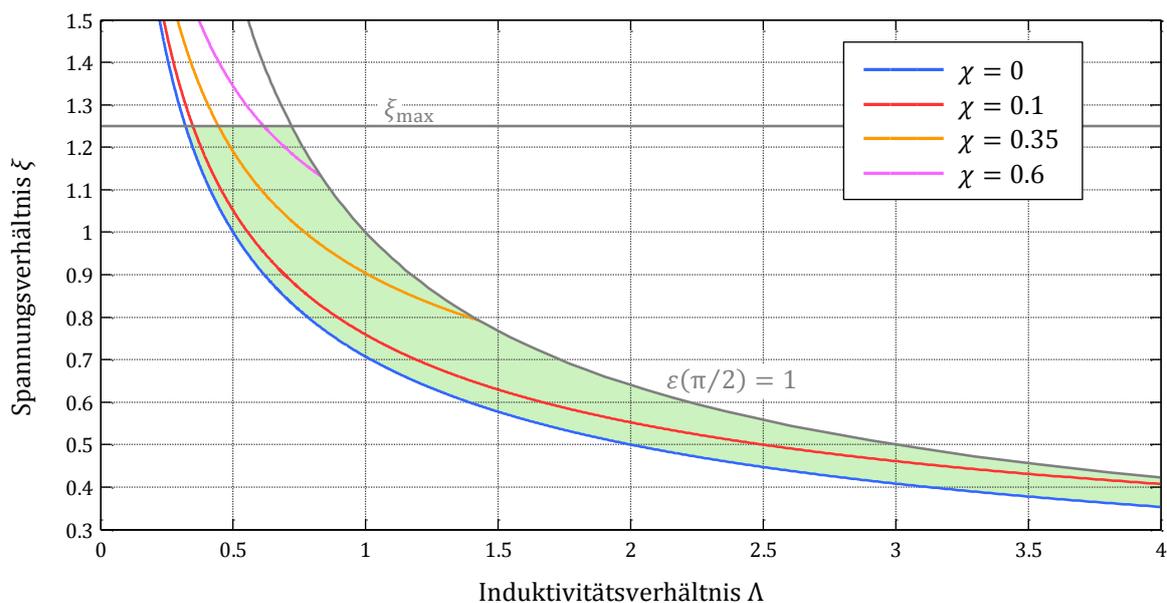


Bild 5.29: Verknüpfung des Spannungsverhältnisses ξ mit dem Induktivitätsverhältnis Λ nach (5.61) für vier verschiedene normierte Ausgangsspannungen χ .

Der vom Konverter abdeckbare Betriebsbereich ist darin grün markiert und wird nach oben durch das maximale Spannungsverhältnis ξ_{\max} nach Tabelle 5.1 und nach rechts mit $\varepsilon(\pi/2 = 1)$ durch den notwendigen diskontinuierlichen Betriebsmodus der Eingangsstufe gemäß (5.62) begrenzt.

5.4.4 Boost-BuckBoost

Bild 5.30 zeigt das Schaltbild des Boost-BuckBoost-Konverters, bestehend aus einer Boost-Eingangsstufe und einer BuckBoost-Ausgangsstufe. Das Schaltbild leitet sich mit der Vertauschung der Positionen von L_2 und D_2 aus dem Boost-Buck-Konverter von Bild 5.18 ab. Es ist allerdings auf die nun umgekehrte Ausgangspolarität zu achten. Die Diode D_3 ist theoretisch optional. Ohne die Diode tritt jedoch eine Verkopplung der beiden Stufen auf, bei der die Strangspannung einen Einfluss auf die Eingangsstromform ausübt. Es erfolgt die Betrachtung der Schaltung mit der Diode D_3 . In diesem Fall läuft über sie und dem Zwischenkreis der eingangsseitige Spulenstrom frei.

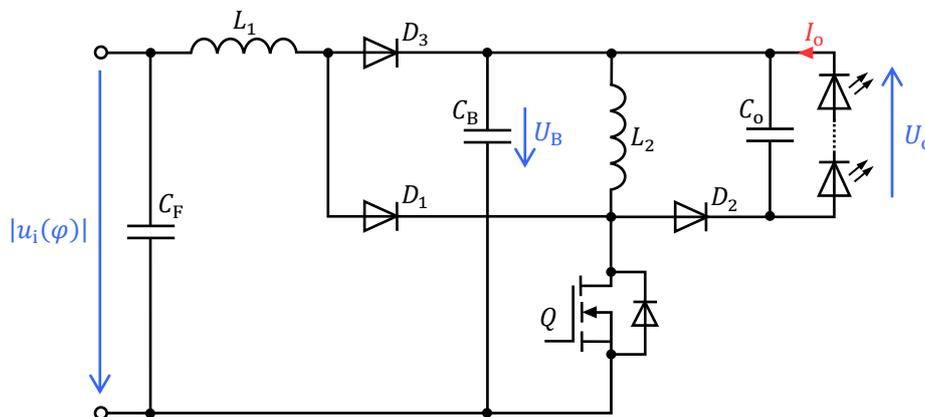


Bild 5.30: Prinzipschaltbild des Boost-BuckBoost-Konverters.

Die sich einstellende Spannung an der Zwischenkreiskapazität hängt gemäß

$$\frac{2}{\pi} \frac{\Xi(\xi)}{\xi} = \Lambda, \quad (5.66)$$

mit $\Xi(\xi)$ von (5.10), lediglich vom Induktivitätsverhältnis Λ ab.

Für einen Betrieb der Boost-Eingangsstufe im DCM muss unter allen Umständen die Ungleichung

$$\chi \leq \xi(\xi - 1) \quad (5.67)$$

bzw. davon abgeleitet

$$\xi \geq \frac{1}{2} [\sqrt{4\chi + 1} + 1] \quad (5.68)$$

erfüllt sein. Damit ergibt sich mit dem maximalen Spannungsverhältnis ξ aus Tabelle 5.1 eine obere Grenze

$$\chi < 0.31 \quad (5.69)$$

für die normierte Ausgangsspannung. Unter Berücksichtigung der minimalen Netzspannung ermöglicht diese Topologie demnach Strangspannungen im Bereich

$$U_o < 90 \text{ V.} \quad (5.70)$$

Die Beziehung zwischen dem Induktivitätsverhältnis Λ und dem Spannungsverhältnis ξ nach (5.66) stellt die Grafik in Bild 5.31 dar. Die Kurven für unterschiedliche Ausgangsspannungen liegen übereinander, da (5.66) keine Abhängigkeit von ihr aufweist. Jedoch erfordert der Betrieb der Eingangsstufe im DCM für eine gegebene Ausgangsspannung einen minimalen Wert der Zwischenkreisspannung gemäß der Ungleichung (5.68). Eine graphische Auswertung bezüglich der normierten Größen zeigt Bild 5.32. Zusätzlich existiert ein maximales Spannungsverhältnis ξ_{\max} gemäß Tabelle 5.1.

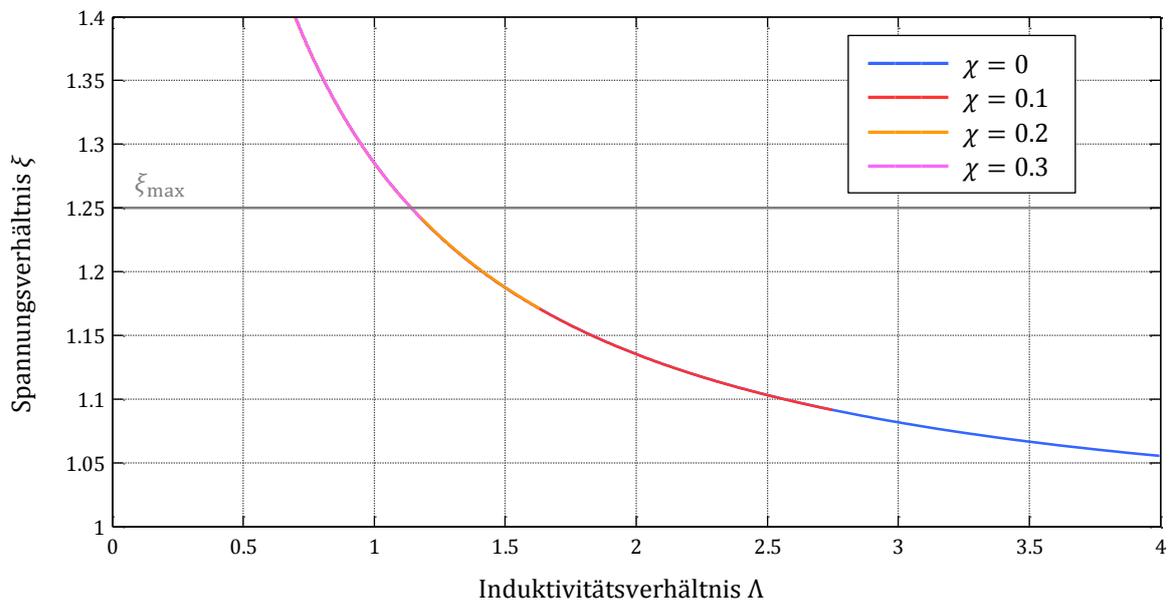


Bild 5.31: Verknüpfung des Spannungsverhältnisses ξ mit dem Induktivitätsverhältnis Λ nach (5.66) für eine normierte Ausgangsspannung gemäß (5.67).

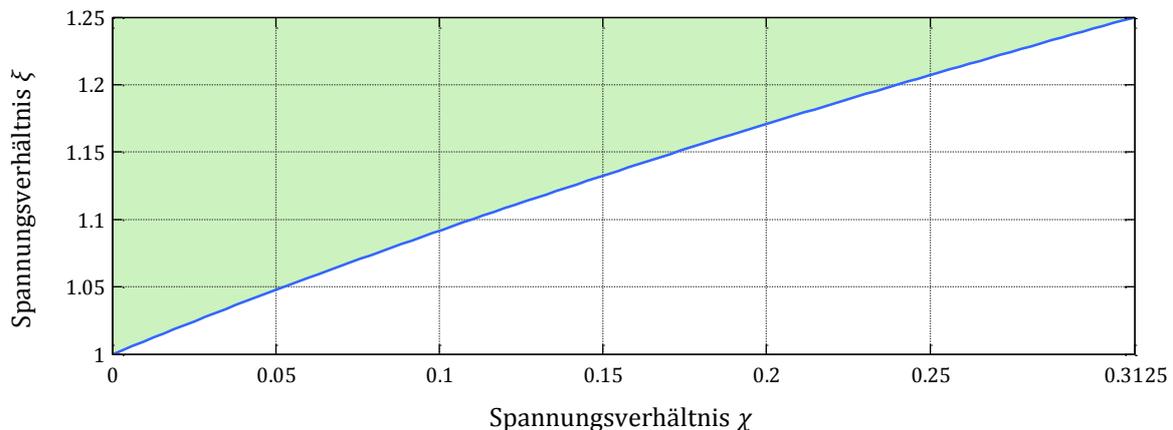


Bild 5.32: Minimales Spannungsverhältnis ξ für ein Spannungsverhältnis χ nach (5.68).

5.4.5 Buck-BuckBoost

Bild 5.33 zeigt die Kombination einer Buck-Eingangsstufe mit einer BuckBoost-Ausgangsstufe zu einem Buck-BuckBoost-Konverter. Das Schaltbild gilt während dem Leitintervall der Diodenbrücke, wenn der Betrag der momentanen Netzspannung $|u_i(\varphi)|$ oberhalb der Zwischenkreisspannung U_B liegt. Der Konverter ähnelt dem Buck-Buck-Konverter von Kapitel 5.4.2 bzw. Bild 5.22. Der Unterschied im Schaltbild liegt an den vertauschten Positionen von L_2 und D_2 sowie an der umgekehrten Polarität der Ausgangsspannung. Wie auch beim Buck-Buck-Konverter kann unter Umständen auf die Diode D_4 verzichtet werden.

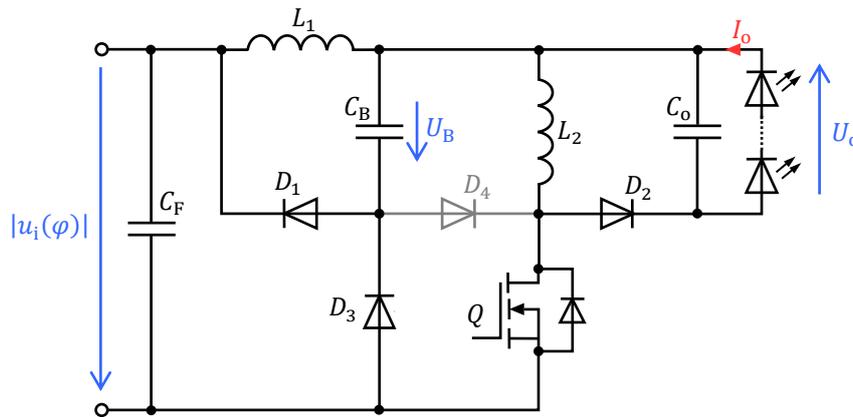


Bild 5.33: Prinzipschaltbild des Buck-BuckBoost-Konverters für $|u_i(\varphi)| > U_B$. Die Diode D_4 ist unter Umständen optional und kann dann durch einen Leerlauf ersetzt werden.

An der Zwischenkreiskapazität herrscht für

$$\frac{2 \Xi(\xi)}{\pi \xi^2} = \Lambda \quad (5.71)$$

ein über die Netzhalfschwingung gemitteltes Leistungsgleichgewicht. Dieses hängt nur vom Induktivitätsverhältnis Λ und dem Spannungsverhältnis ξ , aber nicht von der Ausgangsspannung ab. Um einen Übergang der Buck-Eingangsstufe vom DCM in den CCM im kritischsten Fall bei der Netzspitzenspannung zu vermeiden, muss für die normierte Ausgangsspannung und die normierte Zwischenkreisspannung die Ungleichung

$$\chi \leq \frac{\xi^2}{1 - \xi} \quad (5.72)$$

bzw.

$$\xi \geq \frac{1}{2} \left[\sqrt{\chi(\chi + 4)} - \chi \right] \quad (5.73)$$

erfüllt sein. Die Funktion auf der rechten Seite von (5.72) steigt im Intervall $0 < \xi < 1$ streng monoton. Mit dem maximalen Spannungsverhältnis ξ für eine Buck-Eingangsstufe nach Tabelle 5.1 errechnet sich für diese Konvertertopologie ein maximaler normierter Ausgangsspannungsbereich

$$\chi < 4.41. \quad (5.74)$$

Praktisch gesehen stellt dies allerdings aufgrund des hohen Werts kaum eine Einschränkung dar. Vielmehr ist bei dieser Topologie vor allem auf die nötige Sperrfähigkeit der Leistungshalbleiter zu achten. So muss vor allem der MOSFET die mitunter hohe Summe aus Netzspitzenspannung, Zwischenkreisspannung und Ausgangsspannung sperren können (vgl. Tabelle B.14). Die Gleichung für das Leistungsgleichgewicht (5.71) stellt Bild 5.34 dar. Da sie keine Abhängigkeit von der normierten Ausgangsspannung χ besitzt, liegen die abgebildeten Kurvenscharen für unterschiedliche χ übereinander. Jedoch muss an jedem Punkt die Ungleichung (5.72) bzw. (5.73) erfüllt sein, sodass für jede Ausgangsspannung ein minimaler Wert für die Zwischenkreisspannung existiert. Diese Verknüpfung bezüglich der normierten Größen zeigt nochmals graphisch Bild 5.35. Gemäß der Tabelle 5.1 schränkt ein ξ_{\max} den erlaubten Betriebsbereich ein.

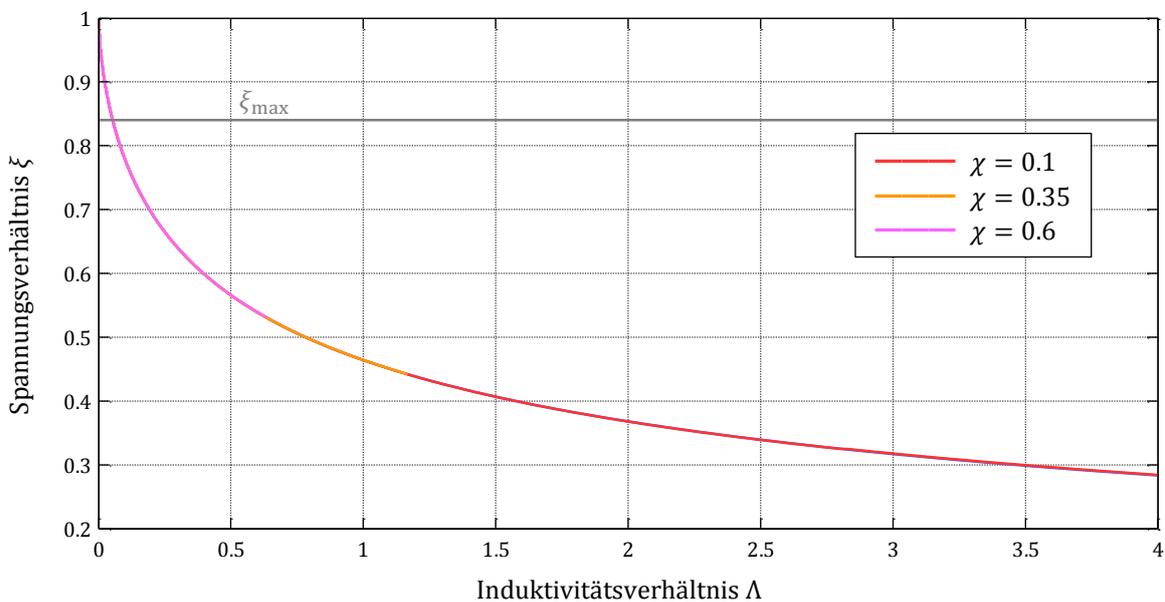


Bild 5.34: Verknüpfung des Spannungsverhältnisses ξ mit dem Induktivitätsverhältnis Λ nach (5.71) für eine normierte Ausgangsspannung gemäß (5.72).

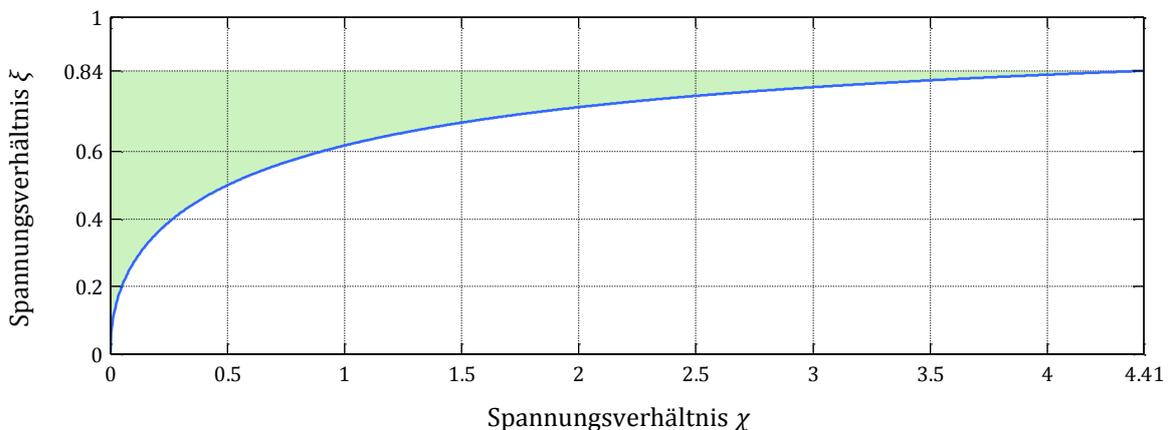


Bild 5.35: Minimales Spannungsverhältnis ξ für ein Spannungsverhältnis χ nach (5.73).

Wie bereits beim Buck-Buck-Konverter erläutert, kann auch beim Buck-BuckBoost-Konverter die Diode D_4 für gewisse Spannungsverhältnisse ξ durch einen Leerlauf ersetzt werden, ohne dass sich die Funktionsweise des Konverters ändert. Der gleiche Ansatz

über den Vergleich der Steigungen der Spulenströme im Aufmagnetisierungsintervall von L_1 und L_2 gemäß

$$\frac{1 - \xi}{L_1} < \frac{\xi}{L_2} \quad (5.75)$$

führt zur identischen Ungleichung (5.53). Damit decken sich mit (5.54) die oberen Grenzen für das Spannungsverhältnis ξ vom Buck-Buck-Konverter nach Bild 5.22 und vom Buck-BuckBoost-Konverter nach Bild 5.33. Die maximale Ausgangsspannung liegt nach (5.72) entsprechend bei 82 V. Das Entfernen der Diode D_4 ermöglicht eine Neuordnung der Bauelemente gemäß Bild 5.36.

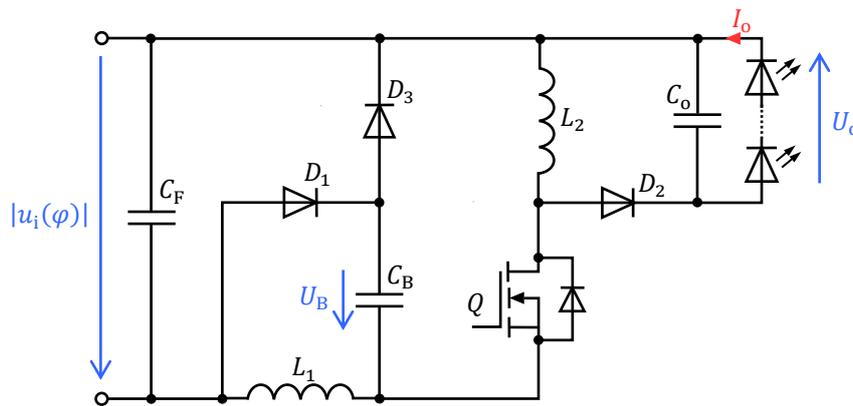


Bild 5.36: Prinzipschaltbild des angepassten Buck-BuckBoost-Konverters für $|u_i(\varphi)| > U_B$.

5.4.6 BuckBoost-BuckBoost

Im Prinzipschaltbild von Bild 5.37 sind zwei BuckBoost-Konverter zu einem einstufigen BuckBoost-BuckBoost-Konverter zusammengefügt. Es leitet sich direkt vom Schaltbild des BuckBoost-Buck-Konverters Bild 5.28 durch die Vertauschung der Positionen von L_2 und D_2 ab, wobei zusätzlich die Ausgangspolarität wechselt. Neben den zwei Freilaufdioden D_1 für die Induktivität L_1 und D_2 für die Induktivität L_2 werden zwei zusätzliche Dioden D_3 und D_4 für die zweckmäßige Funktion des Konverters benötigt. Diese stellen sicher, dass die beiden Induktivitäten stets ihre zugeordneten Freilaufdioden nutzen.

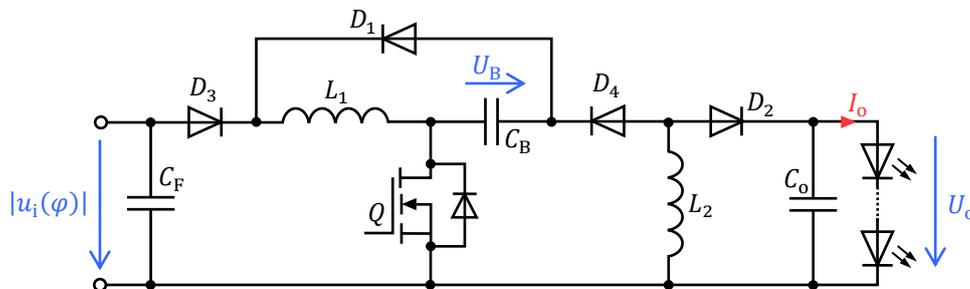


Bild 5.37: Prinzipschaltbild des BuckBoost-BuckBoost-Konverters.

Die Auswertung des Leistungsgleichgewichts der beiden Stufen ergibt die Beziehung

$$\frac{1}{2} \frac{1}{\xi^2} = \Lambda \quad (5.76)$$

zwischen dem Induktivitätsverhältnis Λ und dem Spannungsverhältnis ξ . Gegenüber den bisherigen Topologien hängt die Zwischenkreisspannung nicht mehr von der Ausgangsspannung, sondern nur noch vom Induktivitätsverhältnis ab.

Für einen durchgehenden Betrieb der Eingangsstufe im DCM muss die Ungleichung

$$\chi < \xi^2 \quad (5.77)$$

erfüllt sein. Damit ermöglicht die Topologie prinzipiell Ausgangsspannungen bis hin zu rund 500 V.

Bild 5.38 zeigt eine graphische Darstellung der Verknüpfung von (5.76). Da diese nicht von der normierten Ausgangsspannung χ abhängt, liegen die Kurven für verschiedene Ausgangsspannungen übereinander. Jedoch existiert gemäß (5.77) für ein gegebenes Spannungsverhältnis χ eine minimale normierte Zwischenkreisspannung ξ , um einen Betrieb der Eingangsstufe im DCM sicherzustellen. Diese minimal notwendige Zwischenkreisspannung nach (5.77) stellt Bild 5.39 nochmals in einer separaten Grafik dar. Zudem tritt eine obere Beschränkung der normierten Zwischenkreisspannung ξ_{\max} gemäß Tabelle 5.1 auf.

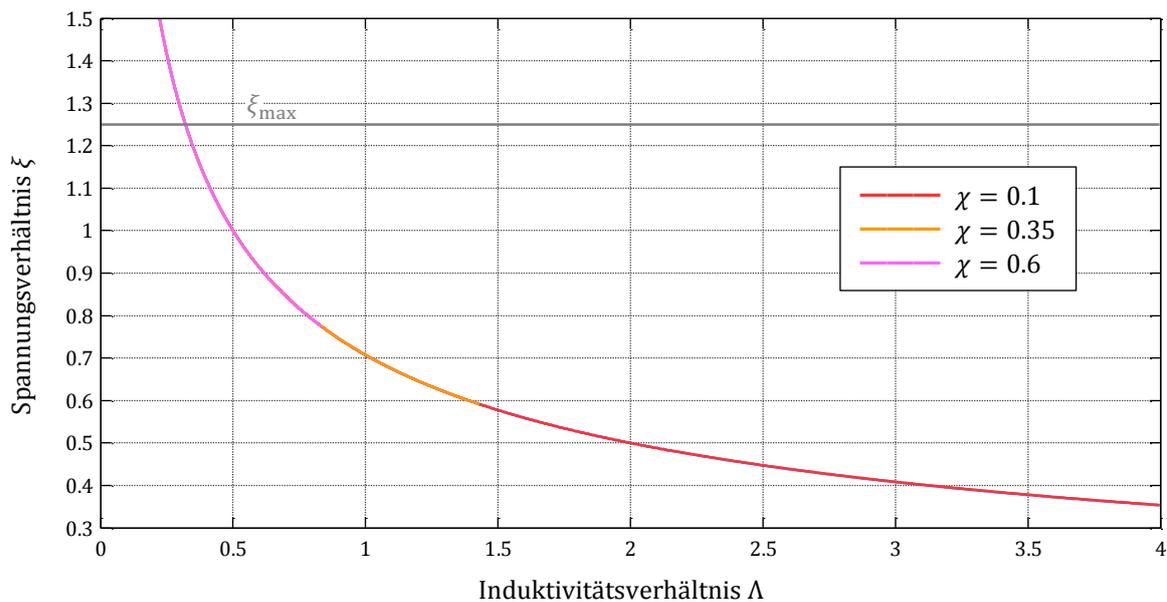


Bild 5.38: Verknüpfung des Spannungsverhältnisses ξ mit dem Induktivitätsverhältnis Λ nach (5.76) für eine normierte Ausgangsspannung gemäß (5.77).

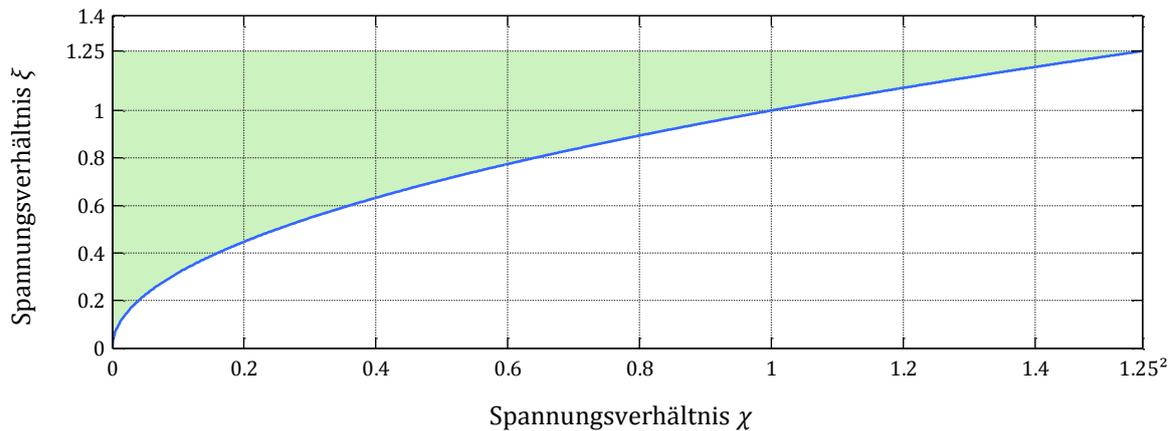


Bild 5.39: Minimales Spannungsverhältnis ξ für ein Spannungsverhältnis χ nach (5.77).

5.4.7 Boost-Boost

Die Kombination von zwei Boost-Konvertern zu einem einstufigen Boost-Boost-Konverter zeigt das vereinfachte Schaltbild in Bild 5.40. Die Zwischenkreiskapazität C_B , der Leistungsschalter Q und der LED-Strang besitzen ein gemeinsames Bezugspotential. Die Diode D_3 entkoppelt die beiden Stufen voneinander. Für den Konverter gilt prinzipiell

$$1 < \xi < \chi. \quad (5.78)$$

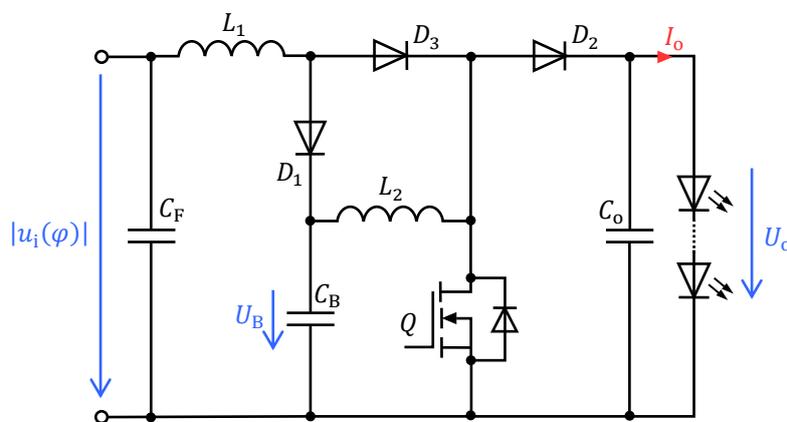


Bild 5.40: Prinzipschaltbild des Boost-Boost-Konverters.

Die Verknüpfung des Spannungsverhältnisses ξ mit dem Induktivitätsverhältnis Λ und der normierten Ausgangsspannung χ gibt die Gleichung

$$\frac{2\chi - \xi}{\pi \xi \chi} \Xi(\xi) = \Lambda \quad (5.79)$$

an, wobei $\Xi(\xi)$ von (5.10) einzusetzen ist. Sie leitet sich aus dem Leistungsgleichgewicht zwischen den beiden Konverterstufen bezüglich einer Netzhalbschwingung gemäß (5.39) ab. Die normierte Ausgangsspannung muss die Ungleichung

$$\chi \leq \xi^2 \quad (5.80)$$

erfüllen, damit die Eingangsstufe stets im DCM arbeitet. Damit errechnet sich mit den minimalen und maximalen Spannungsverhältnissen von Tabelle 5.1 ein realisierbarer Bereich

$$1.04 < \chi < 1.56 \quad (5.81)$$

für die normierte Ausgangsspannung χ .

Bild 5.41 zeigt graphisch die Verknüpfung (5.79). Es ist zu beachten, dass gegenüber den bisherigen Grafiken der dargestellte Bereich für das Induktivitätsverhältnis Λ geringer ausfällt. Der Betriebsbereich des Boost-Boost-Konverters ist grün hervorgehoben. Innerhalb gelten die Ungleichungen (5.80) und (5.81).

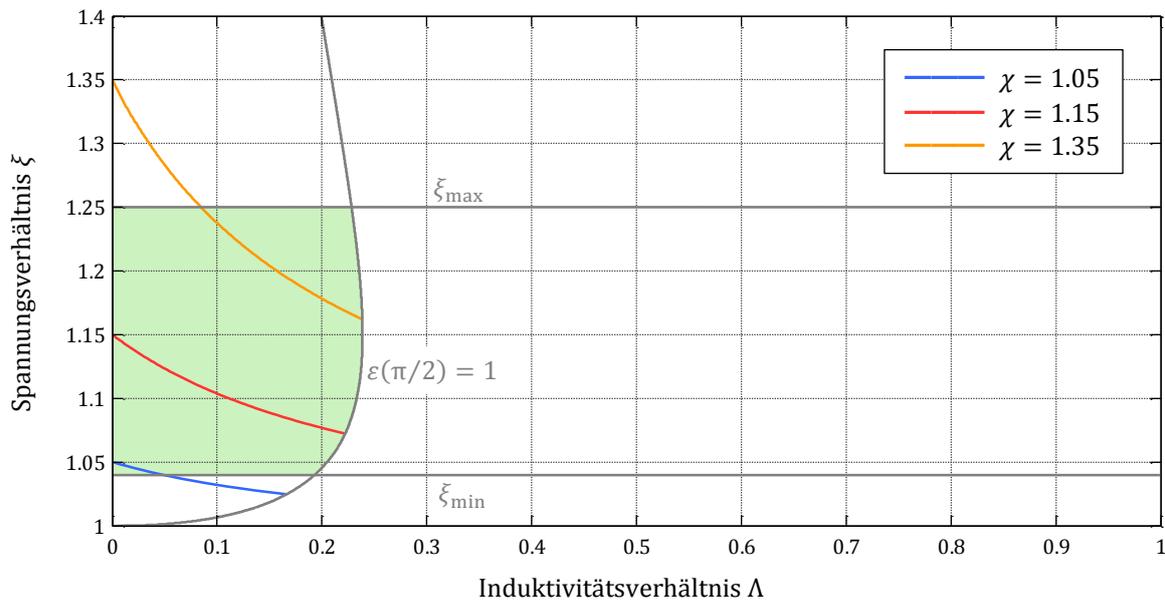
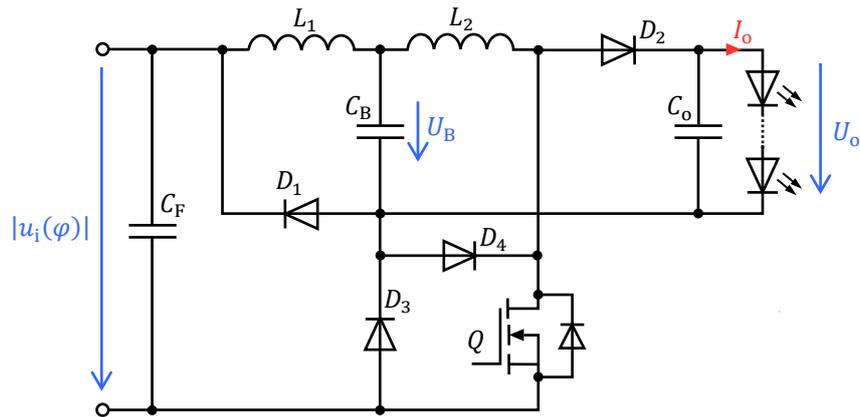


Bild 5.41: Verknüpfung des Spannungsverhältnisses ξ mit dem Induktivitätsverhältnis Λ nach (5.79) für drei verschiedene normierte Ausgangsspannungen χ .

5.4.8 Buck-Boost

Mit der Kombination einer Buck-Eingangsstufe mit einer Boost-Ausgangsstufe ergibt sich der Buck-Boost-Konverter nach Bild 5.42. Das Schaltbild gilt für den Fall, dass der Betrag der momentanen Netzspannung gemäß (5.19) über der Zwischenkreisspannung U_B liegt. Andernfalls sperrt die eingangsseitige Diodenbrücke und die Eingangsspannung der Schaltzelle folgt nicht mehr der gleichgerichteten Netzspannung. Das Verhalten der beiden Entkoppeldioden D_3 und D_4 entspricht denen des Buck-Buck-Konverters von Kapitel 5.4.2 bzw. des Buck-BuckBoost-Konverters von Kapitel 5.4.5. In Abhängigkeit des Verhältnisses der Steilheit der Spulenströme in der Aufmagnetisierungsphase einer Hochfrequenzperiode führt nur eine von beiden Strom. So wäre es theoretisch möglich die Diode D_4 durch einen Leerlauf zu ersetzen, wenn im stationären Betrieb der Spulenstrom von L_1 stets kleiner als der Spulenstroms von L_2 ist. Im Gegensatz zu den beiden anderen Konvertern mit einer Buck-Eingangsstufe tritt das Verhalten bei dieser Topologie allerdings nicht auf, wie später noch gezeigt wird.

Bild 5.42: Prinzipschaltbild des Buck-Boost-Konverters für $|u_i(\varphi)| > U_B$.

Bei der Bedingung

$$\frac{2}{\pi} \frac{\chi - \xi}{\xi^2 \chi} \Xi(\xi) = \Lambda \quad (5.82)$$

stellt sich zwischen den beiden Konverterstufen ein über eine Netzhalbschwingung gemittelttes Leistungsgleichgewicht ein. Dabei ist $\Xi(\xi)$ aus (5.27) einzusetzen. Um einen Betrieb der Eingangsstufe im DCM auch im kritischsten Fall in der Netzspitze zu gewährleisten, muss für die normierte Ausgangsspannung

$$\chi \leq \frac{\xi}{1 - \xi} \quad (5.83)$$

bzw. für die normierte Zwischenkreisspannung

$$\xi \geq \frac{\chi}{1 + \chi} \quad (5.84)$$

gelten. Gemäß der Tabelle 5.1 liegt das maximale Spannungsverhältnis ξ für eine Buck-Eingangsstufe bei 0.84. Damit sind nach (5.83) Ausgangsspannungen bis zu einer oberen Grenze gemäß

$$\chi < 5.25 \quad (5.85)$$

realisierbar. In der Praxis stellt dieser hohe Maximalwert in der Regel aber keine Einschränkung dar.

Eine graphische Darstellung der Gleichgewichtsgleichung (5.82) zeigt Bild 5.43. Für drei verschiedene Ausgangsspannungen ist für ein Induktivitätsverhältnis Λ das sich einstellende Spannungsverhältnis ξ aufgetragen. Der Betriebsbereich des Buck-Boost-Konverters erscheint grün markiert. In ihm gilt (5.83) bzw. (5.84) (rechte Begrenzung) sowie $\xi < \xi_{\max} = 0.84$ gemäß Tabelle 5.1.

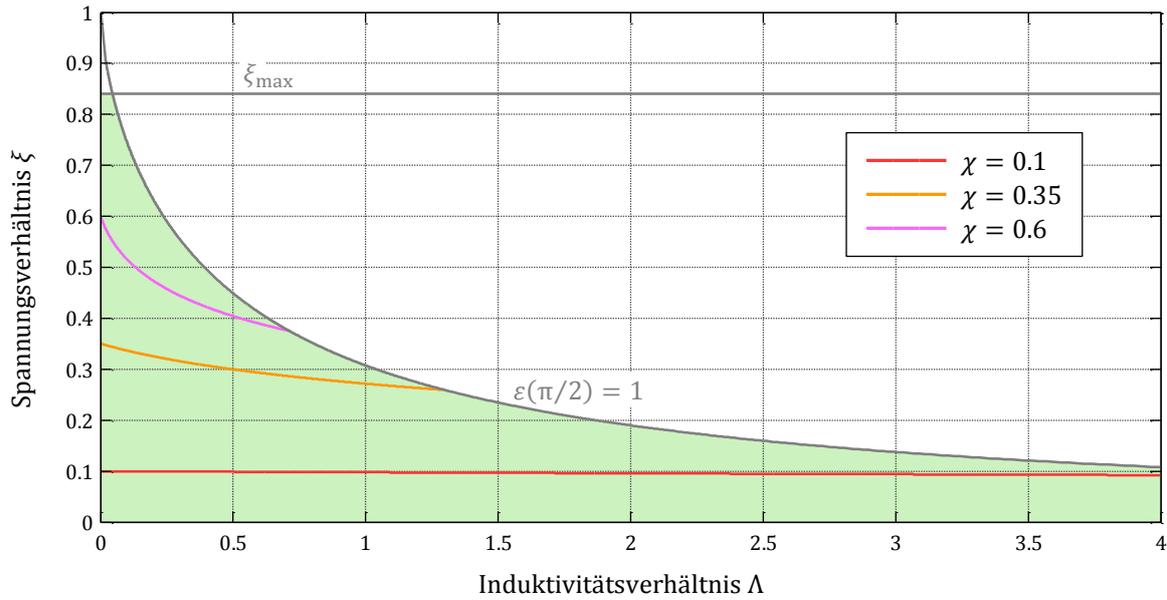


Bild 5.43: Verknüpfung des Spannungsverhältnisses ξ mit dem Induktivitätsverhältnis Λ nach (5.82) für drei verschiedene normierte Ausgangsspannungen χ .

Im Folgenden findet die Herleitung statt, unter welchen Bedingungen die Diode D_4 durch einen Leerlauf ersetzt werden könnte, ohne dass sich der Betriebsmodus des Konverters ändert. Dieser Fall tritt auf, wenn im stationären Betrieb stets die Diode D_3 und niemals D_4 den Differenzspulenstrom führt. Analog zur entsprechenden Vorgehensweise beim Buck-Buck-Konverter von Kapitel 5.4.2 muss für die Steigungen der Spulenströme in der Aufmagnetisierungsphase innerhalb der HF-Periode in der Netzspitze bei $\varphi = \pi/2$

$$\frac{1 - \xi}{L_1} < \frac{\xi}{L_2} \quad (5.86)$$

gelten. Zusammen mit dem Induktivitätsverhältnis (5.82) führt dies zu der Ungleichung

$$0 < (\chi - \xi)\Xi(\xi) - \frac{\pi}{2}\xi\chi(1 - \xi), \quad (5.87)$$

mit $\Xi(\xi)$ aus (5.27). Gegenüber der entsprechenden Ungleichung (5.53) des Buck-Buck-Konverters und des Buck-BuckBoost-Konverters hängt (5.87) nun zusätzlich von der normierten Ausgangsspannung χ ab. Es kann gezeigt werden, dass die Ungleichung (5.87) niemals erfüllt ist, wenn (5.83) gilt. Somit erfordert der Betrieb des Konverters innerhalb des grünen Bereichs von Bild 5.43 stets die Diode D_4 .

5.4.9 BuckBoost-Boost

Bild 5.44 zeigt das vereinfachte Schaltbild des einstufigen BuckBoost-Boost-Konverters. Hierbei handelt es sich um die Kombination einer BuckBoost-Eingangsstufe mit einer Boost-Ausgangsstufe. Die Diode D_3 und D_4 verhindern unerwünschte Betriebszustände, während die Dioden D_1 und D_2 als Freilaufpfad für die beiden Spulenströme dienen.

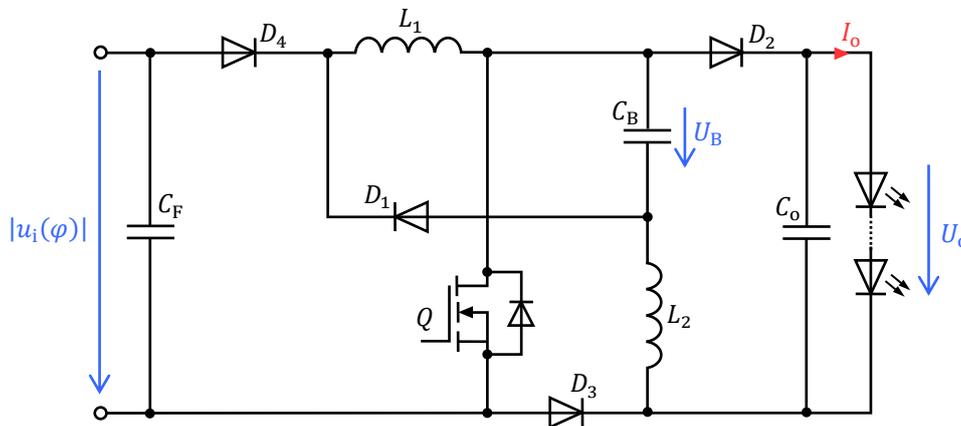


Bild 5.44: Prinzipschaltbild des BuckBoost-Boost-Konverters.

Ein über eine Netzhalbschwingung gemitteltes Leistungsgleichgewicht tritt bei

$$\frac{\chi - \xi}{2\xi^2\chi} = \Lambda \quad (5.88)$$

auf und verknüpft das Induktivitätsverhältnis Λ mit der normierten Zwischenkreisspannung ξ sowie der normierten Ausgangsspannung χ . Für einen durchgängigen Betrieb der Eingangsstufe im diskontinuierlichen Betriebsmodus muss

$$\chi \leq \xi(\xi + 1) \quad (5.89)$$

bzw.

$$\xi \geq \frac{1}{2} [\sqrt{4\chi + 1} - 1] \quad (5.90)$$

erfüllt sein. Mit dem Maximalwert von ξ nach Tabelle 5.1 gilt für die normierte Ausgangsspannung

$$\chi < 2.81. \quad (5.91)$$

Die Auswertung von (5.88) stellt Bild 5.45 für drei verschiedene Ausgangsspannungen dar. Mit der Boost-Ausgangsstufe gilt stets $\chi > \xi$. Eine maximale normierte Zwischenkreisspannung ξ_{\max} sowie der maximale normierte Entmagnetisierungszeitpunkt $\varepsilon(\pi/2) = 1$ der Eingangsinduktivität L_1 spannen den in der Grafik grün markierten Betriebsbereich des Konverters auf.

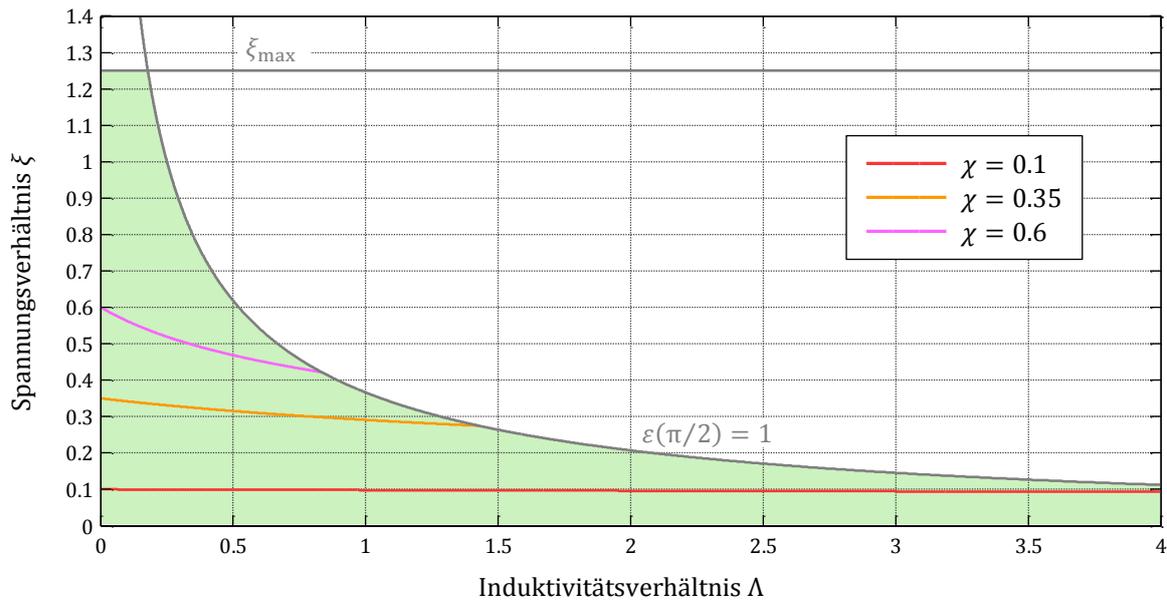


Bild 5.45: Verknüpfung des Spannungsverhältnisses ξ mit dem Induktivitätsverhältnis Λ nach (5.88) für drei verschiedene normierte Ausgangsspannungen χ .

5.5 Vergleich der Topologien

Das vorherige Kapitel 5.4 stellte separat die verschiedenen Kombinationen von Eingangsstufen und Ausgangsstufen als Gesamtsystem vor, die im aktuellen Kapitel nun verglichen werden. Dazu sei zunächst die Tabelle 5.5 betrachtet, die einige wichtige Aspekte der Topologien gegenüberstellt. Die Beschreibung und Diskussion der einzelnen Spalten und deren Einträge der Tabelle folgen im Weiteren.

Eingangsstufe und Ausgangsstufe

Diese beiden Spalten listen die Grundtopologien auf, die als Basis für die Eingangs- und Ausgangsstufe dienen.

Schaltbild

Die Einträge dieser Spalte verweisen auf das zugehörige Schaltbild der Topologie. Für eine Kombination von Ein- und Ausgangsstufe sind mitunter verschiedene Modifikationen vorhanden. Das Schaltbild ermöglicht hierbei eine eindeutige Identifizierung.

Ausgangsspannung

Die Konvertertopologien besitzen eine obere Grenze in der realisierbaren Ausgangsspannung. Diese basiert auf der Limitierung der Zwischenkreisspannung auf die Werte von Tabelle 5.1. Bei den Konvertern mit einer Buck-Eingangsstufe resultiert die Grenze aus der notwendigen Erfüllung der Oberschwingungsnorm DIN EN 61000-3-2. Für die Ein-

gangsstufen auf Basis des Boost- und des BuckBoost-Konverters wurde die Zwischenkreisspannung auf einen Maximalwert von 450 V aufgrund der Verfügbarkeit von Elektrolytkondensatoren limitiert⁸². Prinzipiell wären mit höheren Zwischenkreisspannungen auch höhere Ausgangsspannungen erreichbar. Eine Konvertertopologie kommt für einen gegebenen LED-Strang nur dann in Betracht, wenn die Strangspannung unterhalb der gelisteten maximalen Ausgangsspannung liegt. Hierbei ist zusätzlich die Toleranz in der Vorwärtsspannung der LEDs zu berücksichtigen. Für die Stränge von Bild 2.2 liegen deren Spannungen in einem Bereich von ca. 10 V bis 400 V. Wie später noch gezeigt wird, sind bei gleicher Strangleistung die Stränge mit höheren Spannungen und niedrigeren Arbeitspunktströmen vorzuziehen, da hier die im Konverter anfallenden Verluste kleiner ausfallen.

Für den Boost-Boost-Konverter existiert neben einer maximalen Ausgangsspannung auch ein minimaler Wert, der mit $\chi > 1.04$ knapp über der Netzspitzenspannung liegt. Die anderen Konverter ermöglichen dagegen theoretisch einen Betrieb bis zu einer Strangspannung von 0 V.

Anzahl Dioden

Die einstufigen Konverter besitzen mindestens zwei Schaltdioden. Dabei handelt es sich um die jeweilige Freilaufdiode für die beiden Induktivitäten L_1 und L_2 . Daneben benötigen die Topologien noch ein bis zwei weitere Dioden. Diese sorgen für eine Entkopplung der beiden Stufen, die das gewünschte Betriebsverhalten des Konverters sicherstellt. Insgesamt ist eine geringe Anzahl an Dioden erstrebenswert.

Diodenverluste

Während der Abmagnetisierungsphase einer Hochfrequenzperiode laufen für die gelisteten Konvertertopologien die Ströme der Induktivitäten L_1 und L_2 getrennt über ihre zugehörigen Freilaufdioden D_1 bzw. D_2 frei⁸³. Je nach Konvertertopologie liegt unter Umständen auch in der Aufmagnetisierungsphase eine Diodenstrecke in Serie zu den jeweiligen Induktivitäten der Ein- und Ausgangsstufe. Das Produkt aus dem Spulenstrom mit dem Spannungsabfall über der Diode erzeugt eine unerwünschte Verlustleistung im Bauteil. Bei nahezu allen Topologien fließt der Spulenstrom der Eingangsstufe auch während dem Aufmagnetisieren durch eine Diode⁸⁴. Durch den relativ gesehen meist niedrigen Strom, fällt auch der entstehende Verlustbeitrag relativ niedrig aus. Demgegenüber ist der Mittelwert des Spulenstroms i_{L2} , unabhängig von der Ausgangstopologie, mindestens gleich dem Strangstrom I_o und in der Regel größer als der Mittelwert des Spulenstroms von L_1 . Fließt nun auch in der Aufmagnetisierungsphase der Strom i_{L2} über eine Diode, so

⁸² Mittlerweile sind von verschiedenen Herstellern auch Standard-Kondensatorserien mit einer Nennspannung von 500 V und mit einen für diese Applikation geeigneten Kapazitätsbereich verfügbar.

⁸³ Beim Boost-Buck-Konverter von Bild 5.19 liegen zwei Diodenstrecken im Freilaufpfad, da der Spulenstrom i_{L1} zusätzlich über die Freilaufdiode D_2 fließt.

⁸⁴ Bei den Topologien mit einer Buck-Eingangsstufe fließt der Spulenstrom von L_1 , abhängig von der Position der HF-Periode in der Netzperiode, nur teilweise oder gar nicht durch eine Diode.

wird zusätzlich ein Verlustbeitrag entstehen, der einen signifikanten Anteil zu den gesamten Diodenverlusten beitragen kann. Ob jedoch auch in der Aufmagnetisierungsphase eine Diodenstrecke im Leistungspfad der Ausgangsstufe liegt, hängt von der Topologie ab. Dies codiert die Tabelle mit den folgenden Einträgen:

- + In der Aufmagnetisierungsphase fließt der Spulenstrom i_{L2} nicht durch eine Diode.
- In der Aufmagnetisierungsphase fließt der Betrag der Differenz der Spulenströme i_{L2} und i_{L1} durch eine Diode
- In der Aufmagnetisierungsphase fließt der komplette Spulenstrom i_{L2} durch eine Diode.

An dieser Stelle seien auch die Ströme durch den MOSFET erwähnt. Für die Konverter mit einer Boost- oder BuckBoost-Eingangsstufe entsprechen sie der Summe aus den beiden Spulenströmen. Dagegen muss bei einer Buck-Eingangsstufe der MOSFET nur den höchsten der beiden Spulenströme führen.

Regelung

Die Konverter regeln auf einen konstanten Strangstrom. Dazu ist gegebenenfalls eine Regelstruktur notwendig, die den aktuellen Strom misst, diesen mit dem Sollwert vergleicht und ein entsprechendes Stellsignal zum Regel-IC zurückführt. Dabei existiert ein Vorteil wenn Regler und Regel-IC dasselbe Bezugspotential besitzen. Andernfalls sind zusätzliche Schaltungsmaßnahmen notwendig. So muss das Stellsignal bezugspunktfrei, beispielsweise mit Hilfe eines Optokopplers, übertragen werden. Zudem benötigt der Regler eine weitere Hilfsspannungsversorgung. Dadurch steigt zum einen der schaltungstechnische Aufwand an, zum anderen tritt eine Verringerung der Effizienz der Schaltung (vgl. Kapitel 4.4.3) auf. Bei Konvertern mit einer Buck-Ausgangsstufe kann meist auf einen externen Regler und eine separate Rückkopplung verzichtet werden, da sich der Strangstrom im BCM gemäß (3.5) aus dem Spitzenwert des Spulenstroms ableitet. Ein entsprechend geschickt platzierter Messwiderstand liefert dem Regel-IC ein dem Spulenstrom i_{L2} proportionales Spannungssignal, welcher dann das Abschalten des MOSFETs beim Erreichen der Schaltschwelle veranlasst. Der schaltungstechnische Aufwand ist hier mit lediglich einem Widerstand zur Strommessung relativ gering. Für die Einträge der Tabelle 5.5 gilt folgende Legende:

- + Keine separate Rückkopplung notwendig.
- Rückkopplung notwendig. Sie besitzt das gleiche Bezugspotential wie das Regel-IC.
- Rückkopplung notwendig. Sie besitzt ein unterschiedliches Bezugspotential wie das Regel-IC.

EMV (cm)

Das Vorschaltgerät sieht keine separaten Filterbauelemente vor, um Gleichtaktstörungen auf den Versorgungsleitungen zu reduzieren⁸⁵. Durch eine Gestaltung von Layout und Gehäuse sind diese so zu minimieren, dass die Funkstörspannungen an der Netzimpedanz die vorgeschriebenen Grenzwerte nach DIN EN 55015 nicht überschreiten. Gleichtaktstörungen entstehen vor allem durch das hochfrequente Umladen metallischer Flächen. Problematisch gestalten sich in dieser Hinsicht Flächen, die eine relativ große parasitäre Kapazität gegenüber Erde besitzen. Bei einer LED-Lampe bilden vor allem der LED-Strang auf dem Kühlkörper und der Zwischenkreiskondensator mitunter große Kapazitäten aus. Eine Bewertung der Konverter bezüglich des Verhaltens gegenüber Gleichtaktstörungen gibt folgende Legende:

- + Zwischenkreiskondensator und LED-Strang liegen auf einem ruhigen Potential.
- Der LED-Strang liegt auf einem ruhigen Potential, der Zwischenkreiskondensator allerdings nicht.
- Weder LED-Strang noch der Zwischenkreiskondensator liegen auf einem ruhigen Potential.

Dabei bedeutet „ruhiges Potential“, dass keine Änderung mit der hohen Schaltfrequenz auftritt, sondern sich das Potential maximal mit der dazu relativ langsamen, doppelten Netzfrequenz ändert. Bei Topologien, bei denen der LED-Strang nicht auf einem ruhigen Potential liegt, können so hohe Gleichtaktstörungen vorliegen, dass die Funkstörspannungen an den Netzimpedanzen nur durch zusätzliche Filterelemente am Eingang des Vorschaltgeräts unter die vorgeschriebenen Grenzwerte gebracht werden können. Die dann notwendigen Gleichtaktdrosseln⁸⁶ nehmen jedoch ein übermäßig hohes Bauvolumen ein und sind ein weiterer zu beachtender Punkt bezüglich Kosten. Deshalb eignen sich unter diesen Umständen solche Topologien weniger für Vorschaltgeräte von LED-Retrofit-Lampen.

Für eine allgemeine Aussage in Hinsicht auf die zu erwarteten Gegentaktstörungen bzw. der Filteraufwand zur Reduzierung der Gegentaktstörungen ist der Schaltzelleneingangsstrom der Eingangsstufe ausschlaggebend. Dieser sollte im Frequenzbereich zwischen 9 kHz und 30 MHz ein möglichst geringes Oberschwingungsspektrum mit niedrigen Amplituden aufweisen. Steile Flanken im Strom gilt es deshalb zu vermeiden. Bei den Eingangsstufen basierend auf dem Buck- und dem BuckBoost-Konverter treten solche Flanken allerdings zum Abschaltzeitpunkt des MOSFETs auf (vgl. Bild 5.11 und Bild 5.16). Hier geht innerhalb weniger ns der Eingangsstrom der Schaltzelle von seinem mitunter hohen Maximalwert auf null zurück. Hingegen ist bei der Boost-Schaltzelle der Eingangsstrom gleich dem Spulenstrom (vgl. Bild 5.5), der keine steilen Flanken aufweist. Zudem besitzt der dreiecksförmige Stromverlauf durch die Verteilung der vom Netz aufgenommenen

⁸⁵ Lediglich die Drosseln eines symmetrisch aufgebauten Filters für Gleichtaktstörungen leisten zusätzlich einen Beitrag zur Reduzierung der Gegentaktstörungen.

⁸⁶ Y-Kondensatoren zwischen Außenleiter und Schutzleiter sowie zwischen Neutralleiter und Schutzleiter sind nicht möglich, da innerhalb des Vorschaltgeräts der LED-Retrofit-Lampe der Schutzleiter nicht zur Verfügung steht.

Ladung auf einen größeren Zeitbereich einen geringeren Maximalwert. Insgesamt lassen demnach Topologien mit einer Boost-Eingangsstufe einen geringeren Filteraufwand bezüglich Gegentaktstörungen erwarten.

χ Abhängigkeit

Im stationären Betrieb der Konverter stellt sich für ein gegebenes Induktivitätsverhältnis Λ eine Spannung $\xi \hat{u}_i$ am Zwischenkreis ein. Das Spannungsverhältnis ξ kann dabei zusätzlich von der normierten Ausgangsspannung χ bzw. der Ausgangsspannung $U_o = \chi \hat{u}_i$ abhängen. Gemäß der folgenden Legende für Tabelle 5.5 sind folgende Fälle möglich:

- ↑↑ Bei einer Erhöhung der Ausgangsspannung erhöht sich die Zwischenkreisspannung.
- ↑↓ Bei einer Erhöhung der Ausgangsspannung verringert sich die Zwischenkreisspannung.
- Die Zwischenkreisspannung ist unabhängig von der Ausgangsspannung.

Bei Topologien mit einer Ausgangsstufe basierend dem BuckBoost-Konverter weist die Zwischenkreisspannung meist keine Abhängigkeit von der Ausgangsspannung auf. Dies kann sich zwar bei der Berücksichtigung der Toleranzen in der Betriebsspannung des LED-Strangs mitunter vorteilhaft erweisen, stellt aber kein ausschlaggebendes Auswahlkriterium dar.

Tabelle 5.5: Vergleich der verschiedenen Topologien von Kapitel 5.4.

Eingangsstufe	Ausgangsstufe	Schaltbild	Ausgangsspannung	Anzahl Dioden	Diodenverluste	Regelung	EMV (cm)	χ Abhängigkeit
Boost	Buck	Bild 5.18 ⁸⁷	73 V	2	+	+	+	↑↑
Buck	Buck	Bild 5.22 ⁸⁸	204 V	4	○	-	-	↑↑
Buck	Buck	Bild 5.24	85 V	3	○	+	○	↑↑/↑↓
BuckBoost	Buck	Bild 5.28	201 V	4	-	+	○	↑↑
Boost	BuckBoost	Bild 5.30	90 V	3	+	-	+	○
Buck	BuckBoost	Bild 5.33 ⁸⁸	1278 V	4	○	-	-	○
Buck	BuckBoost	Bild 5.36 ⁸⁹	82 V	3	○	-	○	○
BuckBoost	BuckBoost	Bild 5.37	452 V	4	+	○	○	○
Boost	Boost	Bild 5.40	452 V	3	+	○	+	↑↑
Buck	Boost	Bild 5.42	1522 V	4	○	-	-	↑↑
BuckBoost	Boost	Bild 5.44	814 V	4	-	-	-	↑↑

⁸⁷ Ohne die Diode D_3 .

⁸⁸ Mit der Diode D_4 für $\xi > 0.41$.

⁸⁹ Für $\xi \leq 0.41$.

Um die einzelnen Topologien zu beurteilen, findet im Folgenden eine kurze Betrachtung der in den Konvertern anfallenden Verluste statt. Die dazu notwendigen Berechnungen basieren dabei im Wesentlichen auf den Ausführungen im Anhang C. Für den Vergleich der Konverter ist die Schaltfrequenz auf $f_s = 100$ kHz, die übertragene Leistung zum LED-Strang auf $P_o = 7.5$ W und die Netzspannung auf ihren nominellen Wert $U_i = 230$ V festgesetzt. Als Parameter dient der Strangstrom I_o , mit dem die Spannung des Strangs $U_o = P_o/I_o$ korreliert. Das Induktivitätsverhältnis Λ verbleibt als Freiheitsgrad, welches die Zwischenkreisspannung U_B einstellt. In deren Abhängigkeit werden die in den Konvertern auftretenden Verluste abgeschätzt und für drei unterschiedliche Strangströme mit Bild 5.46, Bild 5.48 und Bild 5.50 graphisch dargestellt. Da gemäß den vorherigen Ausführungen Minimal- und Maximalwerte für die Ausgangsspannung des Konverters existieren, erlauben nicht alle Topologien die vorgegebenen Stränge mit ihren dem Strom korrelierenden Spannungen. Zudem unterscheiden sich für die einzelnen Topologien auch die möglichen Bereiche der Zwischenkreisspannung. Die Grafiken von Bild 5.47, Bild 5.49 und Bild 5.51 zeigen die Aufteilung der Verluste auf die Hauptkomponenten des Konverters. Die Zwischenkreisspannung wurde dabei so gewählt, dass ein Verlustminimum auftritt.

Bild 5.46 stellt vergleichend die abgeschätzten Konverterverluste für einen Strangstrom von $I_o = 350$ mA dar. Bis auf den Boost-Boost-Konverter sind hier prinzipiell alle weiteren Konverterkonfigurationen möglich. Bei den beiden verbleibenden Konvertern mit einer Boost-Ausgangsstufe liegt der Betriebsbereich bezüglich der Zwischenkreisspannung bei nur wenigen Volt und verhindert so eine praktische Realisierung. Aus diesem Grund erfolgt in Bild 5.46 keine Darstellung. Gemäß der Grafik lassen der Boost-Buck-Konverter und der Buck-Buck-Konverter die geringsten Verluste erwarten. Dennoch liegen sie aus absoluter Sicht mit ca. 1 W relativ hoch, sodass mit diesen Konvertern nur Wirkungsgrade unter 90 % zu verwirklichen sind. Vor allem die Leitverluste der Freilaufdiode D_2 tragen einen signifikanten Anteil zu den Gesamtverlusten bei. Die Aufteilung der Verluste auf die einzelnen Komponenten zeigt Bild 5.47, wobei jeweils das Minimum von Bild 5.46 als Basis dient. Ein Vergleich der Ausgangsstufen verdeutlicht, dass bezüglich der Konverterverluste die Buck-Ausgangsstufe stets einen Vorteil gegenüber einer BuckBoost-Ausgangsstufe besitzt.

Für einen Strangstrom von $I_o = 65$ mA stellt Bild 5.48 die abgeschätzten Konverterverluste dar. Der Boost-Boost-Konverter sowie der Boost-Buck-Konverter kann für die sich ergebende Strangspannung von $U_o \approx 115$ V nicht eingesetzt werden. Die beiden verbleibenden Konverter mit einer Boost-Ausgangsstufe besitzen nur relativ kleine Bereiche für die zulässige Zwischenkreisspannung. Die geringsten Verluste erreicht abermals der Buck-Buck-Konverter. Im Vergleich zu den Verlusten von Bild 5.46 mit einem Strangstrom von $I_o = 350$ mA liegen nun die errechneten Konverterverluste deutlich niedriger. Dies ist darauf zurückzuführen, dass durch den verringerten Strangstrom die Leitverluste in den einzelnen Komponenten, vor allem in der Induktivität L_2 , im MOSFET sowie in der Freilaufdiode D_2 , niedriger ausfallen. Eine Aufschlüsselung der einzelnen Verlustanteile auf die Komponenten zeigt Bild 5.49.

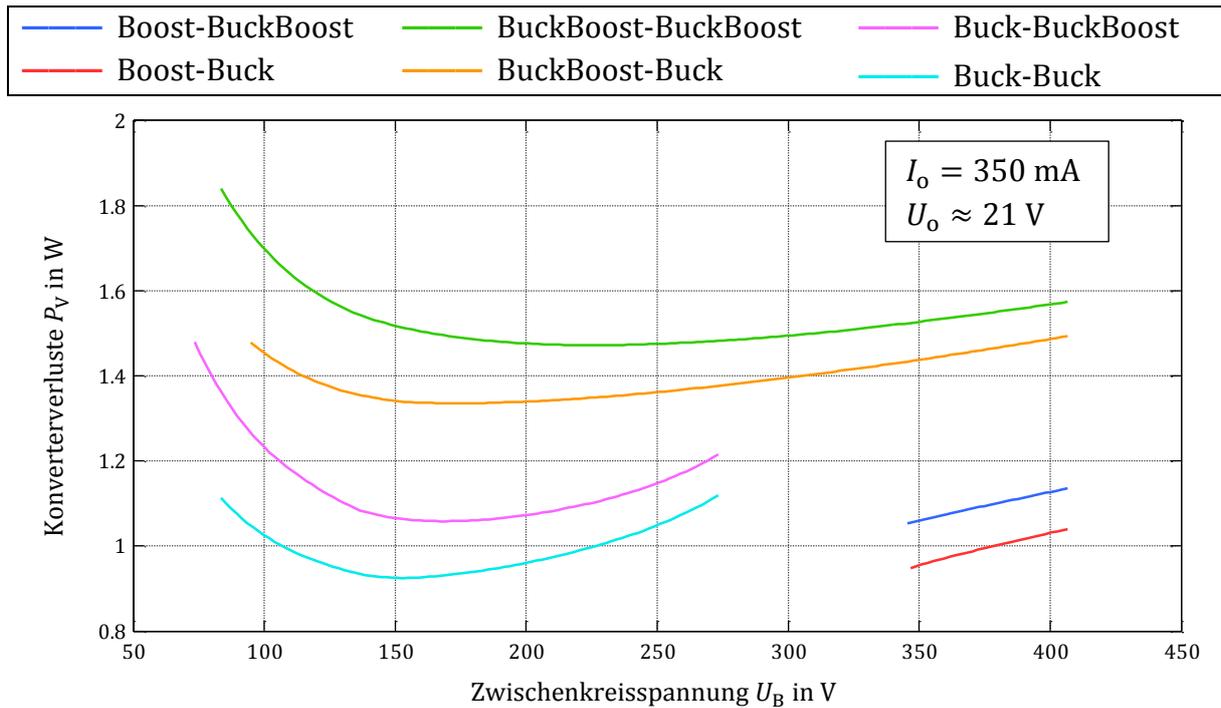


Bild 5.46: Abgeschätzte Konverterverluste für einen Strang mit $I_o = 350 \text{ mA}$ und $P_o = 7.5 \text{ W}$ sowie einer Schaltfrequenz von $f_s = 100 \text{ kHz}$ in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung U_B für die nominale Netzspannung $U_i = 230 \text{ V}$.

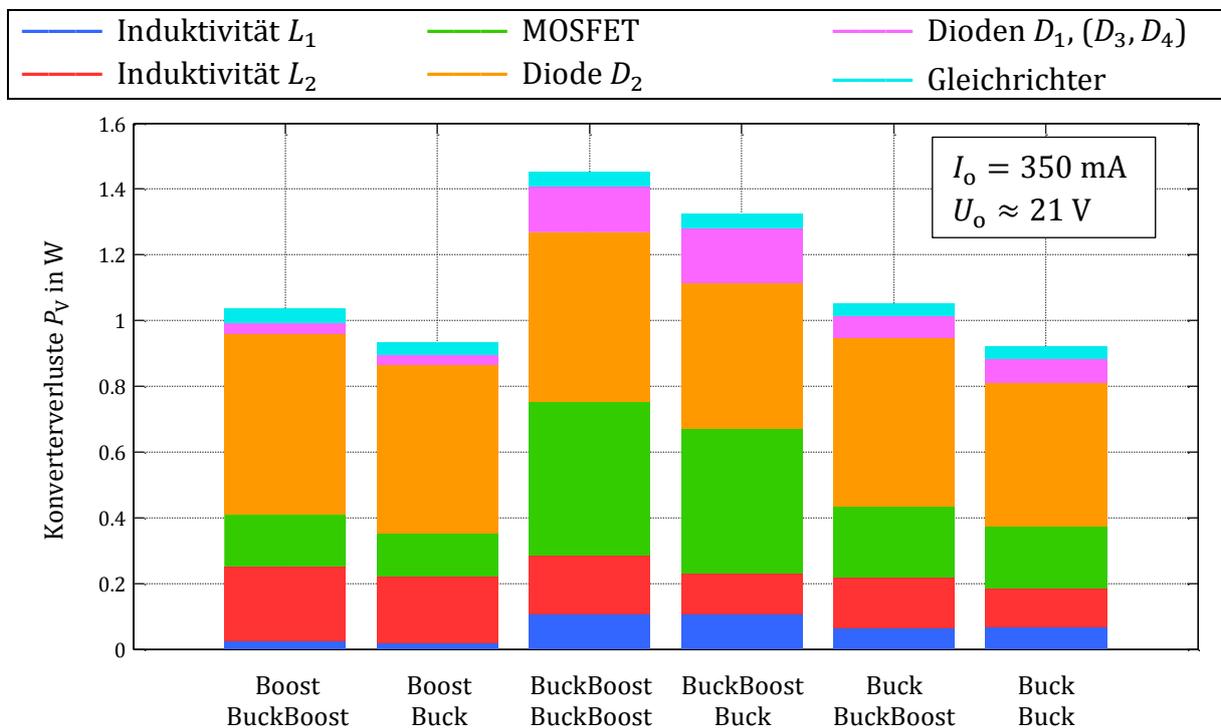


Bild 5.47: Aufteilung der Gesamtverluste im Verlustminimum von Bild 5.46.

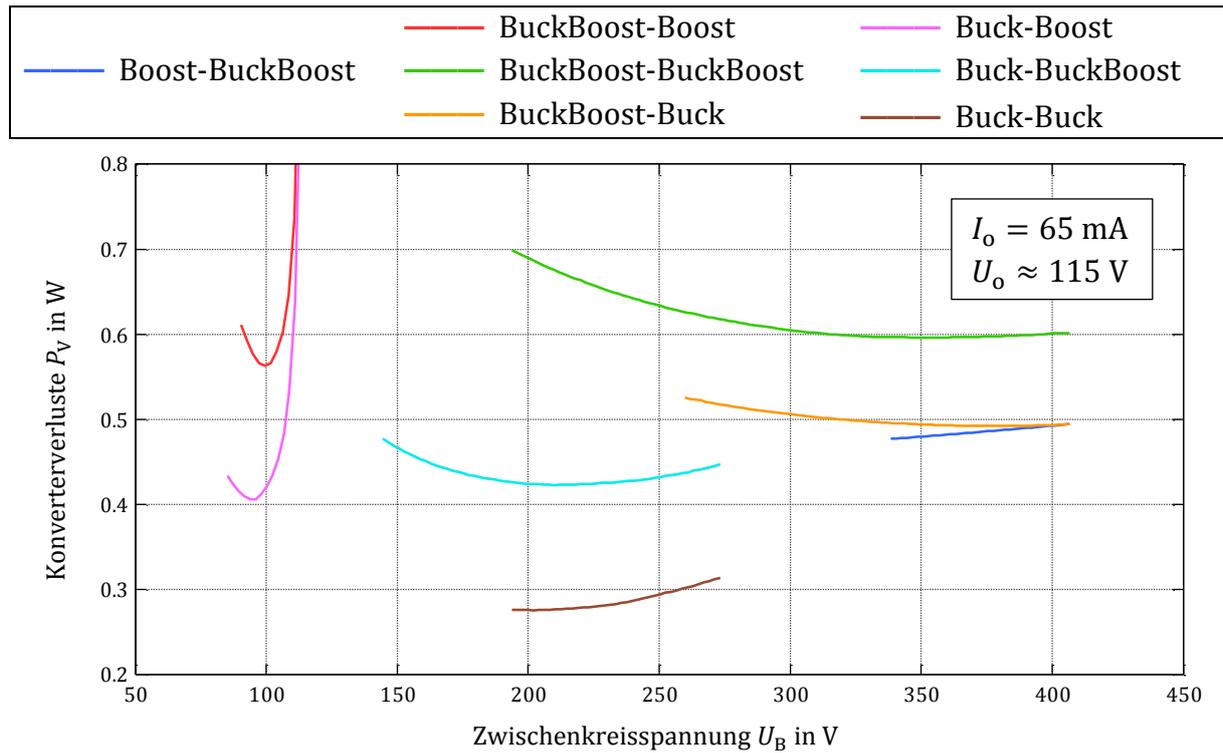


Bild 5.48: Abgeschätzte Konverterverluste für einen Strang mit $I_o = 65 \text{ mA}$ und $P_o = 7.5 \text{ W}$ sowie einer Schaltfrequenz von $f_s = 100 \text{ kHz}$ in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung U_B für die nominale Netzspannung $U_i = 230 \text{ V}$.

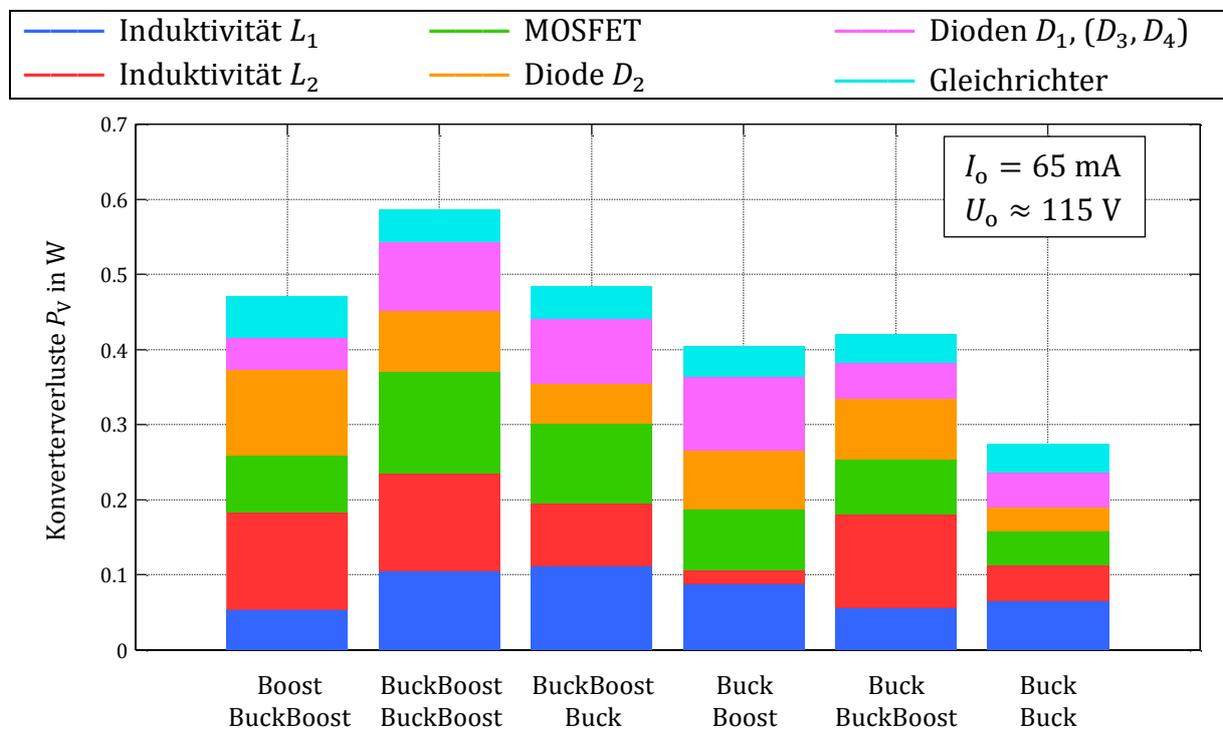


Bild 5.49: Aufteilung der Gesamtverluste im Verlustminimum von Bild 5.48⁹⁰.

⁹⁰ Aus Gründen der Übersichtlichkeit sind die Verluste des BuckBoost-Boost-Konverters nicht aufgeführt.

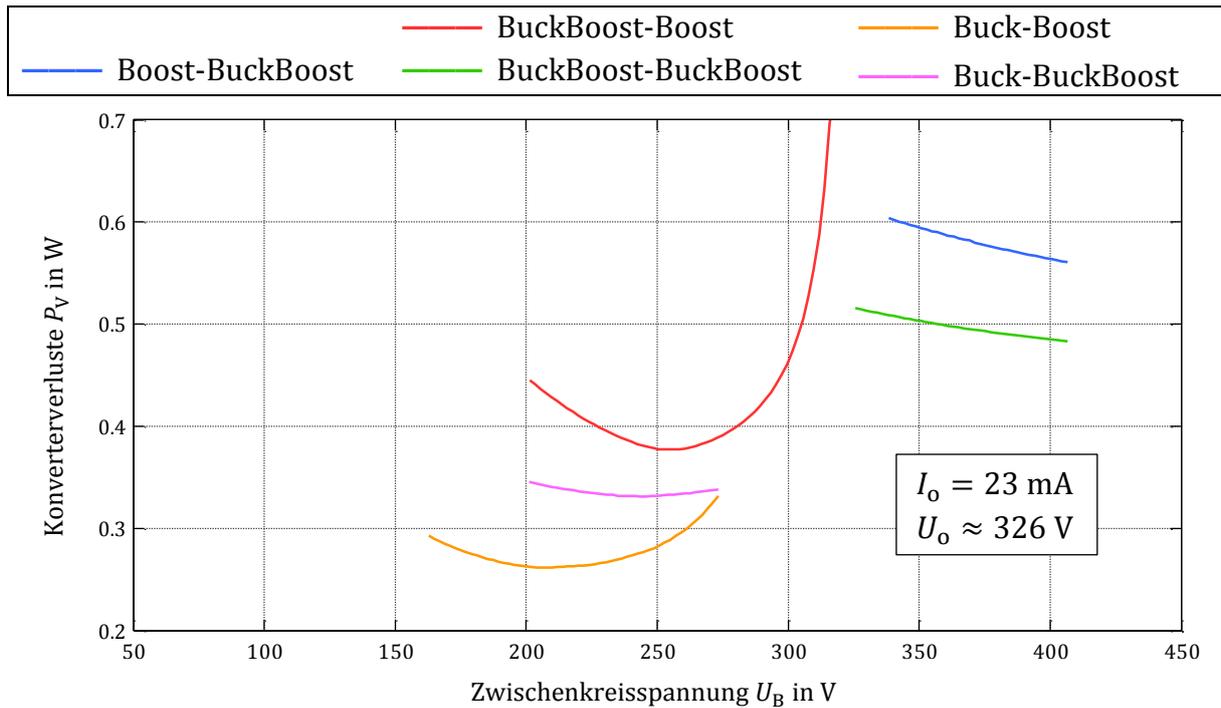


Bild 5.50: Abgeschätzte Konverterverluste für einen Strang mit $I_o = 23 \text{ mA}$ und $P_o = 7.5 \text{ W}$ sowie einer Schaltfrequenz von $f_s = 100 \text{ kHz}$ in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung U_B für die nominale Netzspannung $U_i = 230 \text{ V}$.

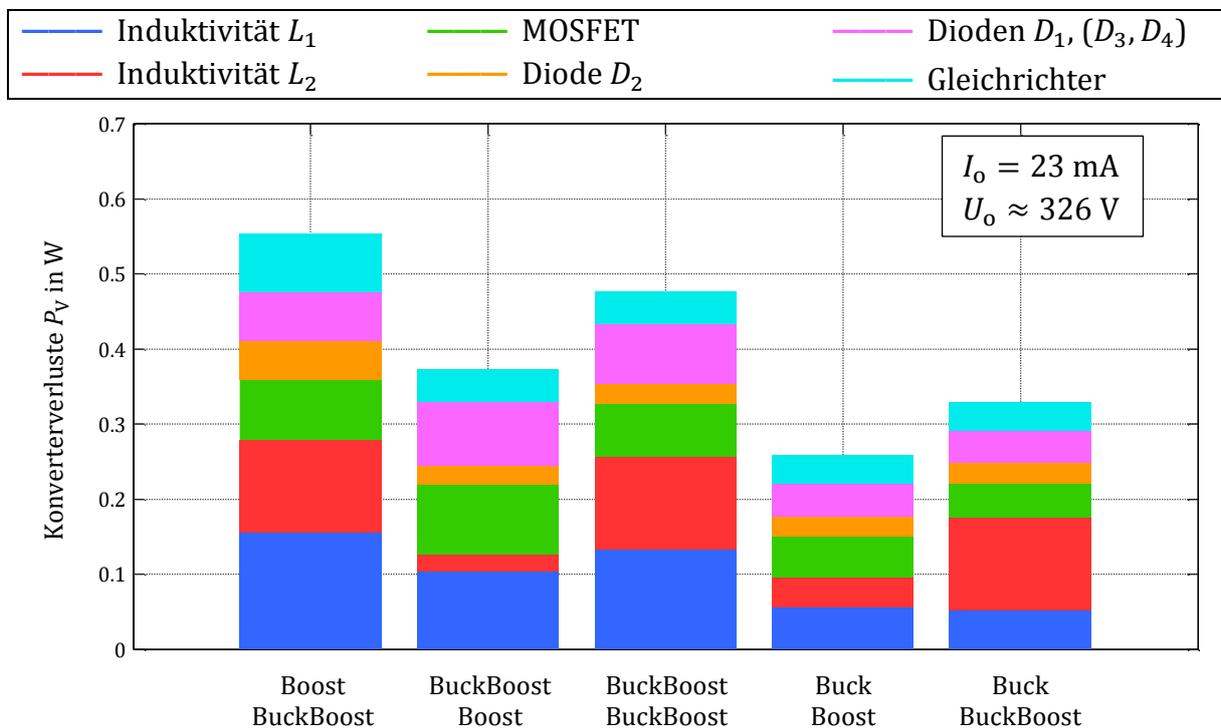


Bild 5.51: Aufteilung der Gesamtverluste im Verlustminimum von Bild 5.50.

Bild 5.50 (vorherige Seite) zeigt die errechneten Verluste der einzelnen Konverter für einen Strangstrom von $I_o = 23 \text{ mA}$. Die Strangspannung liegt mit $U_o \approx 326 \text{ V}$ knapp oberhalb der nominalen Netzspitzenspannung. Konvertertopologien mit einer Buck-Ausgangsstufe sowie der Boost-Boost-Konverter können hier nicht verwendet werden. Die Aufteilung der Gesamtverluste auf die einzelnen Komponenten gibt Bild 5.51 (vorherige Seite) an.

Die bisherigen Abschätzungen der Converterverluste basierten auf einer angenommenen Schaltfrequenz von $f_s = 100 \text{ kHz}$. Davon abweichende Frequenzen verschiebt zwar die Lage und die Höhe der Verlustminima, die Korrelation zwischen den Converters bezüglich der Verluste bleibt jedoch im angestrebten Frequenzbereich zwischen 50 kHz und 150 kHz bestehen.

Gegeben sei mit der Tabelle 5.6 die Gegenüberstellung von drei möglichen LED-Strängen. Aus der Gesamtmenge von Bild 2.2 besitzen sie in ihrem Bereich des Strangstroms die jeweils höchste Lichtausbeute. Strang 1 benötigt die geringste elektrische Leistung zur Erzeugung des spezifizierten Lichtstroms. Ihm gegenüber besitzt Strang 2 eine etwas niedrigere Lichtausbeute. Beim Vergleich der abgeschätzten Verluste im Vorschaltgerät bei jeweils optimaler Convertertopologie liegen gemäß Bild 5.46 und Bild 5.48 diese jedoch bei Strang 1 höher als bei Strang 2, sodass ein optimales Gesamtsystem mit Strang 2 erwartet wird. Eine Realisierung mit Strang 3 ist bezüglich der kompletten Leistungsaufnahme im Vergleich dazu unattraktiv.

Tabelle 5.6: Gegenüberstellung von drei möglichen LED-Strängen.

Strangnummer	1	2	3
LED-Typ	XLamp XP-G2	XLamp XH-G	XLamp XT-E High Voltage (48V)
Anzahl der LEDs	7	39	8
Strangstrom	355 mA	65 mA	23 mA
Strangspannung	19.6 V	113.1 V	368 V
Strangleistung	7.0 W	7.3 W	8.5 W

Neben der Betrachtung der abgeschätzten Gesamtverluste fließen auch die Ausführungen der Tabelle 5.5 in den Auswahlprozess einer geeigneten Convertertopologie ein. So muss zunächst für eine prinzipielle Realisierbarkeit die maximal erreichbare Ausgangsspannung einer Convertertopologie über der Strangspannung, zuzüglich einer Toleranz von 15 %, liegen. Während sich für Strang 1 diesbezüglich keine Einschränkungen ergeben, können einige Topologien die für Strang 2 nötige Ausgangsspannung von über 100 V nicht bereitstellen. Als weiteres, wichtiges Auswahlkriterium vergleicht die Tabelle 5.5 den nötigen Aufwand für die Implementierung einer Regelung. So besitzen Topologien, die eine zusätzliche Rückkopplung zur Regelung des Ausgangsstroms benötigen, nicht nur eine höhere Anzahl an Bauteilen, sondern es entsteht dadurch auch ein zusätzlicher Verlustbeitrag, den die Grafiken von Bild 5.46 bis Bild 5.51 nicht erfassen. Des Weiteren

zeigt die Tabelle 5.5 mit den zu erwartenden Gleichtaktstörungen einen ebenfalls zu beachtenden Punkt bei der Auswahl einer Topologie an. Demnach können Konverter, deren LED-Strang sich nicht auf einem ruhigen Potential befindet, unter Umständen derart große Gleichtaktstörungen erzeugen, dass eine praktische Realisierung nicht möglich ist. Insgesamt lässt die Kombination eines Buck-Buck-Konverters nach Bild 5.22 mit dem Strang 2 rechnerisch die höchste Lichtausbeute erwarten. Gemäß der Tabelle 5.5 benötigt die Topologie im Vergleich zu anderen Konvertern jedoch eine deutlich aufwendigere Regelung. Zusätzlich sind die geschätzten Gleichtaktstörungen auf den Netzleitungen höher, sodass unter Umständen nur ein großer Filteraufwand die Funkstörspannungen unter die Grenzwerte reduzieren kann. Eine Vorhersage der Gleichtaktstörungen in ihrer absoluten Höhe gestaltet sich allerdings schwierig. Erst ein Aufbau mit anschließender Messung schafft darüber Klarheit und bestätigt oder widerlegt die Praxistauglichkeit. Der modifizierte Buck-Buck-Konverter nach Bild 5.24 besitzt gegenüber dem Buck-Buck-Konverter nach Bild 5.22 zwar in den beiden angesprochenen Kategorien bessere Eigenschaften, dessen niedrigere Ausgangsspannungsgrenze verhindert jedoch eine Verwendung von Strang 2. Diese Grenze liegt mit 85 V unter der dafür nötigen Spannung von ca. 113 V. Eine weitere Realisierungsmöglichkeit für ein Gesamtsystem mit Strang 2 bietet sich mit dem BuckBoost-Buck-Konverter an. Zwar liegt dieser bezüglich den Konverterverlusten gemäß Bild 5.49 nur im Mittelfeld, kann aber als einzige Topologie der Reihe mit einer einfachen Regelungsstruktur überzeugen. Gleichzeitig wird ein akzeptables Aufkommen von Gleichtaktstörungen erwartet. Nach der Tabelle 5.5 weist der Boost-Buck-Konverter in den beiden wichtigen Kategorien „Regelung“ und „EMV (cm)“ sehr gute Eigenschaften auf. Die Ausgangsspannungsgrenze von lediglich 73 V verhindert jedoch die Verwendung von Strang 2. Allerdings ist ein Gesamtsystem mit Strang 1 möglich. Die Topologie weist zudem in ihrer Klasse des Ausgangsstroms, zusammen mit dem Buck-Buck-Konverter, gemäß Bild 5.47 die höchste Effizienz auf. Da die Spannung für den Strang 2 relativ niedrig liegt, kann der modifizierte Buck-Buck-Konverter nach Bild 5.24 verwendet werden. Wie der Boost-Buck-Konverter ermöglicht auch er eine einfache Implementierung der Regelung.

Basierend auf den geschilderten Erkenntnissen beschreiben die Unterkapitel 5.7 bis 5.10 die Realisierung vier verschiedener Gesamtsysteme. Diese listet die Tabelle 5.7 auf.

Tabelle 5.7: Realisierte Gesamtsysteme.

Konverter	Schaltbild	Strang	Kapitelnummer
Boost-Buck	Bild 5.18	Strang 1	5.7
Buck-Buck	Bild 5.24	Strang 1	5.8
BuckBoost-Buck	Bild 5.28	Strang 2	5.9
Buck-Buck	Bild 5.22	Strang 2	5.10

5.6 Einfluss einer endlichen Zwischenkreiskapazität

Die bisherigen Betrachtungen gingen von einer konstanten Zwischenkreisspannung aus. In der Praxis ist dies allerdings nicht realisierbar. Aufgrund der endlichen Kapazität überlagert ein Wechselspannungsanteil die Zwischenkreisgleichspannung, der Harmonische mit der doppelten Netzfrequenz und Vielfachen davon aufweist. Das aktuelle Kapitel schätzt zunächst mit einem einfachen Modell die Welligkeit der Zwischenkreisspannung ab. Darauf aufbauend wird die erwartete Lebensdauer der Zwischenkreiskapazität bei der Nutzung von Elektrolytkondensatoren abgeleitet. Das Ende dieses Kapitels betrachtet die Rückkopplung der variierenden Zwischenkreisspannung auf die Netzstromform und deren Harmonische.

Zur Abschätzung der Welligkeit der Zwischenkreisspannung sei zunächst das vereinfachte Modell nach Bild 5.52 gegeben. Die Leistungssenke repräsentiert die Ausgangsstufe des Konverters und entnimmt dem Zwischenkreiskondensator C_B eine konstante Leistung P . In Anlehnung an Kapitel 4 modelliert ein verlustloses, ideales Netzwerk die Eingangsstufe. Dieses prägt dem Netz eine Stromform $i_i(\varphi)$ ein und transferiert instantan die an seinen Eingangsklemmen aufgenommene Leistung an den Zwischenkreiskondensator C_B und die Last. Die Stromform hängt dabei mit (5.12), (5.28) und (5.36) von der Topologie der Eingangsstufe ab. Das Modell basiert auf der Vereinfachung, dass die Variation der Zwischenkreisspannung sich nur in vernachlässigbarer Weise auf die Netzstromform auswirkt. Dies gilt für den Fall, dass die Welligkeit der Spannung weit unter ihrem Mittelwert liegt. Die im Mittel vom Netz aufgenommene Leistung entspricht exakt der Leistung P der Leistungssenke, sodass für die Sicherstellung eines stationären Betriebs auch der Mittelwert U_B der Kondensatorspannung konstant bleibt.

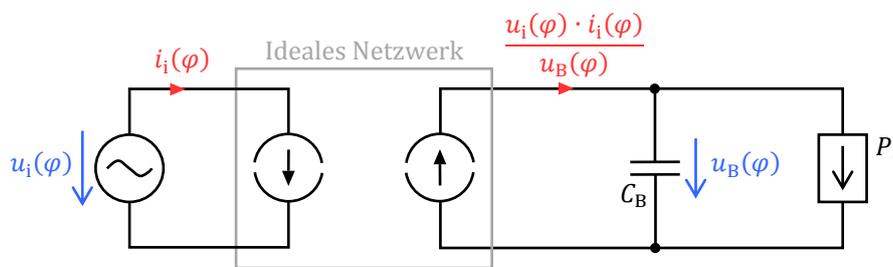


Bild 5.52: Modell zur Abschätzung der Welligkeit der Zwischenkreisspannung.

Die nichtlineare Differentialgleichung

$$\omega C_B \frac{du_B(\varphi)}{d\varphi} = \frac{\hat{u}_i \sin(\varphi) \cdot i_i(\varphi) - P}{u_B(\varphi)} \quad (5.92)$$

beschreibt das Modell von Bild 5.52. Da für den Verlauf der Zwischenkreisspannung $u_B(\varphi)$ keine analytische Lösung existiert, kommen zur Bestimmung numerische Methoden zum Einsatz. Bild 5.53 zeigt die Welligkeit der Zwischenkreisspannung in Prozent. Dazu wird der halbe Spitze-Spitze-Wert des Wechselanteils \hat{u}_B auf den Mittelwert U_B bezogen. Zudem erfolgt eine Normierung auf die Zwischenkreiskapazität C_B sowie auf die Leistung P . Der Strom einer auf dem BuckBoost-Konverter basierenden Eingangsstufe

weist einen sinusförmigen und zur Netzspannung gleichphasigen Verlauf auf. Für diesen Fall leitet der Anhang B.3.8 mit

$$\hat{u}_B \approx \frac{P}{2\omega C_B U_B} \quad (5.93)$$

analytisch eine Abschätzung des Spitzenwerts des Wechselspannungsanteils her. Dieser besitzt eine direkte Proportionalität zur übertragenen Leistung P sowie eine umgekehrte Proportionalität zum Mittelwert der Zwischenkreisspannung U_B , dem Kapazitätswert C_B und der Netzkreisfrequenz ω . Für die Boost- und die Buck-Eingangsstufe weicht der eingepreßte Netzstrom von der reinen Sinusform ab. Im Vergleich zu einer Eingangsstufe basierend auf dem BuckBoost-Konverter tritt gemäß Bild 5.53 eine etwas höhere Welligkeit auf. Die Abhängigkeiten von den einzelnen Parametern bleiben tendenziell jedoch erhalten.

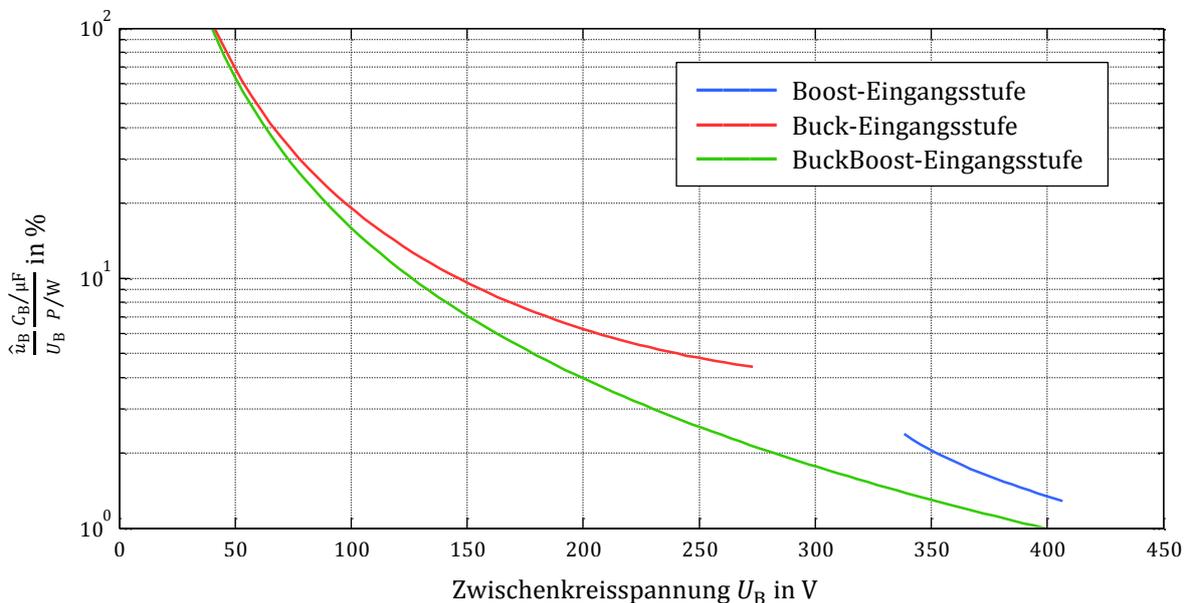


Bild 5.53: Erwartete Welligkeit der Zwischenkreisspannung für die verschiedenen Eingangsstufen, basierend auf dem Modell von Bild 5.52.

Aus dem Verlauf der Zwischenkreisspannung leitet sich auch der Strom durch die Zwischenkreiskapazität über das Differential

$$i_B(\varphi) = \omega C_B \frac{du_B(\varphi)}{d\varphi} \quad (5.94)$$

ab, wobei zunächst nur der niederfrequente Anteil betrachtet wird. Der Mittelwert dieses Stroms verschwindet im stationären Fall. Hingegen ist der Effektivwert des Stroms ungleich null und für einen Elektrolytkondensator bei der Bestimmung der Verluste im äquivalenten Serienwiderstand sowie zur Abschätzung der erwarteten Lebensdauer von Bedeutung. Unter der Annahme, dass an der Zwischenkreiskapazität der Wechselanteil der Spannung einen harmonischen Verlauf mit der Amplitude nach (5.93) sowie der doppelten Netzfrequenz aufweist, gibt

$$I_{B,rms} = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{P}{U_B} \quad (5.95)$$

den Effektivwert des Kondensatorstroms (Rippelstrom) an. Der Wert hängt nur von der übertragenen Leistung P und dem Mittelwert der Kondensatorspannung U_B , nicht jedoch vom Kapazitätswert C_B , ab. (5.95) gilt für eine BuckBoost-Eingangsstufe. Für Topologien auf Basis des Buck- oder Boost-Konverters liegen die Rippelströme etwas höher. Bei einem Einsatz von Elektrolytkondensatoren als Zwischenkreiskapazität darf dieser Rippelstrom einen bestimmten Grenzwert nicht überschreiten, um bei einer gewissen Umgebungstemperatur eine spezifizierte Lebensdauer zu erreichen. Dazu zeigt Bild 5.54 Wertepaare von maximalem Rippelstrom und Nennkapazität verfügbarer Aluminium-Elektrolytkondensatoren von *TDK-EPC* als runde und quadratische Markierungen. Als Datengrundlage dienen die Datenblattwerte von Kondensatoren kleiner und mittlerer Baugröße (Größencodierung nach Bild 4.8) der Serien *B41858*, *B43858*, *B43888* und *B43890*. Die Werte gelten für einen sinusförmigen Rippelstrom mit einer Frequenz von 100 Hz⁹¹ sowie einer erwarteten Lebensdauer von 50000 Stunden bei einer Umgebungstemperatur von 80 °C⁹². Eine farbliche Codierung gibt zudem die Nennspannung der Kondensatoren an⁹³.

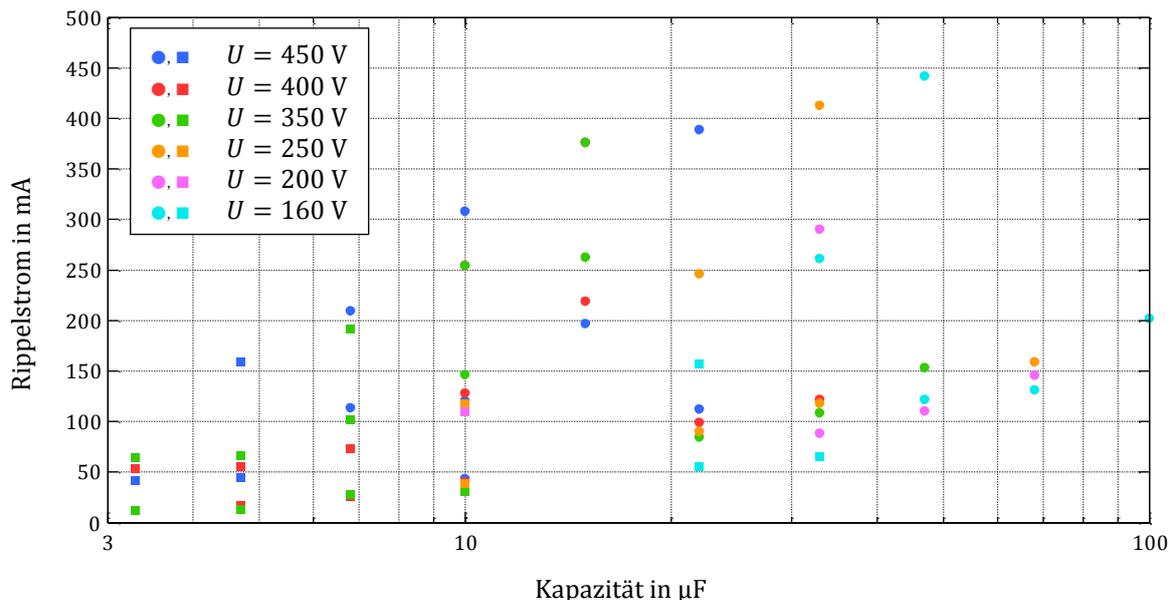


Bild 5.54: Maximaler Rippelstrom für Elektrolytkondensatoren der Serien mit „mittlerer Größencodierung“ (runde Markierungen) und „kleiner Größencodierung“ (quadratische Markierungen) aus Bild 4.8. Die Markierungen sind bezüglich der Nennspannung der Kondensatoren farblich codiert.

⁹¹ Die Werte für den maximalen Rippelstrom geben die Datenblätter für eine Frequenz von 100 kHz an. Mit Hilfe einer graphisch dargestellten Korrekturfunktion für davon abweichende Frequenzen sind diese Werte auf eine Frequenz von 100 Hz umgerechnet.

⁹² Die Datenblätter beinhalten jeweils eine Grafik, welche die Lebensdauer mit dem Rippelstrom und der Umgebungstemperatur verknüpft. Mit Hilfe dieser Grafik ist der Rippelstrom zur Erreichung einer Lebensdauer von 50000 Stunden bei 80 °C errechnet.

⁹³ Die Serien enthalten teilweise auch Kondensatoren mit Nennspannungen kleiner als 160 V. Diese wurden zur besseren Übersichtlichkeit in Bild 5.54 nicht dargestellt.

Mit (5.95) liegt der geschätzte Ripplestrom für die LED-Stränge von Tabelle 5.6 bei unter 50 mA. Keine Berücksichtigung finden darin die spektralen Anteile mit der Schaltfrequenz des Konverters und deren Vielfachen. Bei der Betrachtung der Lebensdauer des Elektrolytkondensators sind diese hochfrequenten Beiträge jedoch aufgrund der unterschiedlichen Gewichtung der Frequenzanteile meist vernachlässigbar. Gemäß den Datenblattangaben erreichen Kondensatoren ab einem Kapazitätswert von ca. 4.7 μF Lebensdauern von mehr als 50000 h.

Kleine Zwischenkreiskapazitäten erfordern die Berücksichtigung der Verkopplung von Netzstrom und Zwischenkreisspannung. Die Welligkeit der Spannung steigt an. Das vereinfachte Modell nach Bild 5.52 mit den idealisierten Stromverläufen aus Kapitel 5.2 verliert hier seine Gültigkeit. Neben der direkten Abhängigkeit des Netzstroms von der Spannung am Zwischenkreis übt auch die Ausgangsstufe einen Einfluss auf die Stromform aus. Diese versucht trotz der sich ändernden Zwischenkreisspannung den Ausgangsstrom konstant zu halten und passt dementsprechend den Tastgrad und die Schaltfrequenz an. Die beiden Größen gelten auch für die Eingangsstufe, womit sich ebenfalls der vom Netz entnommene Strom ändert. Die Verkopplung von Ein- und Ausgangsstufe verhindert eine vereinfachte Analyse. Vielmehr muss eine numerische Betrachtung des Gesamtsystems erfolgen. Auf Basis von Simulationen zeigt dazu Bild 5.55 für den Buck-Buck-Konverter exemplarisch den auf die Amplitude der Grundschwingung normierten Netzstrom sowie die Zwischenkreisspannung im eingeschwungenen Zustand für die positive Netzhalb-schwingung. Der Wert der Zwischenkreiskapazität C_B tritt dabei jeweils als Parameter auf. Für die Berechnung sind die Induktivitätswerte des Konverters derart gewählt, dass sich für $C_B \rightarrow \infty$ eine feste Zwischenkreisspannung $U_B = 150 \text{ V}$ sowie eine feste Schaltfrequenz $f_s = 100 \text{ kHz}$ einstellt. Die übertragene Leistung beträgt $P = 7.5 \text{ W}$. Bild 5.56 zeigt entsprechende Grafiken für den BuckBoost-Buck-Konverter. Die genannten Parameter gelten auch für die Grafiken von Bild 5.57 und Bild 5.58.

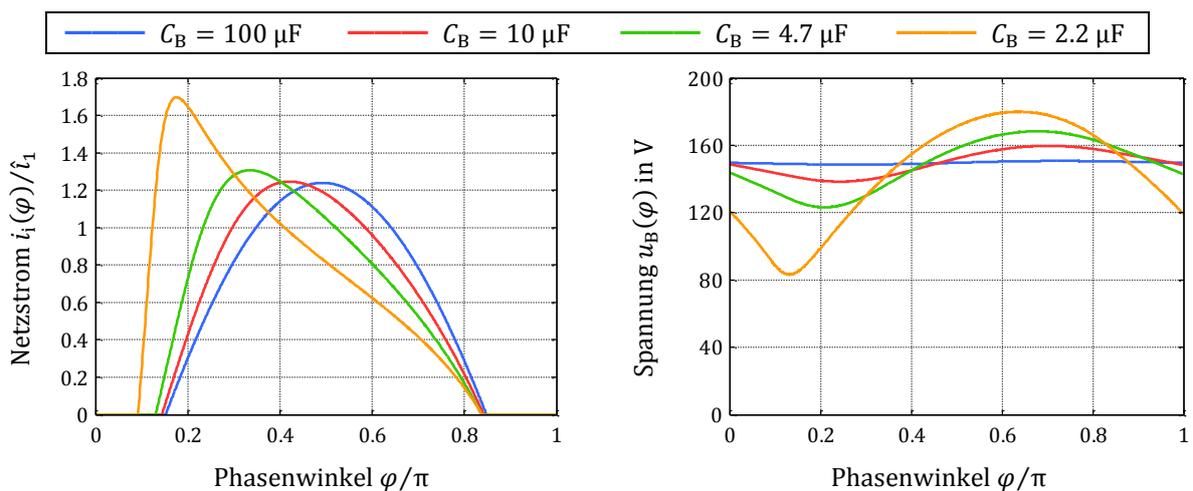


Bild 5.55: Netzstrom (links) und Zwischenkreisspannung (rechts) des Buck-Buck-Konverters für vier Werte der Zwischenkreiskapazität C_B . Der Netzstrom ist auf die Amplitude der Grundschwingung normiert.

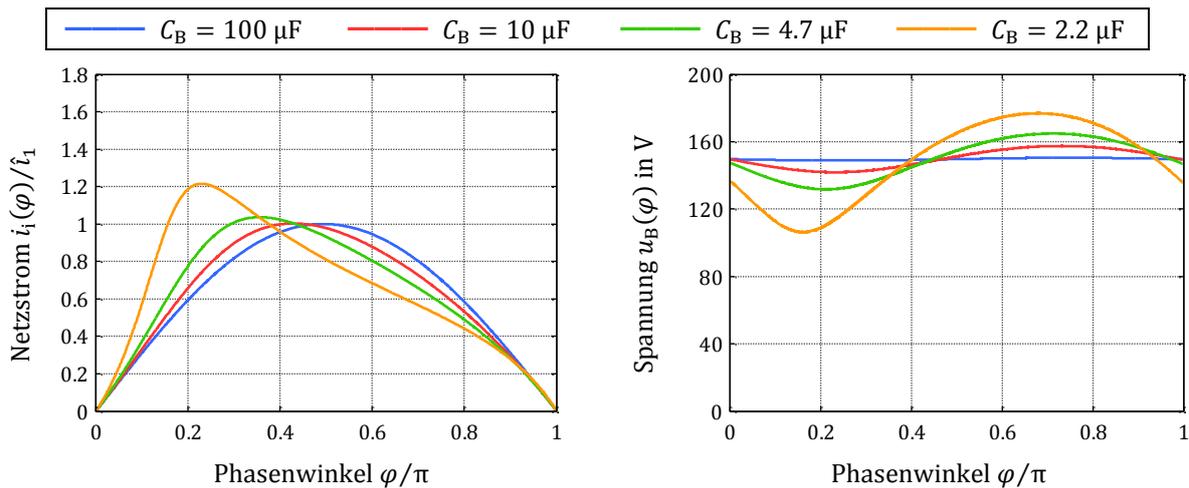


Bild 5.56: Netzstrom (links) und Zwischenkreisspannung (rechts) des BuckBoost-Buck-Konverters für vier Werte der Zwischenkreiskapazität C_B . Der Netzstrom ist auf die Amplitude der Grundschiwingung normiert.

Mit sinkendem Kapazitätswert nehmen die Welligkeit der Spannung am Zwischenkreis sowie die Verzerrung des Eingangsstroms zu. Mit der Verzerrung steigt auch der Oberschwingungsgehalt im Eingangsstrom. Die Effektivwerte der Oberschwingungsströme dürfen jedoch die Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 nicht überschreiten. Bild 5.57 (links) zeigt hierzu die maximale Aussteuerung $\max[a_n]$, mit a_n aus (5.15), der Grenzwerte als Funktion der Zwischenkreiskapazität C_B für die beschriebenen Buck-Buck- und BuckBoost-Buck-Konverter. Unterhalb eines Werts der Kapazität nehmen die Harmonischen im Eingangsstrom und damit die Aussteuerung stark zu. Damit ergibt sich eine untere Grenze für die Zwischenkreiskapazität, um die Grenzwerte für die Netzharmonischen einzuhalten. Der Kapazitätswert liegt in einem Bereich, in dem unter Berücksichtigung der maximalen Spannungsfestigkeit aus Bild 5.55 (rechts) und Bild 5.56 (rechts) der Einsatz von Folienkondensatoren im begrenzten Bauraum der LED-Lampe unter Umständen noch möglich erscheint. Dies ist für konkrete Designs jeweils zu evaluieren. Den Leistungsfaktor am Eingang des Vorschaltgeräts stellt Bild 5.57 (rechts) dar.

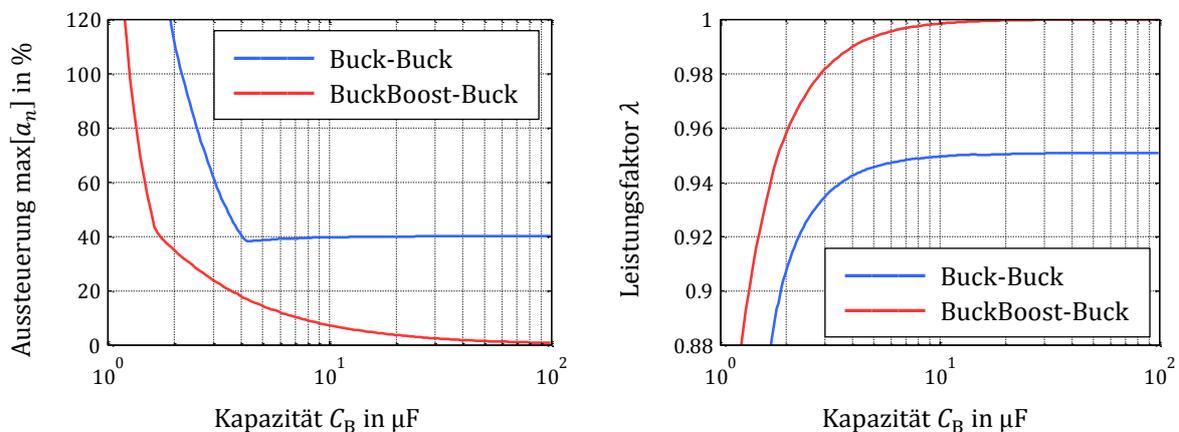


Bild 5.57: Maximale Aussteuerung $\max[a_n]$, mit a_n aus (5.15), der Grenzwerte für die Netzharmonischen (links) sowie der Leistungsfaktor am Eingang des Vorschaltgeräts (rechts) als Funktion der Zwischenkreiskapazität C_B .

Dieser nimmt mit sinkender Kapazität zwar ab, liegt jedoch im betrachteten Bereich stets auf einem relativ hohen Wert über 0.9.

Das linke Diagramm von Bild 5.58 zeigt die relative Abweichung der mittleren Zwischenkreisspannung für endliche Kapazitätswerte. Im relevanten Kapazitätsbereich, in dem die Aussteuerung der Grenzwerte gemäß Bild 5.57 (links) akzeptable Werte annimmt, liegt die Abweichung der mittleren Spannung gegenüber einem Design mit unendlicher Zwischenkreiskapazität betragsmäßig bei weniger als 2 %. Dies rechtfertigt die Annahme einer konstanten Zwischenkreisspannung in Kapitel 5.4 zur Herleitung des sich einstellenden Spannungswerts für die einzelnen Konverter. Das rechte Diagramm von Bild 5.58 stellt die Welligkeit der Spannung am Zwischenkreis als Funktion des Kapazitätswerts C_B dar. Zudem ist die errechnete Kurve nach (5.93) für einen sinusförmigen Netzstrom mit eingezeichnet. Vergleichend mit dem vereinfachten Modell von Bild 5.52 zeigt sich eine gute Übereinstimmung für die Spannungsvariation am Zwischenkreis für endliche Kapazitätswerte. Ebenso wird der niederfrequente Anteil des Stroms durch die Zwischenkreiskapazität gut vorhergesagt. Auf eine numerische Simulation des kompletten Konverters, die deutlich mehr Rechenzeit benötigt, kann somit meist verzichtet werden.

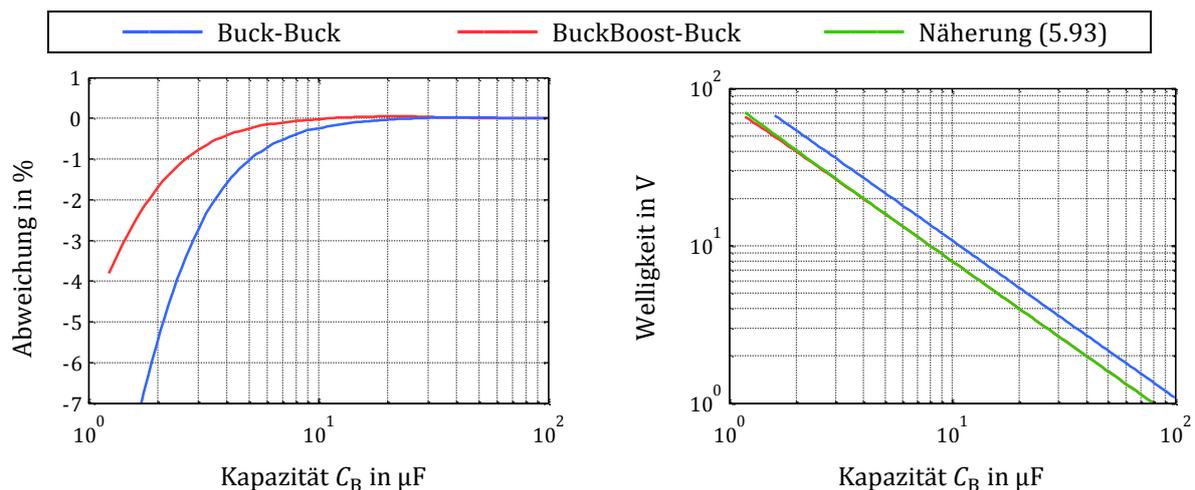


Bild 5.58: Relative Abweichung der mittleren Zwischenkreisspannung für endliche Werte der Zwischenkreiskapazität (links) sowie die Welligkeit der Zwischenkreisspannung (rechts).

5.7 Realisierung eines Boost-Buck Konverters für $I_o = 355$ mA

Eine Realisierung eines Vorschaltgeräts für den Strang 1 von Tabelle 5.6 erfolgt zunächst mit dem Boost-Buck-Konverter. Der Ausgangsstrom beträgt hier $I_o = 355$ mA bei einer Strangspannung von $U_o = 19.6$ V. Gemäß den abgeschätzten Verlusten aus Bild 5.46 bzw. Bild 5.47 ist für diese Topologie, zusammen mit dem Buck-Buck-Konverter⁹⁴, die höchste Lichtausbeute des Gesamtsystems bei Verwendung von Strang 1 zu erwarten. Die Ausführung des Boost-Buck-Konverters basiert mit Bild 5.59 auf dem Prinzipschaltbild von

⁹⁴ Das folgende Kapitel 5.8 stellt den Hardwareaufbau eines Buck-Buck-Konverters vor.

Bild 5.18. Eine Buck-Ausgangsstufe im Grenzbetrieb bietet prinzipiell die Möglichkeit einer relativ einfachen Regelung des Strangstroms auf einen konstanten Wert, da in dieser Betriebsart gemäß

$$I_o = \overline{i_{L_2}(t)} = \frac{1}{2} \hat{i}_{L_2} \varepsilon_2 \cong \frac{1}{2} \hat{i}_{L_2} \quad (5.96)$$

der Ausgangsstrom dem Mittelwert bzw. nahezu dem halben Spitzenwert des Spulenstroms der Induktivität L_2 entspricht. Für die Implementierung der Regelung erfasst ein Messwiderstand den Spulenstrom $i_{L_2}(t)$, um durch einen Vergleich mit einer konstanten Referenz den Ausschaltzeitpunkt des MOSFETs festzulegen. Die übliche Überwachung des Schalterstroms ist jedoch bei der vorliegenden Topologie nicht möglich, da der MOSFET den Summenstrom von Ein- und Ausgangstufe führt. Eine geschickte Positionierung des Messwiderstands nach Bild 5.59 erlaubt dennoch eine Separation der beiden Spulenströme. So erzeugt der Widerstand R in Bild 5.59 während der Leitphase des MOSFETs einen proportionalen Spannungsabfall zum Spulenstrom von L_2 , den das Regel-IC auswertet. Die Diode D_4 schützt dabei das IC vor negativen Spannungen, die in der Abmagnetisierungsphase von L_1 aber vor allem im Einschaltmoment des Vorschaltgeräts auftreten können.

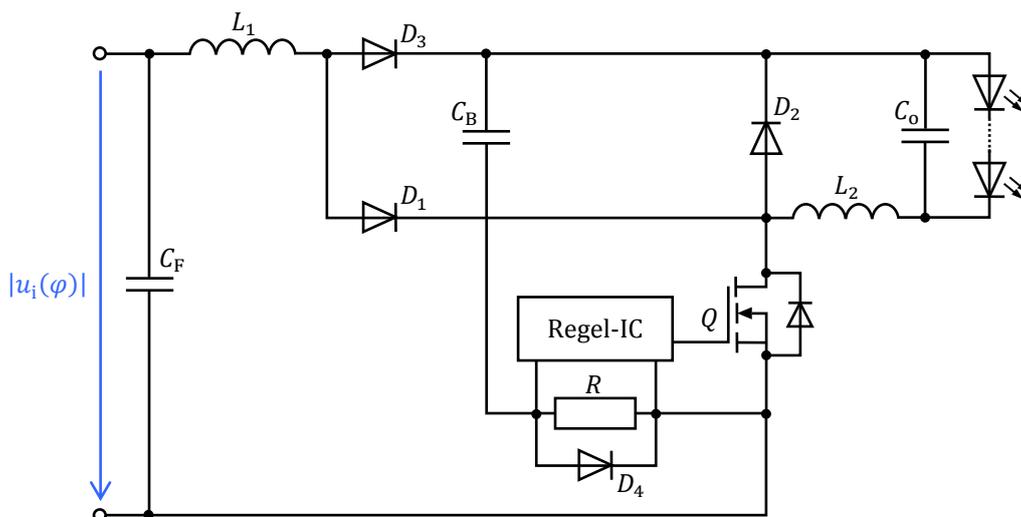


Bild 5.59: Prinzipschaltbild des Boost-Buck-Konverters.

5.7.1 Dimensionierung

Nach der Wahl des Strang 1 von Tabelle 5.6 verbleiben für den Boost-Buck-Konverter mit dem Induktivitätswert L_2 und dem Induktivitätsverhältnis $\Lambda = L_1/L_2$ zwei Freiheitsgrade. Dabei legt Λ das Spannungsverhältnis ξ bzw. die Zwischenkreisspannung U_B fest, während L_2 die Schaltfrequenz des Konverters bestimmt. Beide Größen sind so zu wählen, dass die geringsten Verluste auftreten. Nach Tabelle 5.1 liegt der Wertebereich für das Spannungsverhältnis ξ für Konverter mit einer Boost-Eingangsstufe prinzipiell zwischen 1.04 und 1.25. Da die inhärente Formung des Eingangsstroms zur Reduzierung der

Netzharmonischen einen durchgängigen Betrieb der Eingangsstufe im diskontinuierlichen Betrieb erfordert, erhöht sich die untere Grenze des Spannungsverhältnisses ξ nach (5.43) auf 1.07. Der Anspruch auf eine möglichst hohe Effizienz verlangt für den Boost-Buck-Konverter gemäß Bild 5.46 die Wahl nach dem kleinstmöglichen Spannungsverhältnis. Die stets vorhandenen Toleranzen der Bauelemente erzwingen jedoch die Einhaltung eines dazu ausreichenden Abstands, sodass für die praktische Realisierung ein Wert von $\xi = 1.1$ angestrebt wird⁹⁵. Das Induktivitätsverhältnis liegt dann entsprechend (5.42) bei $\Lambda \approx 2.7$. Mit der festgelegten Zwischenkreisspannung zeigt Bild 5.60 (links) eine Abschätzung der im Konverter auftretenden Verluste als Funktion der Schaltfrequenz. Die zur Schaltfrequenz korrelierenden Induktivitätswerte stellt die rechte Grafik von Bild 5.60 dar. Ein Minimum der Verluste tritt bei einer Schaltfrequenz von ungefähr $f_S = 70$ kHz auf. Die dazugehörigen Induktivitätswerte errechnen sich zu $L_1 = 950$ μH und $L_2 = 350$ μH .

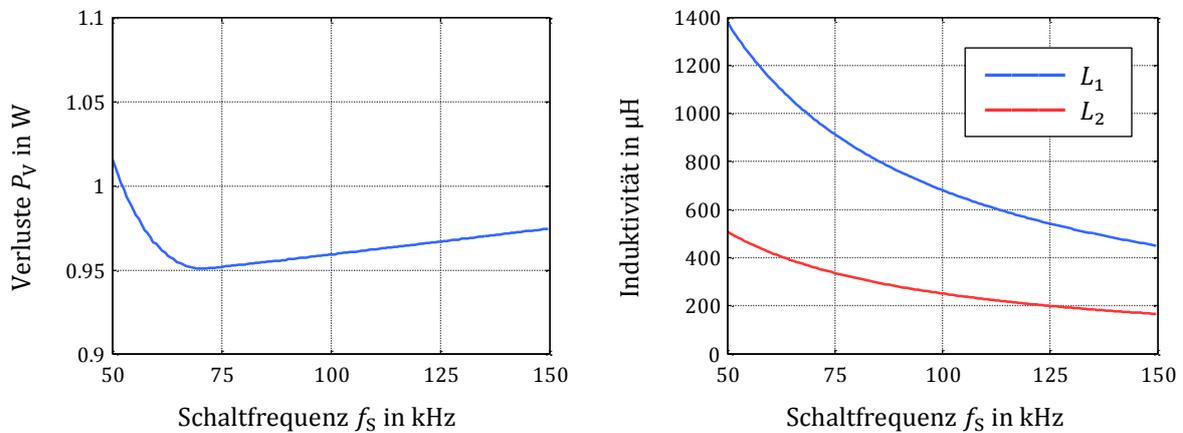


Bild 5.60: Verluste im Konverter in Abhängigkeit der Schaltfrequenz (links) sowie die Korrelation von Induktivitätswerten und Schaltfrequenz (rechts) für $\xi = 1.1$.

Bild 5.61 (links) zeigt die maximale Aussteuerung $\max[a_n]$, mit a_n aus (5.15), der Grenzwerte für die Netzharmonischen in Abhängigkeit der Zwischenkreiskapazität C_B . Für große Kapazitätswerte dominiert die dritte Harmonische die maximale Aussteuerung, die nach Bild 5.61 und Bild 5.8 knapp unter 60 % liegt. Unterhalb eines ungefähren Werts von $C_B \approx 0.7$ μF nimmt $\max[a_n]$ stark zu, sodass im Hinblick auf die Erfüllung der Grenzwerte für die Netzharmonischen dieser einen Minimalwert für die praktische Realisierung darstellt. Der Kapazitätswert ist bei der geforderten Spannungsfestigkeit von mindestens 450 V zu hoch, um im begrenzten Bauvolumen der LED-Retrofit-Lampe noch Folienkondensatoren einsetzen zu können. Folglich muss auf Elektrolytkondensatoren zurückgegriffen werden, die ihnen gegenüber eine höhere Kapazitätsdichte aufweisen. Dieser Typ von Kondensator erfordert jedoch die Beachtung der Bauteillebensdauer. Um hier einen möglichst hohen Wert zu erreichen, sind Kondensatoren mit größeren Kapazitätswerten zu bevorzugen, da diese gemäß Bild 5.54 eine größere Rippelstrombelastung besitzen. Die praktische Realisierung sieht einen Kapazitätswert von $C_B = 10$ μF vor. Nahezu unabhängig vom Kapazitätswert liegt der Effektivwert des Kondensatorstroms bei ca.

⁹⁵ Ein Spannungsverhältnis von $\xi = 1.1$ ermöglicht bei dieser Dimensionierung Strangspannungen bis 29 V. Dies deckt die Toleranz des LED-Strangs vollkommen ab.

100 mA. Bild 5.61 (rechts) stellt den Leistungsfaktor in Abhängigkeit des Kapazitätswerts C_B dar. Im geplanten Bereich liegt dieser knapp unter 0.9 (vgl. Bild 5.9) und damit weit über dem spezifizierten Minimalwert von 0.5.

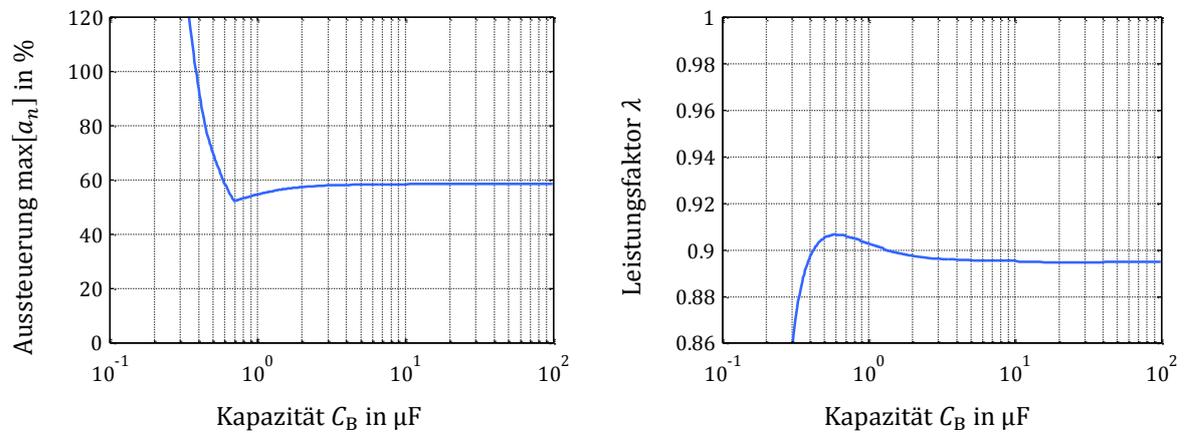


Bild 5.61: Maximale Aussteuerung $\max[a_n]$, mit a_n aus (5.15), der Grenzwerte für die Netzharmonischen (links) sowie der Leistungsfaktor am Eingang des Vorschaltgeräts (rechts) als Funktion der Zwischenkreiskapazität C_B .

Den Verlauf des Netzstroms sowie den Verlauf der Zwischenkreisspannung für vier verschiedene Kapazitätswerte zeigt Bild 5.62. Für die Realisierung des Vorschaltgeräts mit dem geplanten Kapazitätswert von $C_B = 10 \mu\text{F}$ ist die Verzerrung des Netzstroms gegenüber einer unendlichen Zwischenkreiskapazität vernachlässigbar gering. Die Welligkeit der Zwischenkreisspannung liegt bei $\hat{u}_B \approx 5 \text{ V}$.

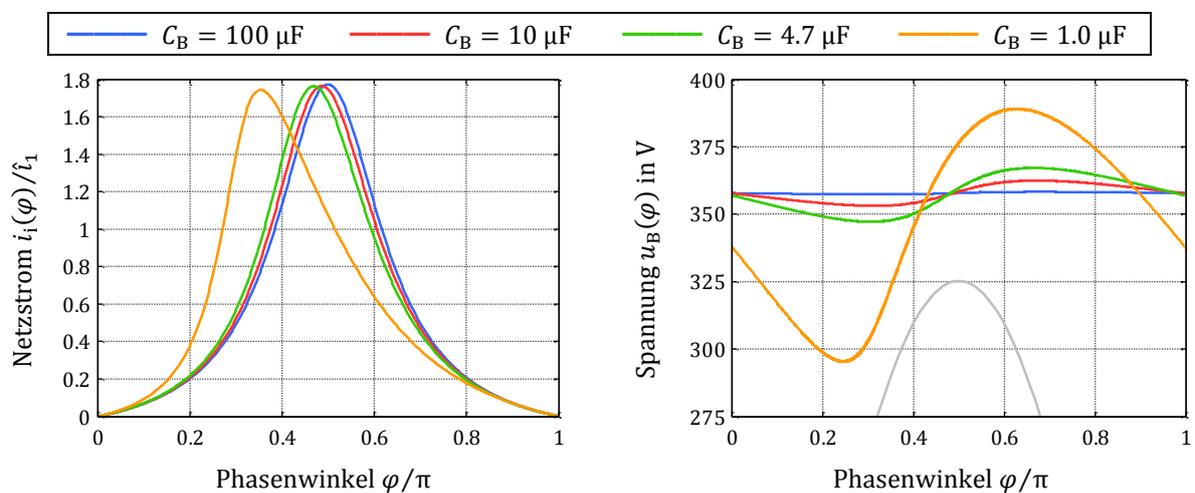


Bild 5.62: Netzstrom (links) und Zwischenkreisspannung (rechts) des Boost-Buck-Konverters für vier Werte der Zwischenkreiskapazität C_B im Nennbetrieb. Der Netzstrom ist auf die Amplitude der Grundschwingung normiert. Die rechte Grafik stellt zusätzlich die Netzspannung als graue Kurve dar.

5.7.2 Aufbau und Messungen

Ein vereinfachtes Schaltbild des Vorschaltgeräts auf Basis des Boost-Buck-Konverters zeigt Bild 5.59 zusammen mit der Filterstufe von Bild 5.63. Auf die Darstellung der Hilfsversorgung wurde aus Gründen der Übersichtlichkeit verzichtet. Basierend auf den Dimensionierungen des vorangegangenen Kapitels listet die Tabelle 5.8 die verbauten Komponenten. Als Regel-IC kommt der *SSL2109* [171] von *NXP* zum Einsatz.

Tabelle 5.8: Werte bzw. Typen der Hauptkomponenten des realisierten Vorschaltgeräts von Bild 5.59 mit Bild 5.63.

Komponente	Zeichen	Nennwert/Typ
Zwischenkreiskapazität	C_B	10 μF ⁹⁶
Leistungsinduktivität L_1	L_1	951 μH
Leistungsinduktivität L_2	L_2	347 μH
Filterinduktivität	L_F	3 mH (2 x 1.5 mH)
Filterkapazität	C_F	100 nF
MOSFET	Q	SPD02N60C3
Diode D_1	D_1	ES1H
Diode D_2	D_2	ES1H
Diode D_3	D_3	ES1H
Ausgangskapazität	C_o	2.2 μF

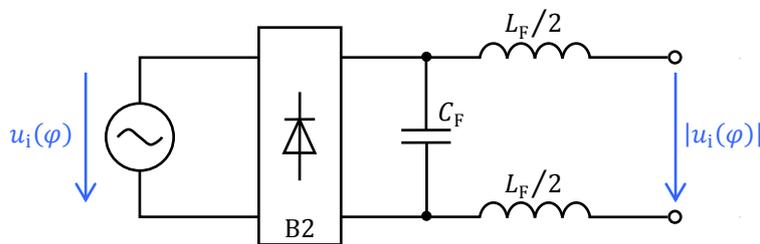


Bild 5.63: Prinzipschaltbild der Filterstufe des Boost-Buck-Konverters von Bild 5.59.

Fotos der Ober- und Unterseite der Platine stellt Bild 5.64 dar.

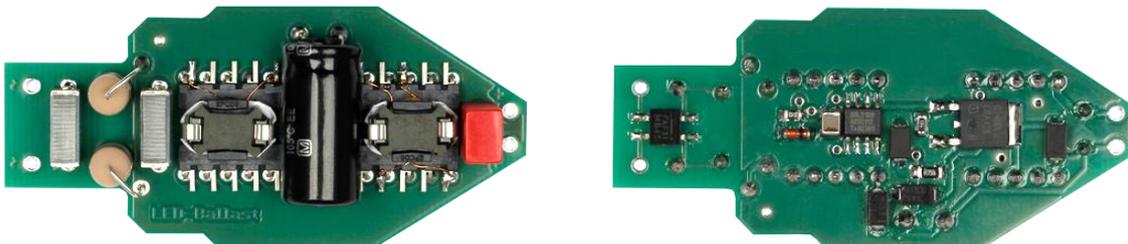


Bild 5.64: Oberseite (links) und Unterseite (rechts) des realisierten Vorschaltgeräts auf Basis des Boost-Buck-Konverters.

⁹⁶ Eine Kleinsignalmessung mit 100 Hz bei 23 °C Umgebungstemperatur ergab einen Wert von 9 μF .

Die beiden Leistungsinduktivitäten, der Zwischenkreiskondensator und die Filter am Ein- und Ausgang des Vorschaltgeräts sind in Durchsteckmontagetechnik auf der Oberseite zu finden. Der Zwischenkreiskondensator ist dabei zur Verringerung der Bauhöhe liegend montiert. Auf der Unterseite der Leiterplatte befinden sich die oberflächenmontierten Bauelemente.

Die gemessenen Verläufe von Netzspannung, Zwischenkreisspannung sowie Netzstrom zeigt Bild 5.65 im Nennbetrieb für eine komplette Netzperiode. Die Zwischenkreisspannung liegt mit einem Mittelwert von 355 V etwas über der Netzspitzenspannung und deckt sich gut mit dem erwarteten Wert der Dimensionierung (Bild 5.62, rechts). Der Spitze-Spitze-Wert des Wechselspannungsanteils der Zwischenkreisspannung beträgt 12 V. Gegenüber den berechneten Verläufen des Netzstroms aus Bild 5.62 (links) weist die gemessene Kurve eine gewisse Asymmetrie bezüglich der halben Periodendauer auf. Dies ist auf den Verschiebungsstrom der Filterkondensatoren zurückzuführen, der sich dem eigentlichen, nahezu symmetrischen Konverterstrom überlagert. Die Filterkondensatoren befinden sich auf der netzabgewandten Seite des Brückengleichrichters, sodass um die Nulldurchgänge der Spannung Intervalle mit sperrender Brücke auftreten und dort der Netzstrom identisch null ist. Zum Ende des Sperrintervalls, wenn die Diodenbrücke wieder in den Leitzustand wechselt, tritt aufgrund des Verschiebungsstroms ein Sprung im Netzstrom auf.

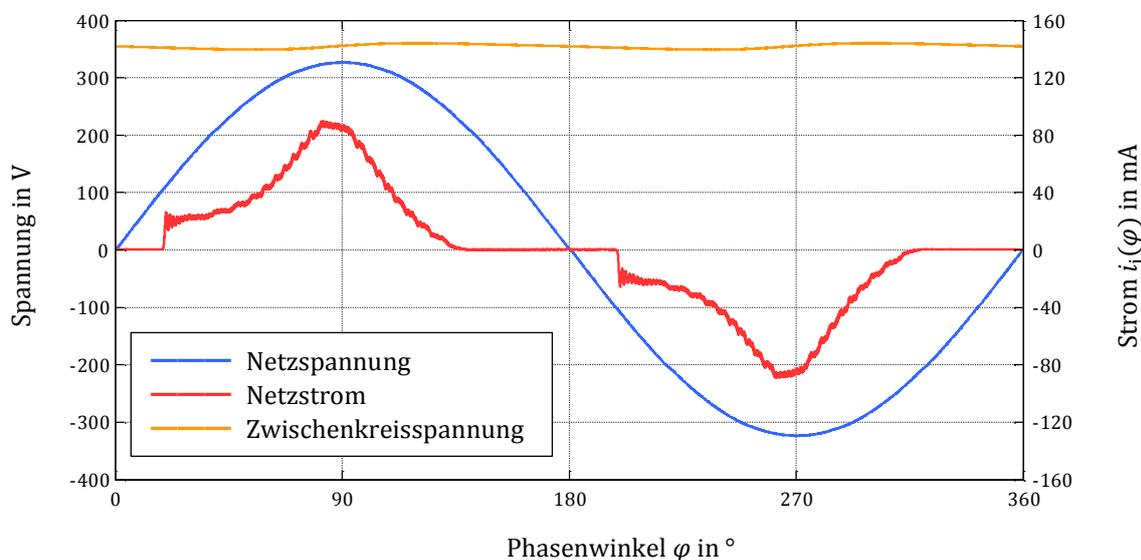


Bild 5.65: Gemessener Verlauf von Netzspannung, Netzstrom sowie Zwischenkreisspannung über einer Netzperiode.

Das Vorschaltgerät gibt am Ausgang eine elektrische Leistung von $P_o = 7.0 \text{ W}$ an den LED-Strang ab. Mit einer vom Netz aufgenommenen Wirkleistung von $P_i = 8.1 \text{ W}$ errechnet sich damit ein Wirkungsgrad von gerundet 87 %. Die Differenz in den Leistungen von rund 1 W wurde bei der Dimensionierung (vgl. Bild 5.60, links) vorhergesagt. Der Effektivwert des Eingangsstroms beträgt 41 mA. Der Leistungsfaktor liegt mit $\lambda = 0.85$ weit über dem spezifizierten minimalen Wert von 0.5.

Die Netzstromform des Konverters nach Bild 5.65 weist keinen rein harmonischen Verlauf auf. Gemäß der DIN EN 61000-3-2 dürfen die Effektivwerte der Oberschwingungen im Eingangsstrom die dort festgesetzten Grenzwerte nicht überschreiten. Dazu zeigt Bild 5.66 die Aussteuerung der Grenzwerte nach (4.30) für die ungeraden Oberschwingungen. Die einzelnen Harmonischen liegen mit ausreichendem Abstand deutlich unter den zugehörigen Grenzwerten. Eine maximale Aussteuerung von knapp 60 % sagt ebenfalls die Dimensionierung mit Bild 5.61 voraus.

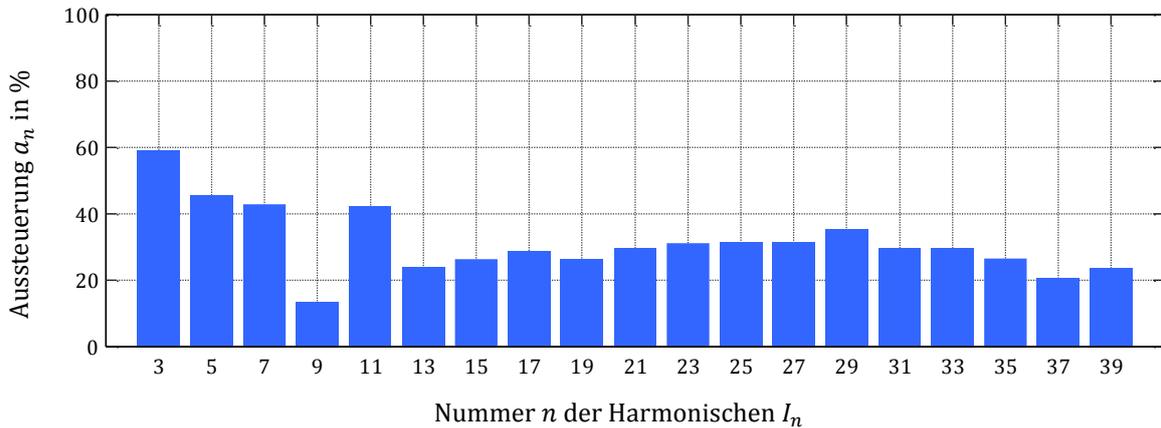


Bild 5.66: Aussteuerung a_n der Grenzwerte für die ungeraden Oberschwingungen bis $n = 39$.

Für das Maximum der Netzhalbschwingung bei $\varphi = 90^\circ$ stellt Bild 5.67 (links) den Verlauf der Spannung über der Drain-Source-Strecke des MOSFETs für eine Hochfrequenzperiode dar. Die rechte Grafik zeigt für dieselbe HF-Periode die Verläufe der beiden Spulenströme.

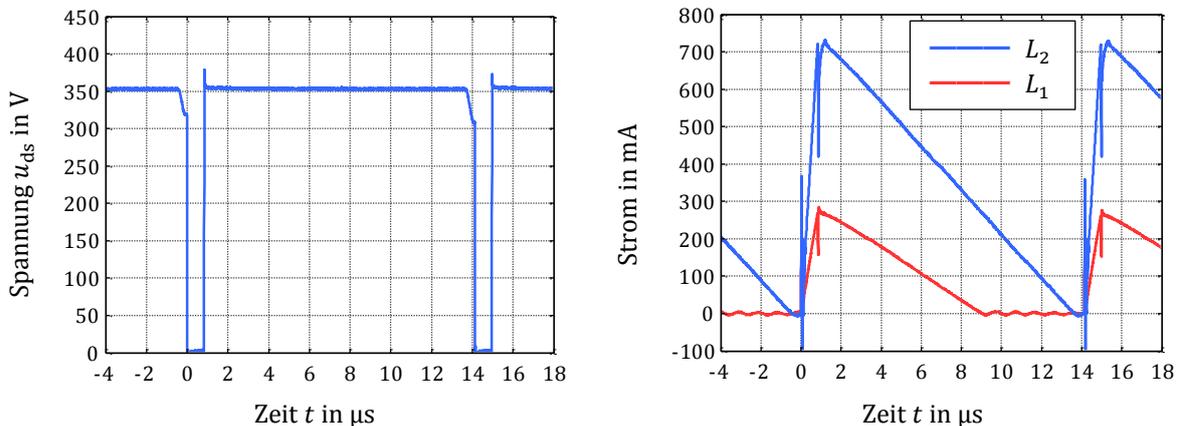


Bild 5.67: Gemessener Verlauf der Drain-Source-Spannung des MOSFETs (links) sowie die Verläufe der Spulenströme (rechts) im Maximum der Netzhalbschwingung bei $\varphi = 90^\circ$.

Die Buck-Ausgangsstufe arbeitet im erweiterten BCM. Hier beginnt eine neue Hochfrequenzperiode, wenn die Drain-Source-Spannung des MOSFETs nach der Abmagnetisierungsphase von L_2 im Oszillationsintervall ein Minimum erreicht. Die Ausgangsspannung des Konverters ist jedoch im Vergleich zur Zwischenkreisspannung relativ gering, sodass nur eine kleine Oszillationsamplitude auftritt. So treten gegenüber dem Standard-Grenzbetrieb nur geringfügig reduzierte kapazitive Einschaltverluste auf. Mit einer relativ konstanten Zwischenkreisspannung sowie einer konstanten Ausgangsspannung besitzt der

Konverter mit rund 71 kHz eine konstante Schaltfrequenz. Die Boost-Eingangsstufe arbeitet stets im diskontinuierlichen Betriebsmodus, sodass eine normkonforme Formung des Eingangsstroms stattfindet. So ändern sich von der Induktivität L_1 der Stromspitzenwert und der Abmagnetisierungszeitpunkt über eine Netzschwingung.

Das Regel-IC stellt in jeder Hochfrequenzperiode den Spitzenwert des Spulenstroms der Ausgangsinduktivität L_2 auf einen festen Wert ein. Gemäß Tabelle C.14 bzw. (5.96) liegt dieser ungefähr beim doppelten Strangstrom. Durch die nahezu konstante Schaltfrequenz weicht der mittlere Spulenstrom während einer Netzperiode kaum vom Sollstrangstrom ab. Mit einer geringen Schwankung des Strangstroms kleiner 1 mA um den Mittelwert $I_o = 351.1 \text{ mA}$ errechnet sich die Modulation zu

$$M = \frac{(351.1 \text{ mA} + 0.9 \text{ mA}) - (351.1 \text{ mA} - 0.8 \text{ mA})}{(351.1 \text{ mA} + 0.9 \text{ mA}) + (351.1 \text{ mA} - 0.8 \text{ mA})} \cdot 100 \% = 0.2 \% \quad (5.97)$$

Eine graphische Darstellung des konstanten Ausgangsstroms für eine Netzhalbschwingung illustriert Bild 5.68.

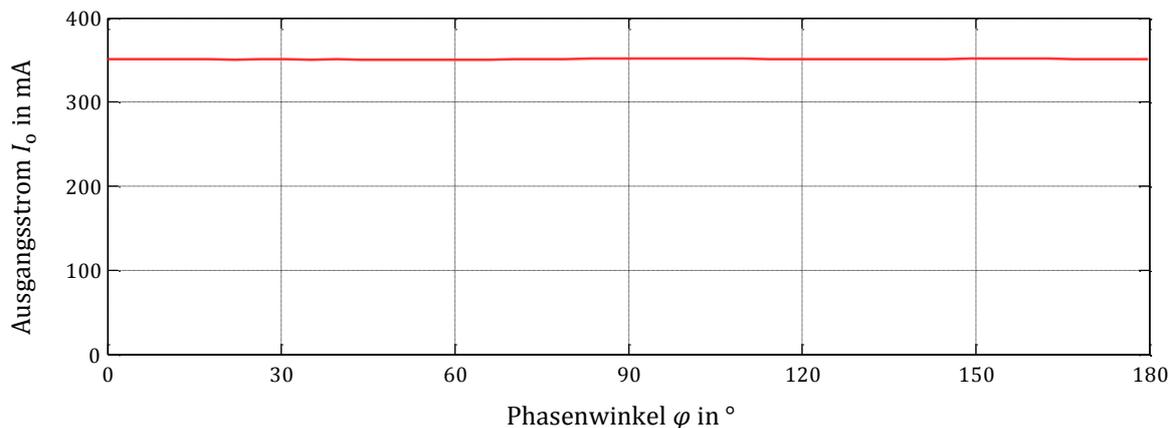


Bild 5.68: Gemessener Verlauf des Ausgangsstroms I_o über einer Netzhalbschwingung.

Bild 5.69 zeigt das gemessene Funkstörpektrum an der Netzimpedanz, bewertet mit dem Quasispitzenwertdetektor. Die Messpunkte liegen mit einem ausreichenden Abstand unterhalb der Grenzkurve nach DIN EN 55015 bzw. Tabelle 2.6. Das Spektrum lässt die feste Schaltfrequenz von ca. 71 kHz als spektral schmale Linie gut erkennen. Das diskrete Spektrum unterhalb der Schaltfrequenz stammt nicht vom Vorschaltgerät, sondern von der verwendeten AC-Quelle 6813B von Agilent.

Eine Zusammenfassung von einigen ausgewählten Messergebnissen des realisierten Boost-Buck-Konverters listet die Tabelle 5.12 im Kapitel 5.11.

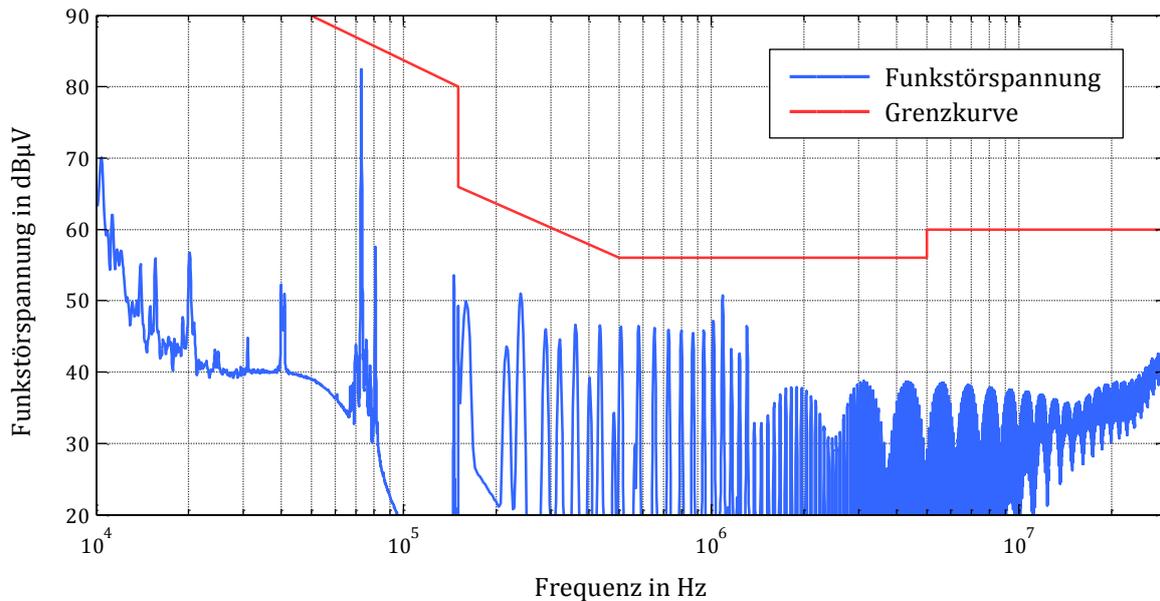


Bild 5.69: Spektrum der Funkstörspannung an der Netzimpedanz des Außenleiters, bewertet mit dem Quasispitzenwertdetektor, sowie die zugehörige Grenzkurve nach DIN EN 55015 bzw. Tabelle 2.6. Das Spektrum an der Netzimpedanz des Neutraleiters sieht nahezu identisch aus. Das erkennbare diskrete Spektrum unterhalb von 50 kHz stammt nicht vom Vorschaltgerät, sondern von der verwendeten AC-Quelle *6812B* von *Agilent*.

5.8 Realisierung eines Buck-Buck-Konverters für $I_o = 355 \text{ mA}$

Im vorliegenden Kapitel erfolgt die Realisierung eines Vorschaltgeräts für den Strang 1 von Tabelle 5.6 auf Basis des Buck-Buck-Konverters von Kapitel 5.4.2. Die Strangspannung ist dabei niedrig genug, dass durch eine geeignete Wahl der Zwischenkreisspannung die modifizierte Topologie nach Bild 5.24 Verwendung finden kann. Der Vorteil dieser Konfiguration gegenüber der allgemeinen Schaltung von Bild 5.22 liegt zum einen darin begründet, dass sich die Spannung, bezüglich dem Erdpotential, an den parasitären Kapazitäten des LED-Strangs nicht mit der Schaltfrequenz ändert. Dadurch sind geringere Gleichtaktströme zu erwarten. Andernfalls könnte möglicherweise nur ein relativ großes Filter die Funkstörspannungen über der Netzimpedanz unter die Grenzwerte der Norm bringen. Zum anderen ermöglicht die Konfiguration eine einfachere Regelung des Strangstroms. Wie bereits beim Boost-Buck-Konverter (Kapitel 5.7) vorgestellt, ist eine Regelung auf den Spitzenwert des Spulenstroms von der Ausgangsinduktivität L_2 umsetzbar. In der Aufmagnetisierungsphase gleicht der Spulenstrom von L_2 stets dem Schalterstrom, sodass ein dem Spitzenstrom proportionales Spannungssignal an einem Messwiderstand im Sourcepfad des MOSFETs erfasst werden kann (vgl. Bild 5.70). Ein dritter Vorteil liegt zuletzt noch in der Einsparung einer Schaltdiode. Beim modifizierten Buck-Buck-Konverter nach Bild 5.24 kann bei der Unterschreitung eines bestimmten Induktivitätsverhältnisses ein drittes Betriebsintervall um die Netzspitze auftreten, in dem er der Versorgungsspannung eine konstante Leistung entnimmt. Für die gegebene Strangspannung $U_o = 19.6 \text{ V}$ liegt diese Grenze bei $\Lambda = 1.64$. Gegenüber dem Buck-Buck-Konverter nach Bild 5.24 erweitert die Grafik in Bild 5.70 die Schaltung um die Diode D_4 . Diese soll einen

negativen Strom durch die Induktivität L_1 verhindern, sodass sich keine ausgeprägte Oszillation von L_1 mit der parasitären Kapazität am Drainknoten des MOSFETs ausbilden kann. Ihr Einfluss wird bei der Diskussion der Messergebnisse nochmals dargestellt.

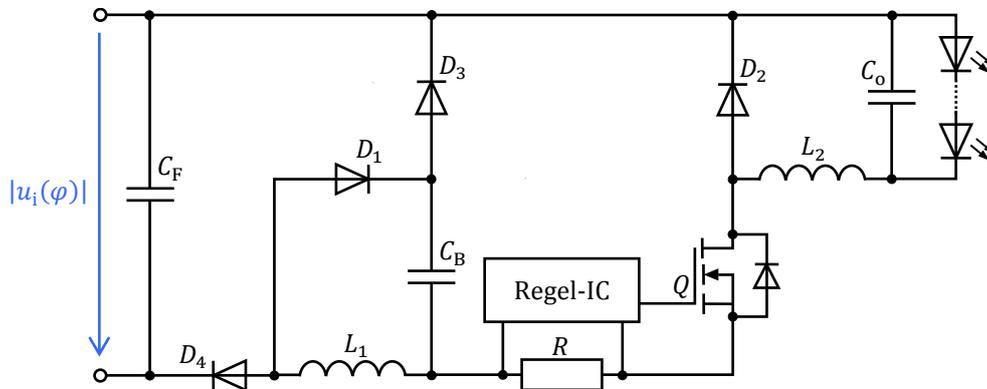


Bild 5.70: Prinzipschaltbild des Buck-Buck-Konverters.

5.8.1 Dimensionierung

Mit der Wahl des LED-Strangs 1 sind mit dem Induktivitätsverhältnis Λ und der Induktivität L_2 die beiden verbleibenden Freiheitsgrade so zu wählen, dass im Konverter die geringsten Verluste auftreten. Dazu zeigt Bild 5.71 (links) die geschätzten Verluste im Vorschaltgerät als Funktion des Induktivitätsverhältnisses Λ für drei verschiedene Schaltfrequenzen⁹⁷. Die Verluste sinken mit fallenden Werten von Λ . Jedoch existiert gemäß Bild 5.27 mit $\Lambda > 0.74$ eine Beschränkung des Wertebereichs. Bei geringeren Werten erfüllen die Oberschwingungen des Eingangsstroms nicht mehr die Normvorgaben bei der Nenneingangsspannung. Für die praktische Realisierung fällt die Wahl mit $\Lambda = 1$ auf einen Wert nahe dieser Grenze. Damit treten während des Betriebs drei Intervalle innerhalb einer Netzhalbschwingung auf. Das Spannungsverhältnis errechnet sich zu $\xi = 0.44$, was bei der Nenneingangsspannung einer Zwischenkreisspannung von $U_B = 143 \text{ V}$ entspricht. Für das gewählte Induktivitätsverhältnis $\Lambda = 1$ stellt Bild 5.71 (rechts) die Konverterverluste in Abhängigkeit der Schaltfrequenz graphisch dar. Ein Minimum tritt bei ungefähr $f_S = 100 \text{ kHz}$ auf. Insgesamt liegen damit die Werte für die beiden Induktivitäten mit $L_1 = L_2 = 240 \text{ }\mu\text{H}$ fest.

Eine Grafik der Aussteuerung $\max[a_n]$ der Grenzwerte der Netzharmonischen als Funktion der Zwischenkreiskapazität C_B zeigt Bild 5.72 (links). Die maximale Aussteuerung liegt für große Kapazitätswerte knapp unterhalb von 60 %. Sie steigt jedoch unterhalb einem Wert von $C_B \approx 5 \text{ }\mu\text{F}$ stark an, sodass für den praktischen Aufbau ein höherer Wert zu wählen ist. Der begrenzte Bauraum der LED-Retrofit-Lampe verhindert dabei den Einsatz von Folienkondensatoren. Bild 5.72 (rechts) zeigt den errechneten Leistungsfaktor am Eingang des Konverters in Abhängigkeit der Zwischenkreiskapazität, der im angestrebten Betriebsbereich einen Wert von ca. 0.96 besitzt.

⁹⁷ Die angegebene Schaltfrequenz gilt für das zweite Betriebsintervall. Für $\Lambda < 1.64$ tritt ein drittes Intervall auf, in dem sich die Schaltfrequenz über der Netzperiode ändert.

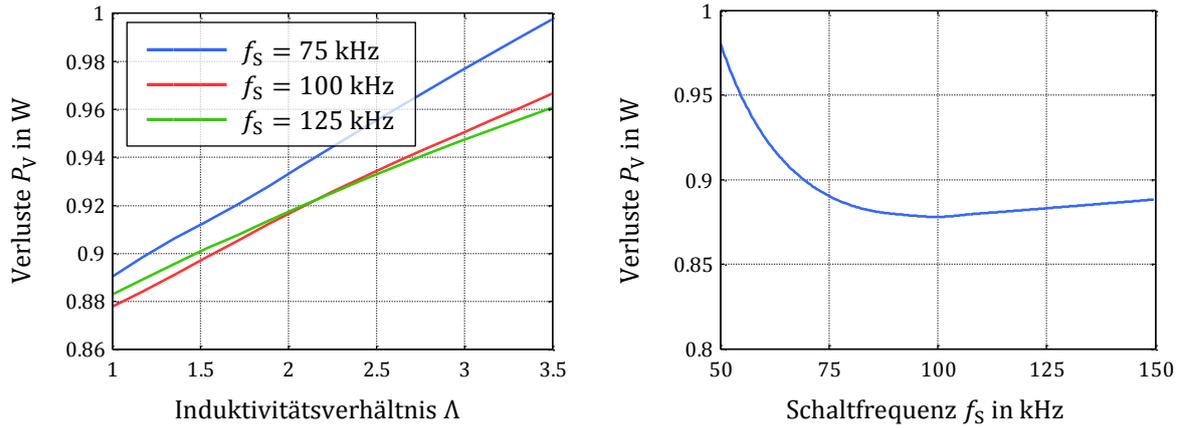


Bild 5.71: Verluste im Konverter in Abhängigkeit des Induktivitätsverhältnisses Λ (links) sowie die Verluste im Konverter bei $\Lambda = 1$ als Funktion der Schaltfrequenz f_S (rechts).

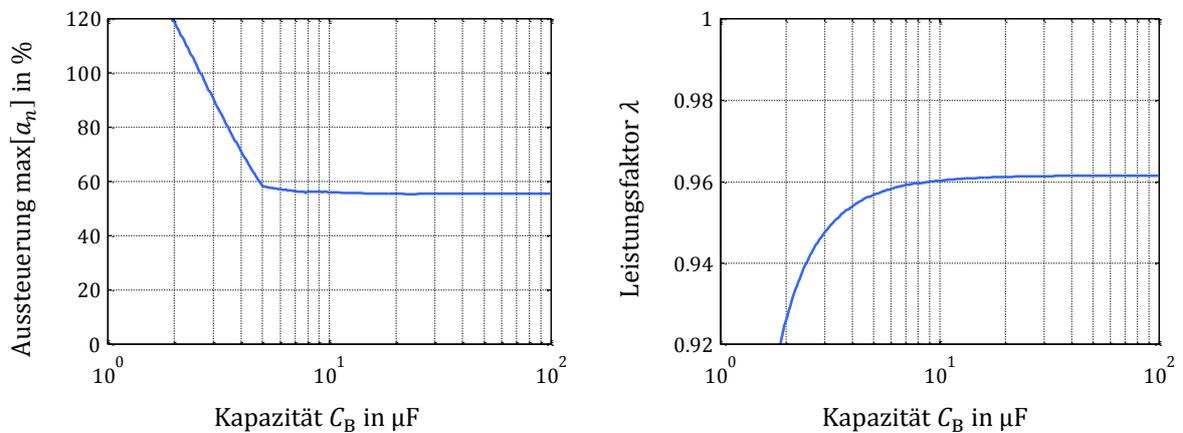


Bild 5.72: Maximale Aussteuerung $\max[a_n]$, mit a_n aus (5.15), der Grenzwerte für die Netzharmonischen (links) sowie der Leistungsfaktor am Eingang des Vorschaltgeräts (rechts) als Funktion der Zwischenkreiskapazität C_B .

Für vier verschiedene Werte der Zwischenkreiskapazität stellt Bild 5.73 den Verlauf des Netzstroms und den Verlauf der Zwischenkreisspannung graphisch dar.

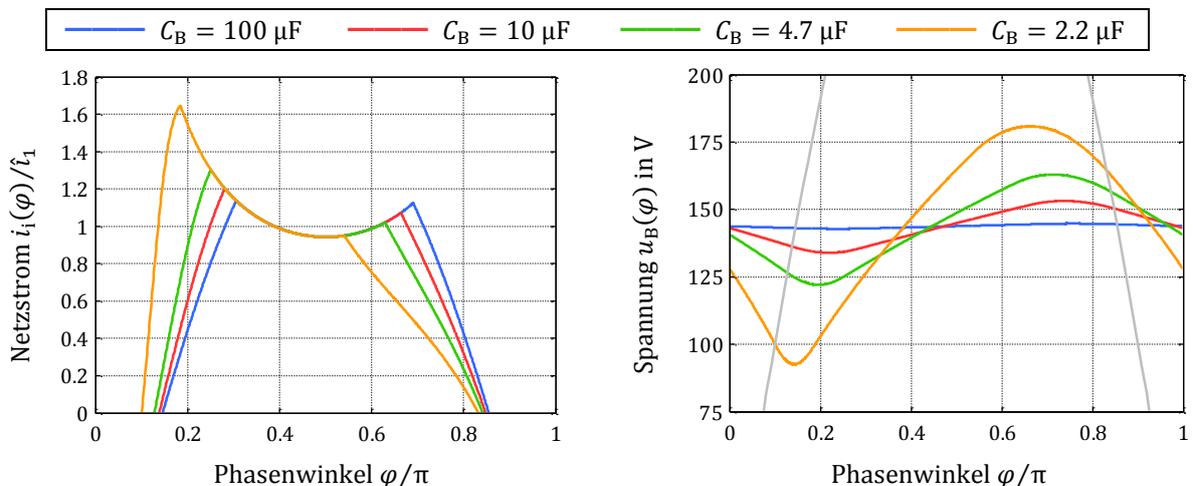


Bild 5.73: Netzstrom (links) und Zwischenkreisspannung (rechts) des Buck-Buck-Konverters für vier Werte der Zwischenkreiskapazität C_B im Nennbetrieb. Der Netzstrom ist auf die Amplitude der Grundschwingung normiert. Die rechte Grafik stellt zusätzlich die Netzspannung als graue Kurve dar.

Im Netzstrom sind deutlich die drei Intervalle innerhalb der Netzperiode ersichtlich. Im Intervall um die Nulldurchgänge der Netzspannung liegt die Zwischenkreisspannung oberhalb der Netzspannung. Die Buck-Eingangsstufe entnimmt hier keinen Strom aus dem Netz. Im dritten Intervall um die Netzspitze weist der Eingangsstrom keine Abhängigkeit mehr von der Zwischenkreisspannung auf, sodass in diesem Bereich die Kurven unabhängig von der Zwischenkreiskapazität übereinander liegen. Sie besitzen dort eine Form proportional zu $1/\sin(\varphi)$. Der geplante Aufbau des Vorschaltgeräts sieht einen Elektrolytkondensator mit einem Kapazitätswert von $68 \mu\text{F}$ und einer Spannungsfestigkeit von 200 V vor.

5.8.2 Aufbau und Messungen

Der Konverter von Bild 5.70 und die Filterstufe von Bild 5.74 ergeben ein vereinfachtes Schaltbild des realisierten Buck-Buck-Konverters. Die notwendige Hilfsversorgung ist dabei für eine übersichtlichere Darstellung nicht eingezeichnet. Die Werte und Typen der Bauelemente listet die Tabelle 5.9 und basieren auf den Dimensionierungen des vorangegangenen Kapitels 5.8.1. Die Ansteuerung des MOSFETs übernimmt das IC *SSL2109* [171] von *NXP*.

Tabelle 5.9: Werte bzw. Typen der Hauptkomponenten des realisierten Vorschaltgeräts von Bild 5.70 mit Bild 5.74.

Komponente	Zeichen	Nennwert/Typ
Zwischenkreiskapazität	C_B	$68 \mu\text{F}^{98}$
Leistungsinduktivität L_1	L_1	$240 \mu\text{H}$
Leistungsinduktivität L_2	L_2	$240 \mu\text{H}$
Filterinduktivität	L_F	4.7 mH
Filterkapazität	C_F	100 nF
MOSFET	Q	SPD02N60C3
Diode D_1	D_1	ES1G
Diode D_2	D_2	ES1G
Diode D_3	D_3	ES1G
Diode D_3	D_4	ES1G
Ausgangskapazität	C_o	100 nF

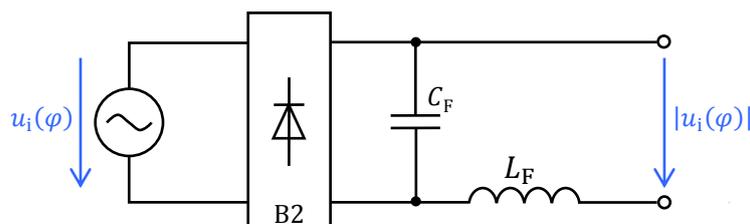


Bild 5.74: Prinzipschaltbild der Filterstufe des Buck-Buck-Konverters von Bild 5.70.

⁹⁸ Eine Kleinsignalmessung mit 100 Hz bei $23 \text{ }^\circ\text{C}$ Umgebungstemperatur ergab einen Wert von $59 \mu\text{F}$.

Bild 5.75 zeigt Fotos der Oberseite (links) und Unterseite (rechts) des Vorschaltgeräts. Im Vergleich zum Boost-Buck-Konverter von Kapitel 5.7 besitzen beide Topologien den gleichen Bauteilaufwand. Auch sind die Positionen der Bauelemente bis auf wenige Ausnahmen weitestgehend identisch.

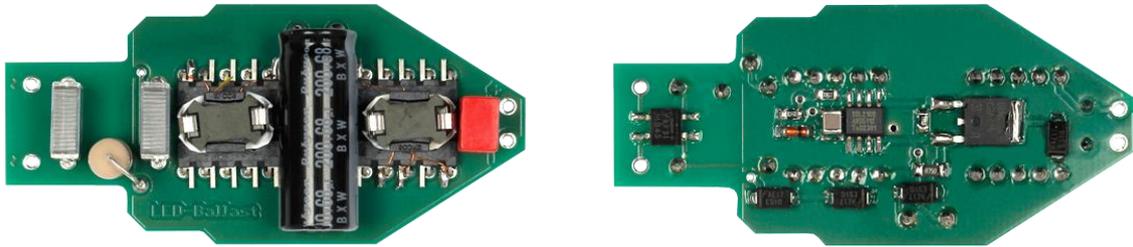


Bild 5.75: Oberseite (links) und Unterseite (rechts) des realisierten Vorschaltgeräts auf Basis des Buck-Buck-Konverters.

Bild 5.76 stellt die gemessenen Verläufe der Netzspannung, der Zwischenkreisspannung und des Netzstroms über eine Netzperiode dar. Die mittlere Zwischenkreisspannung beträgt 127 V, wobei der überlagerte Wechselspannungsanteil einen Spitze-Spitze-Wert von 4 V aufweist. Aufgrund der Buck-Topologie als Eingangsstufe kann erst ein Netzstrom fließen, wenn die Netzspannung die Zwischenkreisspannung übersteigt. Andernfalls sperrt der Brückengleichrichter und der Netzstrom ist identisch null. Der kapazitive Verschiebungsstrom der Filterkondensatoren überlagert sich dem eigentlichen Konverterstrom, sodass der Netzstrom trotz nahezu konstanter Zwischenkreisspannung einen asymmetrischen Verlauf aufweist.

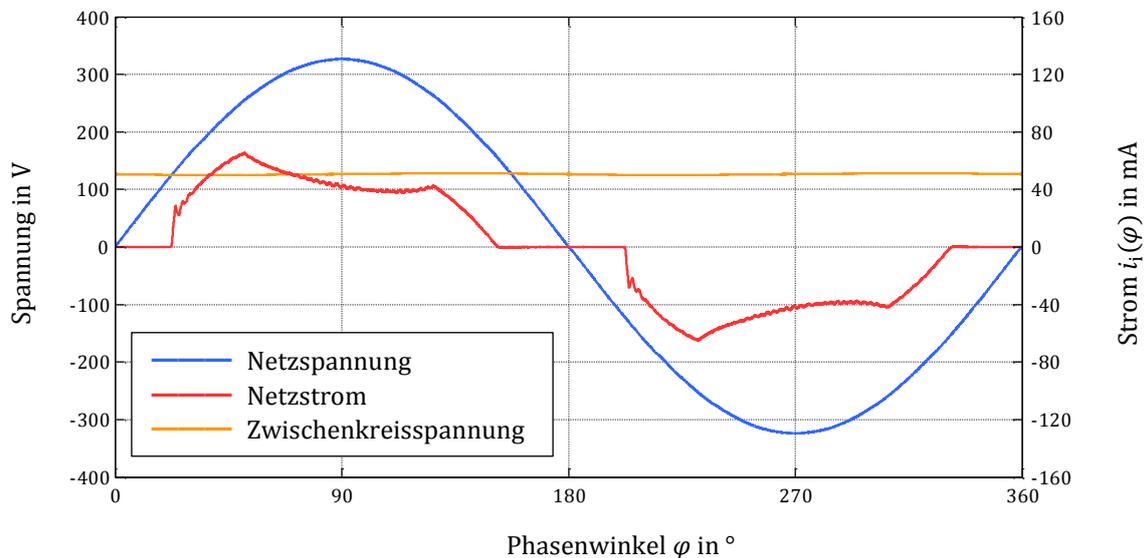


Bild 5.76: Gemessener Verlauf von Netzspannung, Netzstrom sowie Zwischenkreisspannung über einer Netzperiode.

Das Vorschaltgerät nimmt vom Netz eine Wirkleistung von $P_i = 8.0 \text{ W}$ auf, während es eine elektrische Leistung von $P_o = 7.0 \text{ W}$ wieder an den LED-Strang abgibt. Die Differenz von 1 W setzt das Vorschaltgerät in Wärme um. Der Wert weist eine relativ gute Deckung mit der Vorhersage der Dimensionierung auf. Die davon abweichende Differenz resultiert

hauptsächlich aus der Versorgung des Regel-ICs, den zusätzlichen Verlusten in der Diode D_4 und im Messwiderstand. Damit ergibt sich ein Wirkungsgrad des Konverters von rund 87.3 %. Der Effektivwert des Netzstroms beträgt 38 mA. Der gemessene Leistungsfaktor liegt mit $\lambda = 0.91$ über dem Wert von 0.9.

Die Effektivwerte der Oberschwingungen im Netzstrom unterschreiten mit ausreichendem Abstand die Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2. Bild 5.77 zeigt hierzu die Aussteuerung der Grenzwerte nach (4.30) für die einzelnen, ungeraden Harmonischen.

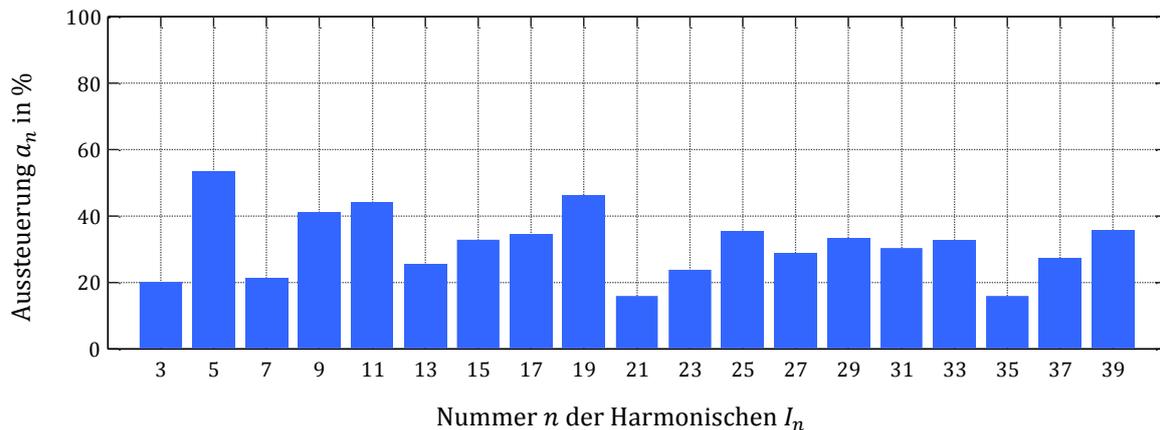


Bild 5.77: Aussteuerung a_n der Grenzwerte für die ungeraden Oberschwingungen bis $n = 39$.

Bild 5.78 stellt den Verlauf der Drain-Source-Spannung des MOSFETs (links) sowie die Verläufe der beiden Spulenströme (rechts) für eine Hochfrequenzperiode in der Netzspannungsspitze bei $\varphi = 90^\circ$ dar. Die Buck-Ausgangsstufe arbeitet im erweiterten BCM, während sich die Buck-Eingangsstufe tief im DCM befindet. Die Reduzierung der kapazitiven Einschaltverluste durch das Schalten im Minimum der Drain-Source-Spannung ist allerdings gering, da der Konverter aufgrund der niedrigen Ausgangsspannung nur eine geringe Oszillationsamplitude besitzt. Um die Netzspitze arbeitet der Konverter im Intervall mit konstanter Eingangsleistung. Hier fließt in der Aufmagnetisierungsphase einer HF-Periode derselbe Strom durch beide Induktivitäten. Die Schaltfrequenz ändert sich, da nun die Einschaltzeit mit der Netzspannung variiert.

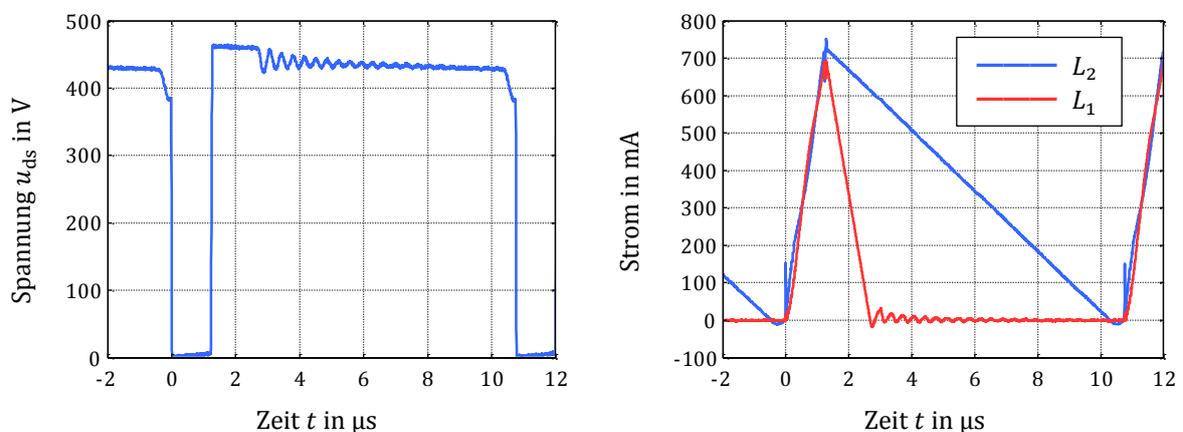


Bild 5.78: Gemessener Verlauf der Drain-Source-Spannung des MOSFETs (links) sowie die Verläufe der Spulenströme (rechts) im Maximum der Netzhalbschwingung bei $\varphi = 90^\circ$ mit der Diode D_4 .

Nach der Abmagnetisierung von L_1 startet eine schwach ausgeprägte Oszillation mit der parasitären Kapazität am Drainknoten des MOSFETs, welche die Diode D_4 weitestgehend verhindert. Für den Fall, dass die Diode D_4 durch einen Kurzschluss ersetzt wird, zeigt Bild 5.79 erneut die Verläufe der Drain-Source-Spannung (links) sowie die Verläufe der beiden Spulenströme (rechts) für eine HF-Periode bei $\varphi = 90^\circ$. Die angesprochene Oszillation mit einer Frequenz von rund 1.1 MHz ist nun deutlich ausgeprägt und sowohl in der Drain-Source-Spannung als auch in den Spulenströmen sichtbar. Das Einschalten des MOSFETs geschieht nun bei einer viel niedrigeren Schalterspannung, sodass nun die kapazitiven Einschaltverluste geringer ausfallen. Der Einschaltzeitpunkt des MOSFETs tritt nicht zwangsläufig in einem lokalen Minimum der Spannung auf, da die Detektion zu dessen Bestimmung über die Hilfswicklung von L_2 stattfindet und nicht das Regel-IC den direkten Verlauf der Schalterspannung überwacht⁹⁹. Ohne die Diode D_4 besitzt die Schaltung einen um gut 1.1 Prozentpunkte höheren Gesamtwirkungsgrad. Allerdings weist die Oszillation im Funkstörpektrum eine derartige Prägnanz auf, dass die Oberschwingungen im Bereich um die Oszillationsfrequenz (≈ 1.1 MHz) die festgeschriebenen Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 deutlich überschreiten. Ein normkonformer Betrieb ist ohne die Diode D_4 oder anderweitiger Maßnahmen zur Reduzierung der Funkstörspannung nicht möglich.

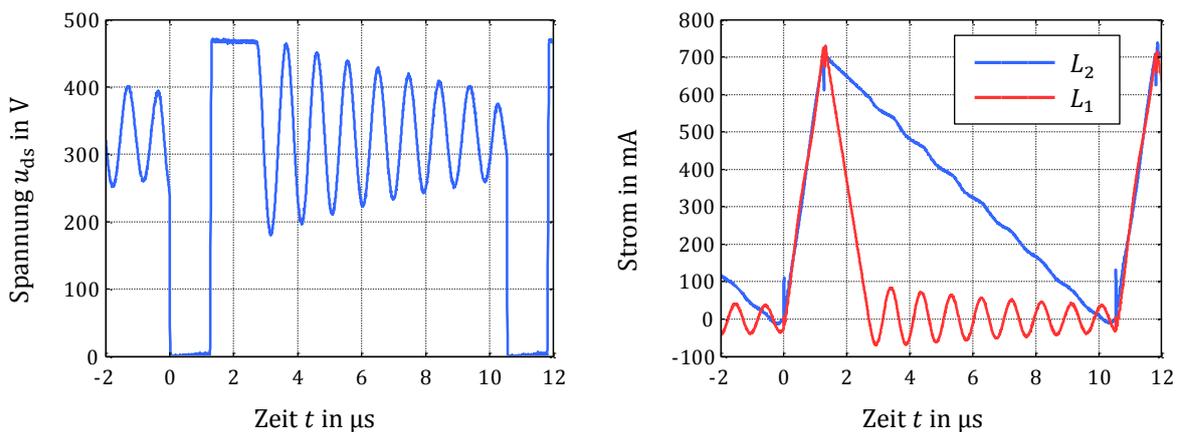


Bild 5.79: Gemessener Verlauf der Drain-Source-Spannung des MOSFETs (links) sowie die Verläufe der Spulenströme (rechts) im Maximum der Netzhalfschwingung bei $\varphi = 90^\circ$ ohne die Diode D_4 .

Der Konverter wird durch Einstellung des Stromspitzenwerts von L_2 geregelt, sodass sich ein nahezu konstanter Strangstrom einstellt. Die Schwankung beträgt $+3.4$ mA/ -2.3 mA bei einem mittleren Strom von $I_o = 349.5$ mA. Damit berechnet sich die Modulation zu

$$M = \frac{(349.5 \text{ mA} + 3.4 \text{ mA}) - (349.5 \text{ mA} - 2.3 \text{ mA})}{(349.5 \text{ mA} + 3.4 \text{ mA}) + (349.5 \text{ mA} - 2.3 \text{ mA})} \cdot 100 \% = 0.8 \% \quad (5.98)$$

⁹⁹ Die Oszillation verhindert eine alleinige Überwachung des Drain-Source-Verlaufs zur Detektion des Spannungsminimums, da andernfalls ein Schaltvorgang schon im ersten Minimum ausgelöst würde. Die Ausgangsinduktivität L_2 ist zu diesem Zeitpunkt allerdings noch nicht abmagnetisiert. Eine zusätzliche Freigabe durch die Abmagnetisierung von L_2 wäre nötig. Dies unterstützen jedoch am Markt erhältliche Regel-ICs nicht.

Im Vergleich zur Modulation des Boost-Buck-Konverters vom vorherigen Kapitel liegt der Wert bei der hier vorhandenen Buck-Buck-Topologie prinzipbedingt etwas höher. Im Unterschied tritt nun im Bereich um die Netzhälfte ein Intervall mit variierender Schaltfrequenz auf, sodass sich dort geringfügig der Mittelwert des Stroms der Ausgangsinduktivität ändert. Für eine Netzhalbschwingung zeigt Bild 5.80 den gemessenen Strangstrom.

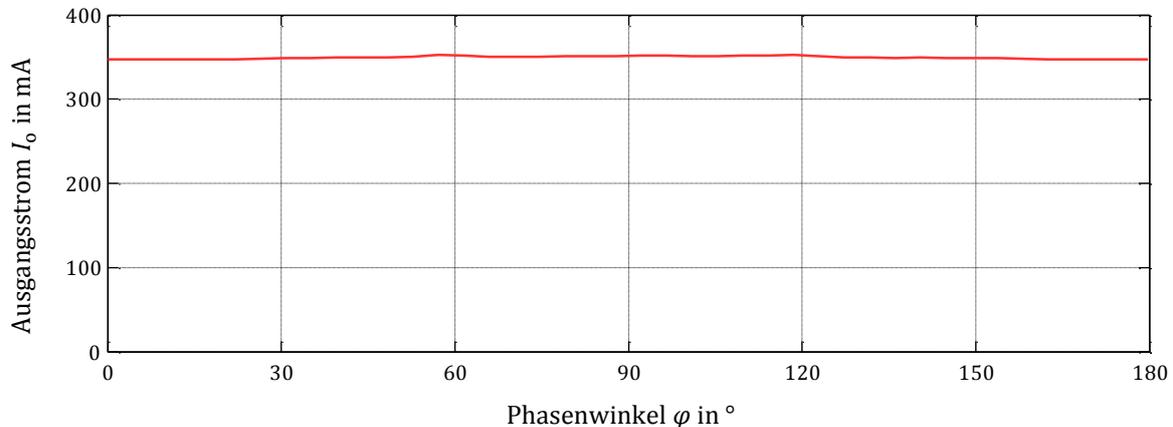


Bild 5.80: Gemessener Verlauf des Ausgangsstroms I_o über einer Netzhalbschwingung.

Der Buck-Buck-Konverter von Bild 5.70 erzeugt relativ große Gleichtaktstörungen, da ein Großteil der Schaltungskomponenten mit ihren parasitären Kapazitäten gegenüber Erde mit der Schaltfrequenz umgeladen werden müssen. Demgegenüber weist das Potential des LED-Strangs nur eine Änderung mit der doppelten Netzfrequenz auf. Aus diesem Grund ist auf der Platine des Vorschaltgeräts das Anodenpotential des LED-Strangs großflächig ausgeführt, um die parasitären Kapazitäten gegenüber Erde durch elektrostatische Abschirmung so weit wie möglich zu reduzieren.

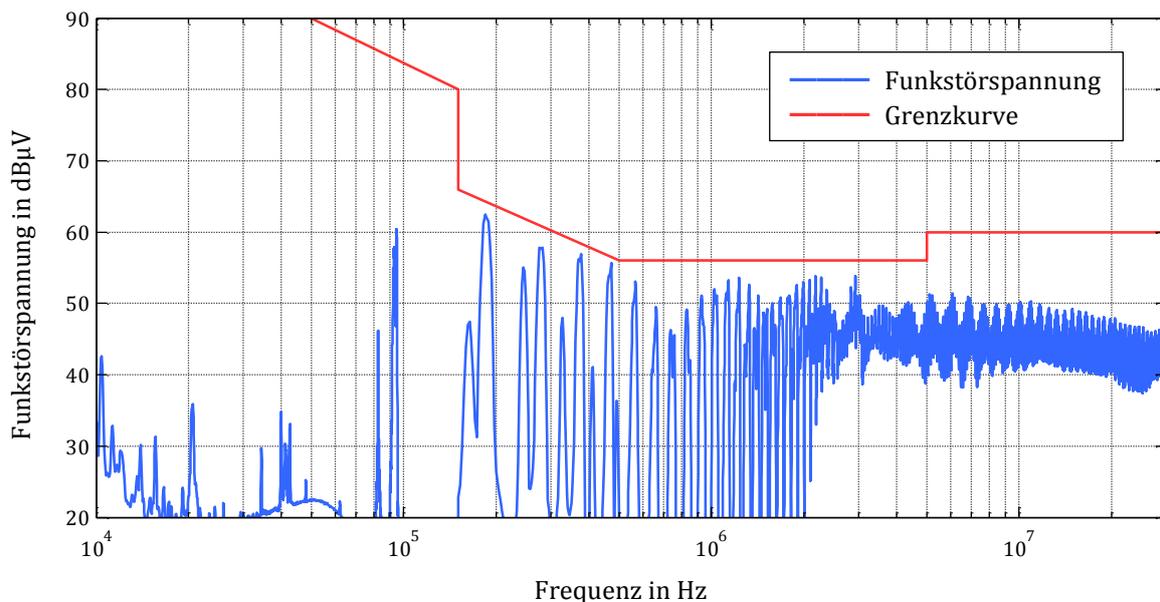


Bild 5.81: Spektrum der Funkstörspannung an der Netzimpedanz des Außenleiters, bewertet mit dem Quasispitzenwertdetektor, sowie die zugehörige Grenzkurve nach DIN EN 55015 bzw. Tabelle 2.6. Das Spektrum an der Netzimpedanz des Neutralleiters sieht nahezu identisch aus. Das erkennbare diskrete Spektrum unterhalb von 50 kHz stammt nicht vom Vorschaltgerät, sondern von der verwendeten AC-Quelle 6813B von Agilent.

Dies bedingt den asymmetrischen Aufbau des Filters nach Bild 5.74. Diese Maßnahmen ermöglichen es die Gleichtaktstörungen soweit zu reduzieren, dass die Funkstörspannungen an der Netzimpedanz die Grenzwerte nach DIN EN 55015 bzw. Tabelle 2.6 nicht überschreiten. Das gemessene Funkstörpektrum, bewertet mit dem Quasispitzenwertdetektor, bildet die Grafik in Bild 5.81 (vorherige Seite) ab. Dabei dominieren die Gleichtaktstörungen. In der Praxis ist ein metallisiertes Gehäuse empfehlenswert, dass die Gleichtaktstörungen weiter senkt und so den Abstand von der Grenzkurve erhöht.

Die Tabelle 5.12 von Kapitel 5.11 listet für den realisierten Buck-Buck-Konverter eine Zusammenfassung einiger ausgewählter Messergebnisse auf.

5.9 Realisierung eines BuckBoost-Buck Konverters für $I_o = 65 \text{ mA}$

In den beiden vorherigen Kapiteln erfolgte die Realisierung zweier Vorschaltgeräte für den Strang 1 von Tabelle 5.6. Dieser besitzt von allen betrachteten LED-Strängen aus Bild 2.2 die höchste Lichtausbeute. Mit dem relativ hohen Ausgangsstrom im Arbeitspunkt von $I_o = 355 \text{ mA}$ treten in den Konvertern jedoch verhältnismäßig hohe Verluste auf, welche die Lichtausbeute des Gesamtsystems herabsetzen. Das aktuelle sowie das folgende Kapitel betrachtet deshalb den Strang 2 aus Tabelle 5.6 mit einem Nennstrom von $I_o = 65 \text{ mA}$. Die Lichtausbeute dieses Strangs liegt zwar unter dem von Strang 1, jedoch lässt der geringere Strangstrom kleinere Verluste im Vorschaltgerät erwarten. Die Lichtausbeute des Gesamtsystems kann dadurch höher ausfallen. Zunächst erfolgt eine Realisierung mit dem BuckBoost-Buck-Konverter von Bild 5.28 bzw. Bild 5.82. Mit der gezeigten Anordnung der Bauteile ermöglicht die Buck-Ausgangsstufe eine einfache Implementierung der Regelung auf einen konstanten Strangstrom. Wie bereits im Kapitel 5.7 des Boost-Buck-Konverters vorgestellt, wird dazu in jeder Hochfrequenzperiode der Spitzenwert des Spulenstroms der Ausgangsinduktivität L_2 auf den doppelten Wert des Ausgangsstroms begrenzt. Dafür ist lediglich ein einzelner Messwiderstand notwendig, der dem Regel-IC ein stromproportionales Spannungssignal übergibt. Dessen Positionierung, gemäß Bild 5.82, ermöglicht die Separation der Ströme von Ein- und Ausgangsstufe, so dass nur der Strom von L_2 ein Signal liefert.

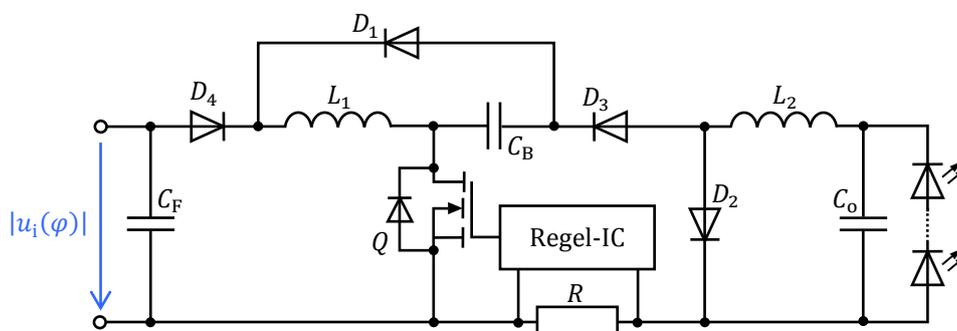


Bild 5.82: Prinzipschaltbild des BuckBoost-Buck-Konverters.

5.9.1 Dimensionierung

Für den BuckBoost-Buck-Konverter existieren zwei Freiheitsgrade, die so zu bestimmen sind, dass die auftretenden Verluste im Vorschaltgerät möglichst minimal ausfallen. So ist zum einen das Induktivitätsverhältnis Λ , welches die Höhe der Zwischenkreisspannung bestimmt, und zum anderen der Induktivitätswert L_2 zu wählen, welcher die Schaltfrequenz des Konverters vorgibt. Dazu zeigt Bild 5.83 die errechneten Verluste im Konverter als Funktion der Zwischenkreisspannung U_B für drei verschiedene Schaltfrequenzen. Zu jeder gewählten Schaltfrequenz existiert eine optimale Zwischenkreisspannung, die zu einem Minimum der Verluste führt. Bild 5.84 (links) stellt die erwarteten Verluste im Konverter in Abhängigkeit von der Schaltfrequenz dar. Dabei ist die Zwischenkreisspannung in jedem Stützpunkt der Schaltfrequenz so gewählt (siehe Bild 5.84, rechts), dass sich ein Verlustminimum einstellt. Für die Zwischenkreisspannung U_B bzw. das Induktivitätsverhältnis Λ liegen gewisse Grenzen vor. So schränkt zum einen die Verfügbarkeit von standardmäßigen Elektrolytkondensatoren ausreichender Spannungsfestigkeit die Zwischenkreisspannung nach oben auf 450 V ein. Zum anderen existiert mit (5.63) eine untere Schranke, um einen kontinuierlichen Betrieb der Eingangsstufe zu verhindern.

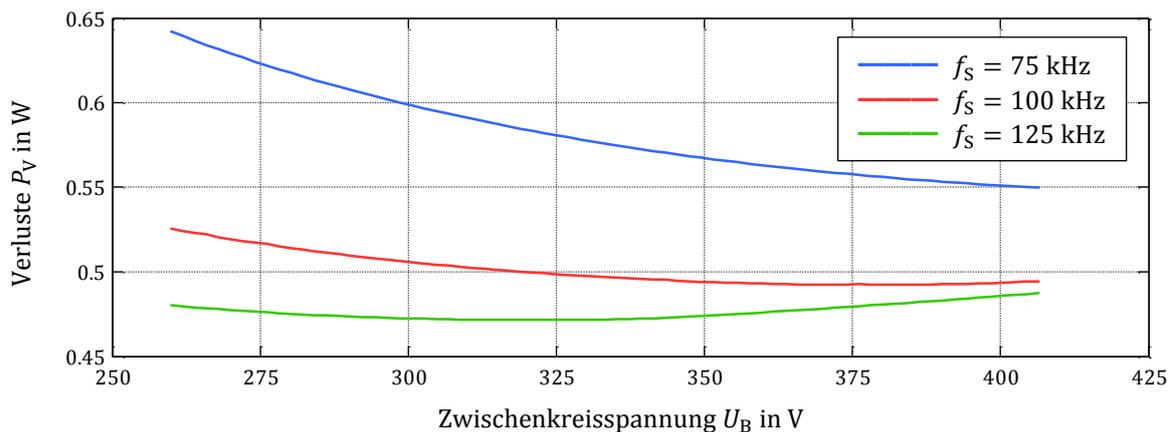


Bild 5.83: Verluste im Konverter in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung U_B für drei verschiedene Schaltfrequenzen f_s bei der Nenneingangsspannung.

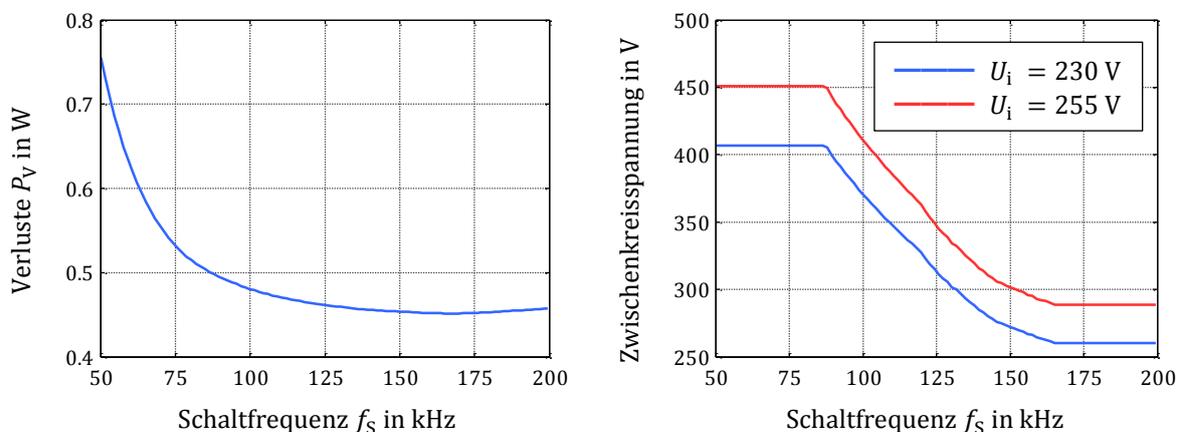


Bild 5.84: Minimum der Verluste im Konverter bei einer gegebenen Schaltfrequenz f_s (links) sowie die sich dabei einstellende Zwischenkreisspannung U_B (rechts).

Ein Minimum der Verluste im Konverter lässt gemäß Bild 5.84 (links) eine Schaltfrequenz von ca. 165 kHz erwarten. Aufgrund der notwendigen Maßnahmen bezüglich der Einhaltung der Norm zur elektromagnetischen Verträglichkeit DIN EN 55015 ist es jedoch sinnvoll, die Schaltfrequenz mit rund 125 kHz etwas geringer zu wählen. Hier liegen die errechneten Verluste zwar geringfügig höher, jedoch fallen die notwendigen Werte der Filterinduktivitäten nun deutlich geringer aus. Die optimale Zwischenkreisspannung beträgt bei der gewählten Schaltfrequenz gemäß Bild 5.84 (rechts) im Nennbetrieb ca. 312 V. Damit errechnen sich die Werte für die beiden Leistungsinduktivitäten von Ein- und Ausgangsstufe zu $L_1 = 3.7$ mH und $L_2 = 4.4$ mH.

Bei einer konstanten Zwischenkreisspannung weist der vom Netz aufgenommene Strom einen rein sinusförmigen Verlauf auf. Für endliche Wert der Zwischenkreiskapazität besitzt diese Spannung jedoch eine gewisse Welligkeit (vgl. Bild 5.86, rechts). Dies führt zu einer Verzerrung des Netzstroms (vgl. Bild 5.86, links), welcher nun Harmonische mit der Netzfrequenz und davon Vielfachen aufweist. Die Effektivwerte der Oberschwingungen reglementiert die DIN EN 61000-3-2. Bild 5.85 (links) zeigt hierzu die maximale Aussteuerung $\max[a_n]$, mit a_n aus (5.15), der Grenzwerte als Funktion der Zwischenkreiskapazität C_B . Wie erwartet steigt die Kurve mit abnehmenden Kapazitätswerten an, wohingegen sie für wachsende Werte der Nulllinie zustrebt. Für die gegebene Konverterkonfiguration existiert mit ca. 0.37 μF ein Minimum der Zwischenkreiskapazität. Unterhalb dieses Werts ist die Welligkeit der Kondensatorspannung so groß, dass die Eingangsinduktivität L_1 für ein endliches Intervall innerhalb der Netzhalbschwingung in den kontinuierlichen Betrieb wechselt. Bild 5.85 (rechts) stellt den Leistungsfaktor als Funktion der Zwischenkreiskapazität C_B dar, der im gesamten Bereich einen hohen Wert von über 0.9 annimmt.

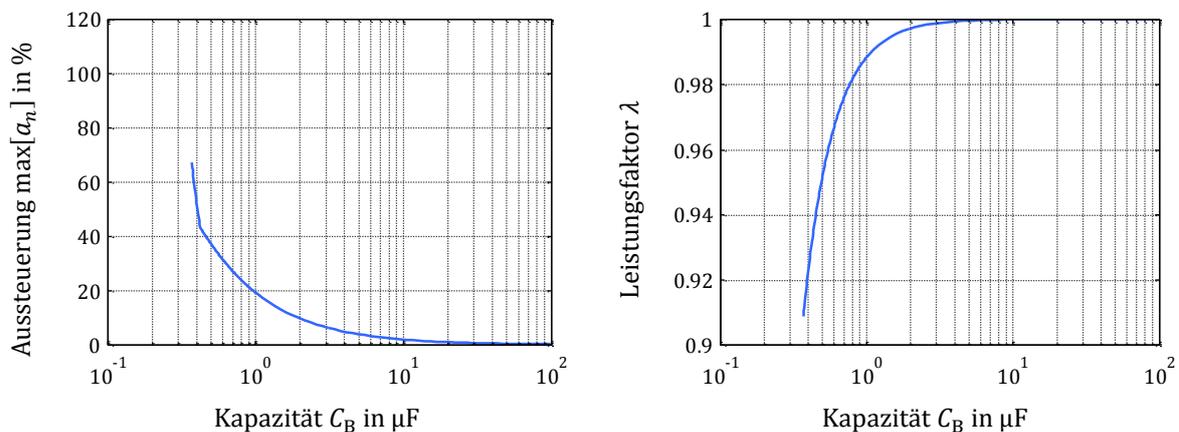


Bild 5.85: Maximale Aussteuerung $\max[a_n]$, mit a_n aus (5.15), der Grenzwerte für die Netzharmonischen (links) sowie der Leistungsfaktor am Eingang des Vorschaltgeräts (rechts) als Funktion der Zwischenkreiskapazität C_B .

Bild 5.86 zeigt den Verlauf des Netzstroms (links) sowie den Verlauf der Zwischenkreisspannung (rechts) für die positive Netzhalbschwingung. Es ist die Zunahme der Verzerrung im Strom sowie die Zunahme der Welligkeit in der Spannung für sinkende Werte der Zwischenkreiskapazität erkennbar. Die Realisierung der Hardware sieht in Anbetracht der Verfügbarkeit einen Elektrolytkondensator mit einem Kapazitätswert von 27 μF und

einer Spannungsfestigkeit von 400 V vor. Das begrenzte Bauvolumen der LED-Retrofit-Lampe verhindert die Verwendung von Folienkondensatoren¹⁰⁰.

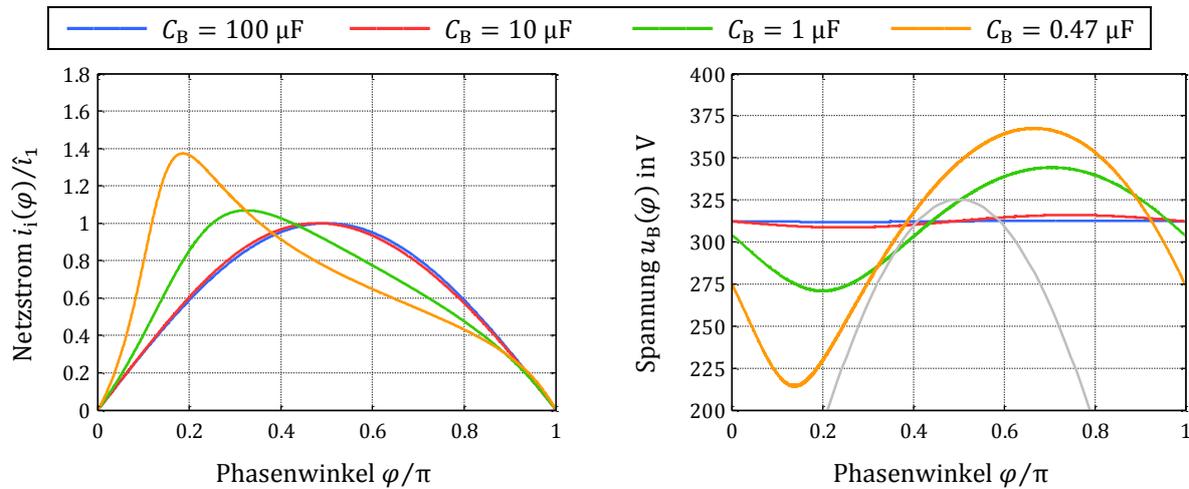


Bild 5.86: Netzstrom (links) und Zwischenkreisspannung (rechts) des BuckBoost-Buck-Konverters für vier Werte der Zwischenkreiskapazität C_B im Nennbetrieb. Der Netzstrom ist auf die Amplitude der Grundschiwingung normiert. Die rechte Grafik stellt zusätzlich die Netzspannung als graue Kurve dar.

5.9.2 Aufbau und Messungen

Ein vereinfachtes Schaltbild des BuckBoost-Buck-Konverters zeigt Bild 5.82, wobei Bild 5.87 die vorgeschaltete Filterstufe separat darstellt. Die Tabelle 5.10 listet die Werte und Typen der verbauten Hauptkomponenten. Die Werte der Leistungsinduktivitäten und der Wert der Zwischenkreiskapazität basieren auf der Dimensionierung des vorangegangenen Kapitels 5.9.1. Diese Topologie benötigt einen MOSFET mit einer minimalen Sperrfähigkeit von 800 V , da dieser die Summe von Ein- und Zwischenkreisspannung sperren muss. Die bei den bisherigen Vorschaltgeräten verwendete Klasse mit einer maximalen Sperrspannung von 650 V reicht hier nicht aus. In der Praxis treten im Betrieb ausgeprägte Oszillationen auf, die zu einer Spannungsüberhöhung an den Komponenten führen. Die Schaltdioden müssen deshalb eine höhere Sperrspannung aufweisen als vorab mit Hilfe der Tabelle B.7 bestimmt wurde. So besitzen im konkreten Aufbau die Dioden D_1 und D_4 eine Sperrfähigkeit von 1000 V und die Diode D_3 eine Sperrfähigkeit von 600 V . Für einen stabilen Betrieb der Schaltung mussten die Oszillationen zusätzlich durch einen RC-Snubber über der Diode D_4 gedämpft werden. Die Auswirkungen des Snubbers stellt das Kapitel im weiteren Verlauf nochmals dar. Die Filterstufe von Bild 5.87 weist neben der Filterinduktivität L_F zur Reduzierung der Gegentaktstörungen auch einen ohmschen Widerstand auf. Dieser begrenzt den Strom beim Start-up und ermöglicht so ein sicheres Hochlaufen des Konverters in den stationären Betrieb.

¹⁰⁰ Ein Einsatz von Folienkondensatoren ist unter Umständen möglich, wenn deren Außenabmessungen dem zur Verfügung stehenden Bauraum angepasst sind.

Tabelle 5.10: Werte bzw. Typen der Hauptkomponenten des realisierten Vorschaltgeräts von Bild 5.82 mit Bild 5.87.

Komponente	Zeichen	Nennwert/Typ
Zwischenkreiskapazität	C_B	27 μF ¹⁰¹
Leistungsinduktivität L_1	L_1	3.7 mH
Leistungsinduktivität L_2	L_2	4.4 mH
Filterinduktivität	L_F	1 mH
Filterkapazität	C_F	100 nF
MOSFET	Q	SPD02N80C3
Diode D_1	D_1	US1M
Diode D_2	D_2	ES1G
Diode D_3	D_3	MURA160
Diode D_4	D_4	US1M
Ausgangskapazität	C_o	100 nF

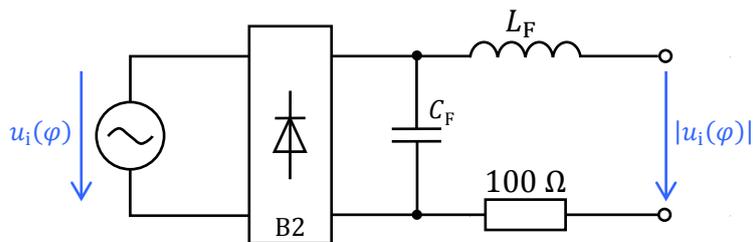


Bild 5.87: Prinzipschaltbild der Filterstufe des BuckBoost-Buck-Konverters von Bild 5.82.

Photographische Aufnahmen von der Ober- und Unterseite des realisierten Vorschaltgeräts zeigt Bild 5.88. Verglichen mit dem Boost-Buck-Konverter von Kapitel 5.7 und dem Buck-Buck-Konverter von Kapitel 5.8 ist der Bauteilauwand sowie weitestgehend die Positionen der Bauelemente bei diesen Topologien ungefähr gleich. Im Unterschied finden sich beim BuckBoost-Buck-Konverter auf der Oberseite der Platine zusätzlich der angesprochene RC-Snubber sowie der Widerstand zur Einschaltstrombegrenzung.

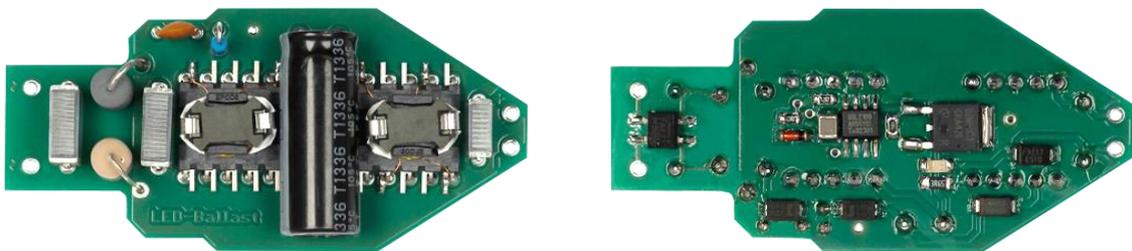


Bild 5.88: Oberseite (links) und Unterseite (rechts) des realisierten Vorschaltgeräts auf Basis des BuckBoost-Buck-Konverters.

¹⁰¹ Eine Kleinsignalmessung mit 100 Hz bei 23 °C Umgebungstemperatur ergab einen Wert von 23 μF .

Eine Darstellung der gemessenen Verläufe von Netzspannung, Zwischenkreisspannung und Netzstrom stellt die Grafik in Bild 5.89 für eine Netzperiode dar. Die BuckBoost-Eingangsstufe besitzt die Fähigkeit nahezu über die komplette Netzperiode Leistung aufzunehmen. Aufgrund der Filterkondensatoren existiert lediglich um die Netznulldurchgänge ein kurzes Intervall mit sperrender Diodenbrücke, in dem kein Netzstrom fließt. Der Mittelwert der Zwischenkreisspannung beträgt 306 V , mit einem Spitze-Spitze-Wert des überlagerten Wechselspannungsanteils von 4 V . Je nach Phasenwinkel innerhalb der Netzperiode setzt somit die BuckBoost-Eingangsstufe die Netzspannung auf einen höheren oder einen niedrigeren Wert.

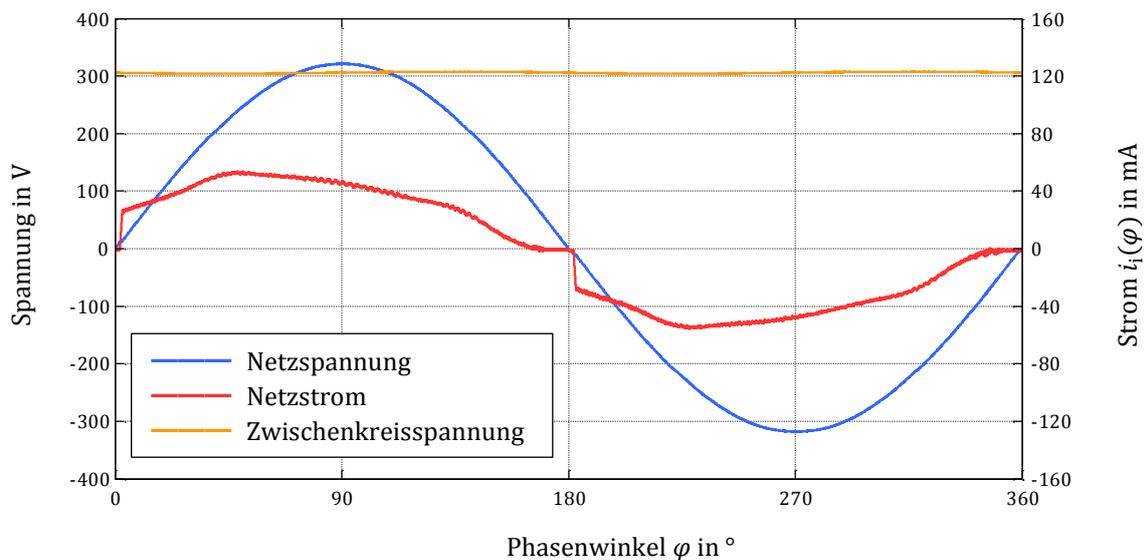


Bild 5.89: Gemessener Verlauf von Netzspannung, Netzstrom sowie Zwischenkreisspannung über einer Netzperiode mit RC-Snubber über der Diode D_4 .

Bild 5.90 zeigt erneut die Netzverläufe und den Verlauf der Zwischenkreisspannung, wobei diesmal der RC-Snubber über der Diode D_4 entfernt wurde. Die im Konverter auftretenden Oszillationen sind derart ausgeprägt, dass eine starke Verzerrung des Netzstroms auftritt. Die Stromberschwingungen erfüllen nicht die vorgeschriebenen Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2. Es stellt sich zudem ein komplett anderer Arbeitspunkt ein, bei dem die Zwischenkreisspannung stets über der Netzspitzenspannung liegt.

Die am Eingang des Konverters aufgenommene Wirkleistung beträgt $P_1 = 8.9 \text{ W}$, wobei eine elektrische Leistung von $P_o = 7.4 \text{ W}$ wieder an den LED-Strang abgegeben wird. Der Wirkungsgrad der Schaltung errechnet sich damit zu 83% . Gegenüber den vorhergesagten Verlusten existiert eine gewisse Diskrepanz. So weisen im praktischen Aufbau die Leistungshalbleiterbauelemente mit den höheren Sperrspannungen auch höhere Leitverluste auf. Auch die Verluste im Vorwiderstand tragen einen signifikanten Anteil bei. Ohne den RC-Snubber erhöht sich der Wirkungsgrad der Schaltung um ca. 1.5 Prozentpunkte. Der Leistungsfaktor der Schaltung liegt bei $\lambda = 0.93$, der Effektivwert des Eingangstroms beträgt 41 mA .

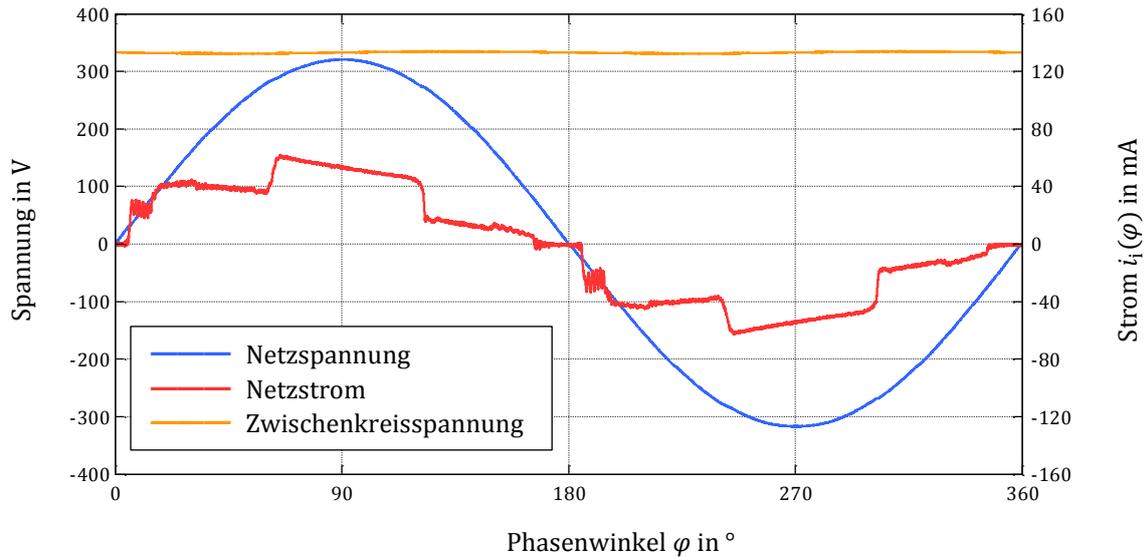


Bild 5.90: Gemessener Verlauf von Netzspannung, Netzstrom sowie Zwischenkreisspannung über einer Netzperiode ohne RC-Snubber über der Diode D_4 .

Die Effektivwerte der Oberschwingungen im Netzstrom unterschreiten die Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2. Die Aussteuerung der Grenzwerte gemäß (4.30) stellt Bild 5.91 graphisch dar. Jede Harmonische erzielt zu den Grenzwerten ($a_n = 100\%$) einen ausreichenden Abstand.

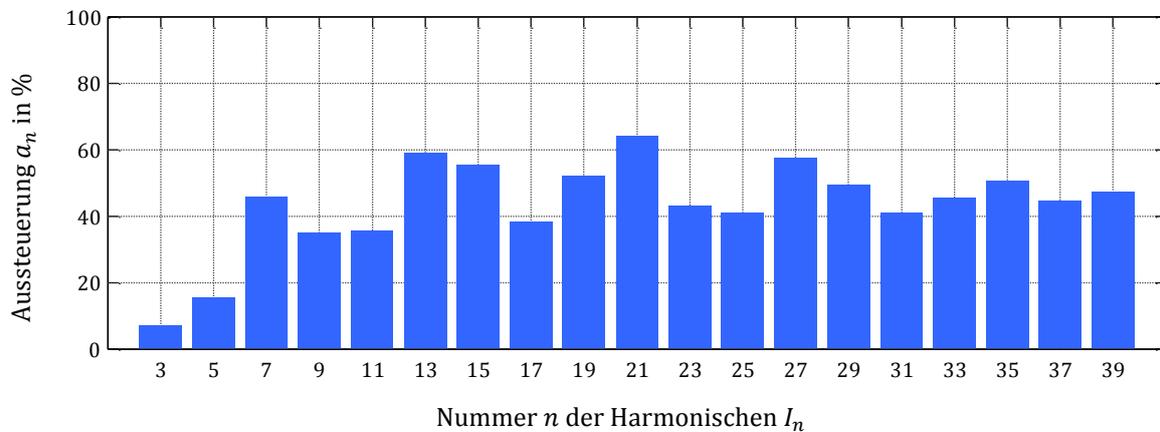


Bild 5.91: Aussteuerung a_n der Grenzwerte für die ungeraden Oberschwingungen bis $n = 39$.

Den Verlauf der Spannung über der Drain-Source-Strecke des MOSFETs im Maximum der Netzhalbschwingung bei $\varphi = 90^\circ$ stellt die linke Grafik in Bild 5.92 dar. Die rechte Grafik zeigt für dieselbe HF-Periode die beiden Induktivitätsströme. Die Buck-Ausgangsstufe arbeitet im erweiterten Grenzbetrieb. Nach der Abmagnetisierung der Ausgangsinduktivität L_2 startet eine Resonanz von L_2 mit der parasitären Kapazität am Drainknoten des MOSFETs. Nach einer Halbschwingung dieser Oszillation beginnt eine neue HF-Periode, indem das Regel-IC den MOSFET erneut einschaltet. Die Drain-Source-Spannung des MOSFETs muss zu diesem Zeitpunkt kein Minimum aufweisen, da sich schon vorab eine ausgeprägte Oszillation zwischen der äquivalenten Kapazität am Drainknoten und der Eingangsinduktivität L_1 ausbildet. Der RC-Snubber über D_4 dämpft diese Oszillation.

Während der Oszillation kann die Diode D_3 erneut in den Leitzustand wechseln. Die Spannung über der Drain-Source-Strecke des MOSFETs ist dann auf die Zwischenkreisspannung geklemmt. Der Resonanzkreis entzieht der Zwischenkreiskapazität dabei Energie.

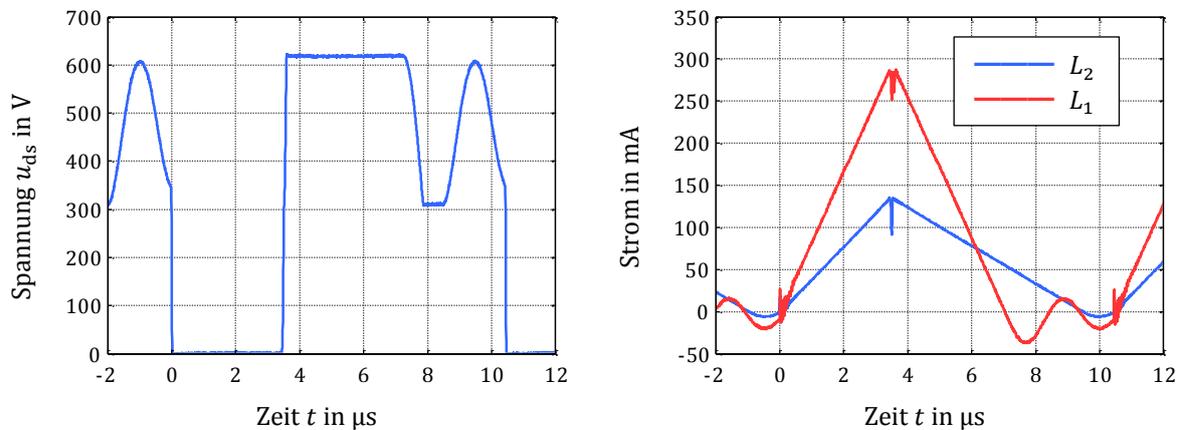


Bild 5.92: Gemessener Verlauf der Drain-Source-Spannung des MOSFETs (links) sowie die Verläufe Spulenströme (rechts) im Maximum der Netzhalfschwingung bei $\varphi = 90^\circ$.

Durch Einstellung des Spulenstromspitzenwerts von L_2 regelt der Konverter auf einen konstanten Ausgangsstrom. Der Strangstrom weicht dabei lediglich um ca. $\pm 1.5 \text{ mA}$ von seinem Mittelwert $I_o = 65.5 \text{ mA}$ ab, womit sich die Modulation zu

$$M = \frac{(65.5 \text{ mA} + 1.6 \text{ mA}) - (65.5 \text{ mA} - 1.4 \text{ mA})}{(65.5 \text{ mA} + 1.6 \text{ mA}) + (65.5 \text{ mA} - 1.4 \text{ mA})} \cdot 100 \% = 2.3 \% \quad (5.99)$$

errechnet. Für eine Netzhalfschwingung stellt Bild 5.93 den Verlauf des Strangstroms graphisch dar.

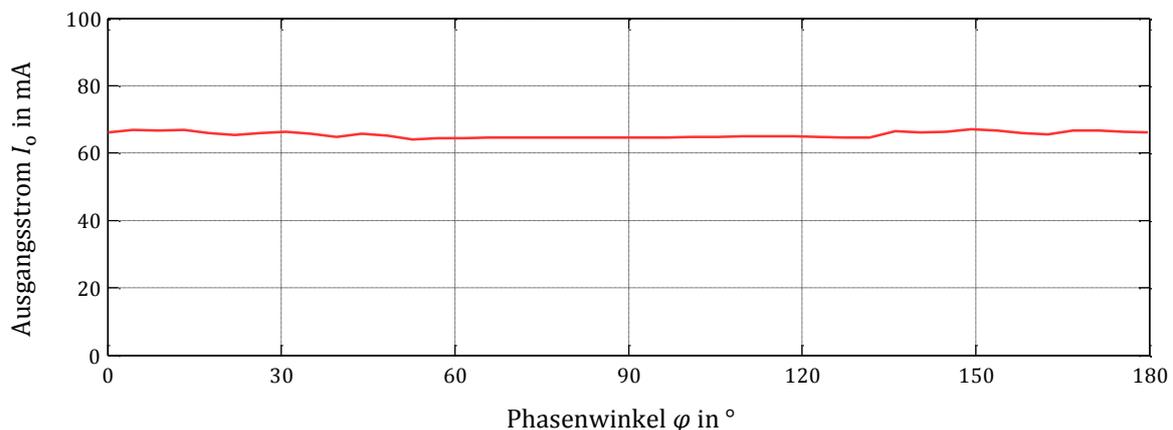


Bild 5.93: Gemessener Verlauf des Ausgangsstroms I_o über einer Netzhalfschwingung.

Bild 5.94 zeigt das gemessene Funkstörpektrum, bewertet mit dem Quasispitzenwertdetektor, an der Netzimpedanz. Es wird dabei maßgeblich von den Gleichtaktstörungen dominiert. Die Funkstörspannungen halten die von der DIN EN 55015 geforderten Grenzwerte im kompletten Frequenzbereich ein.

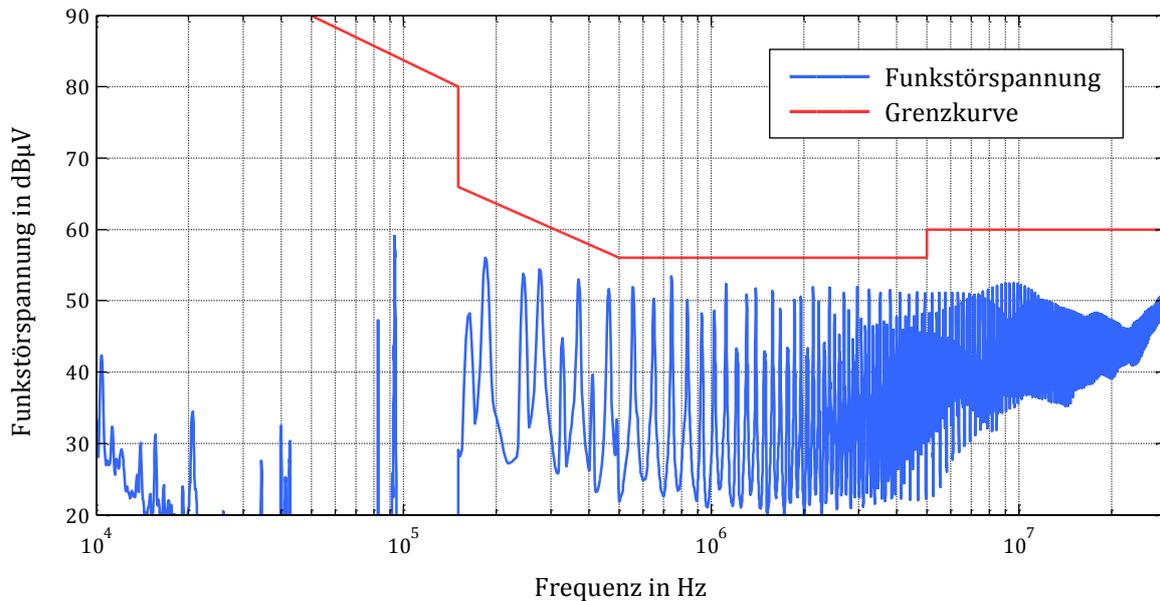


Bild 5.94: Spektrum der Funkstörspannung an der Netzimpedanz des Außenleiters, bewertet mit dem Quasispitzenwertdetektor, sowie die zugehörige Grenzkurve nach DIN EN 55015 bzw. Tabelle 2.6. Das Spektrum an der Netzimpedanz des Neutraleiters sieht nahezu identisch aus. Das erkennbare diskrete Spektrum unterhalb von 50 kHz stammt nicht vom Vorschaltgerät, sondern von der verwendeten AC-Quelle *6813B* von *Agilent*.

Eine Zusammenfassung einiger ausgewählter Messergebnisse des realisierten BuckBoost-Buck-Konverters listet im Kapitel 5.11 die Tabelle 5.12 auf.

5.10 Realisierung eines Buck-Buck-Konverters für $I_o = 65 \text{ mA}$

Nach der Realisierung eines BuckBoost-Buck-Konverters für den Strang 2 im vorherigen Kapitel 5.9 erfolgt nun der Aufbau eines Vorschaltgeräts auf Basis des Buck-Buck-Konverters. Ein Prinzipschaltbild dieses Konverters zeigt Bild 5.95 bzw. Bild 5.22. Eine Verwendung der modifizierten Version des Buck-Buck-Konverters nach Bild 5.24 verhindert hier die Strangspannung von $U_o = 113 \text{ V}$, die über der dafür maximal möglichen Ausgangsspannung von 85 V liegt. Im Prinzipschaltbild des Buck-Buck-Konverters von Bild 5.95 ist zusätzlich die Regelungsstruktur in einer Art Blockschaltbild eingezeichnet. Diese fällt gegenüber den vorherigen Realisierungen nun deutlich umfangreicher aus. Zwar besitzt diese Topologie auch eine Buck-Ausgangsstufe, jedoch lässt sich der Spulenstrom der Ausgangsinduktivität L_2 nicht an einer geeigneten Stelle erfassen, die dasselbe Bezugspotential wie das Regel-IC aufweist. Das Einstellen des Strangstroms benötigt einen separaten, diskreten Regler. Dieser vergleicht das stromproportionale Spannungssignal eines Messwiderstands (Istwert) mit einer Referenz (Sollwert) und überträgt ein entsprechendes Stellsignal an das Regel-IC, welches den MOSFET ansteuert. Mit der Position des Reglers und des Regel-ICs auf unterschiedlichen, sich ändernden Potentialen, erfolgt die Übertragung potentialfrei mit Hilfe eines Optokopplers. Des Weiteren ist eine weitere potentialfreie Hilfsversorgung (in Bild 5.95 nicht eingezeichnet) für den diskreten Regler notwendig. Neben der relativ umfangreichen Regelungsstruktur bildet ein weiterer Nachteil die erwarteten, erhöhten Gleichtaktstörungen, die mit der gegebenen Anordnung der Bauelemente durch das hochfrequente Umladen der parasitären Kapazitäten des

LED-Strangs, der Regelungsstruktur und des Zwischenkreiskondensators entstehen. Die Höhe der Gleichtaktstörungen und der daraus resultierende Filteraufwand zur Einhaltung der Grenzwerte der Funkstörspannungen nach DIN EN 55015 lässt sich im Vorfeld kaum abschätzen. Erst Messungen am Gesamtsystem offenbaren, ob die Topologie prinzipiell geeignet oder der Filteraufwand für die Gleichtaktstörungen zu hoch für einen sinnvollen Einsatz ist.

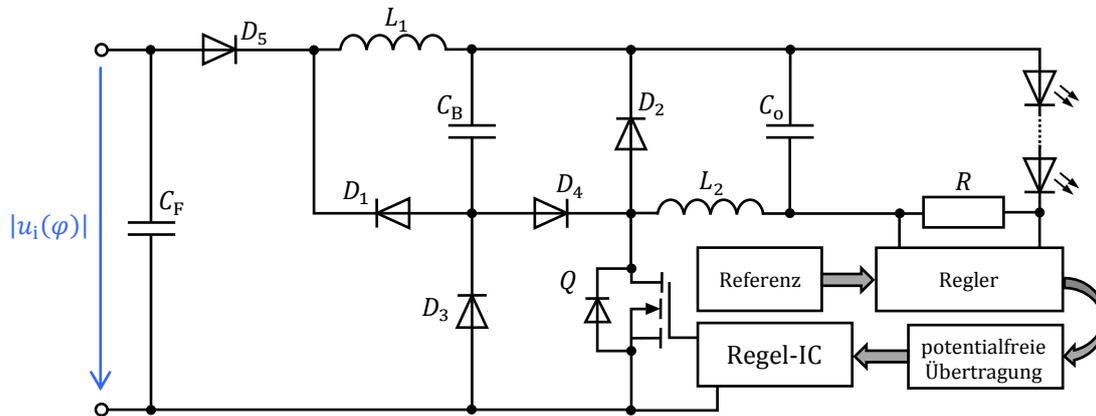


Bild 5.95: Prinzipschaltbild des Buck-Buck-Konverters.

5.10.1 Dimensionierung

In Anlehnung an die Dimensionierung des BuckBoost-Buck-Konverters des vorherigen Kapitels 5.9 zeigt Bild 5.96 die errechneten Verluste im Vorschaltgerät als Funktion der Zwischenkreisspannung U_B für drei verschiedene Schaltfrequenzen f_s . Die gegebene Strangspannung ermöglicht bei der Nenneingangsspannung eine Zwischenkreisspannung zwischen 191 V ($\xi = 0.59$) und 273 V ($\xi = 0.84$). Zu jeder Schaltfrequenz existiert eine optimale Zwischenkreisspannung, welche die Verluste im Konverter minimiert. Diese Spannung stellt Bild 5.97 (rechts) dar. Die zugehörige Verlustleistung zeigt die Grafik links daneben.

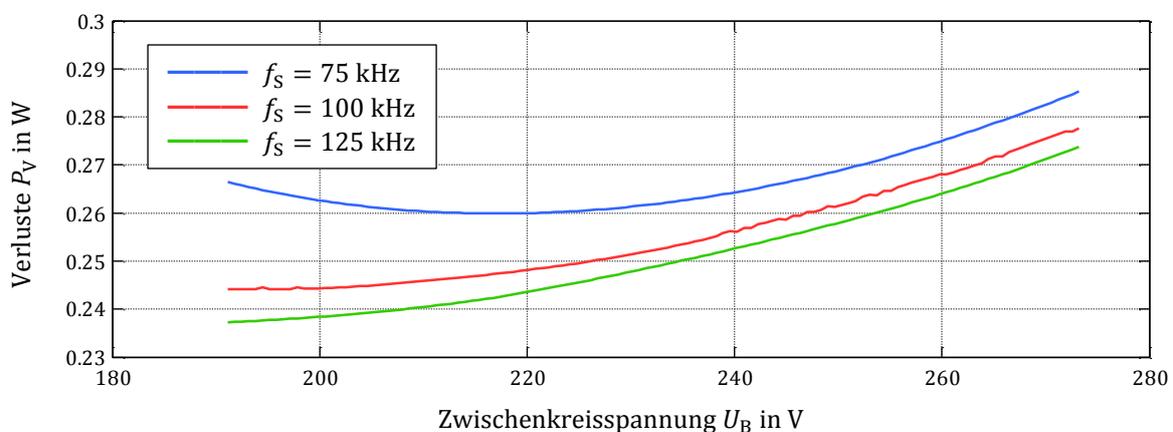


Bild 5.96: Verluste im Konverter in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung U_B für drei verschiedene Schaltfrequenzen f_s bei der Nenneingangsspannung.

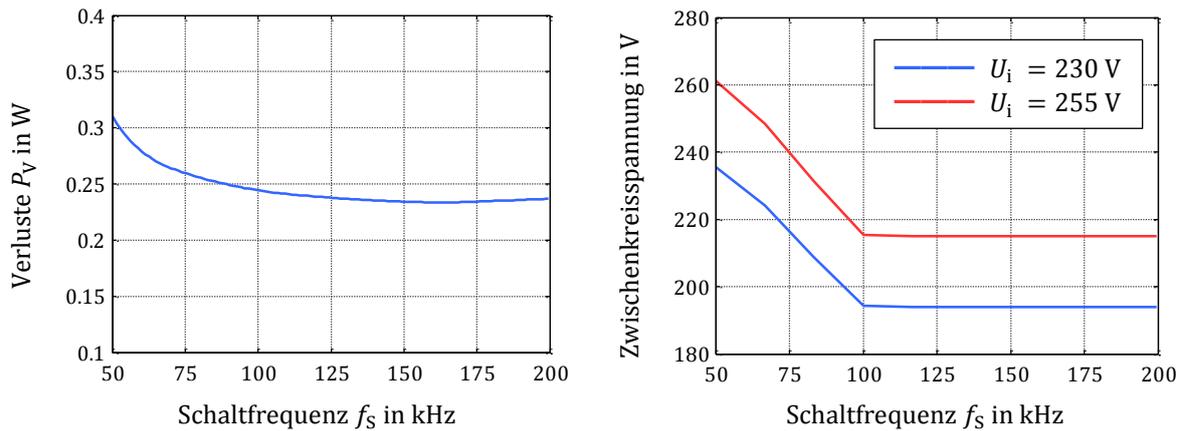


Bild 5.97: Minimum der Verluste im Konverter bei einer gegebenen Schaltfrequenz f_S (links) sowie die sich dabei einstellende Zwischenkreisspannung U_B (rechts).

Gemäß Bild 5.97 (links) tritt bei einer Schaltfrequenz von rund 160 kHz ein Minimum der Konverterverluste auf, welches allerdings relativ flach ausgeprägt ist. Die Schaltfrequenz wird mit 125 kHz unterhalb 150 kHz gewählt, um den Filteraufwand für die Gegentaktstörungen zu verringern. Die abgeschätzten Konverterverluste liegen bei dieser Frequenz nur marginal höher als die Verluste im Optimum. Für $f_S > 100$ kHz führt die Minimierung der Verluste auf das minimale Spannungsverhältnis $\xi = 0.59$. Im folgenden Hardwareaufbau wird mit $\xi = 0.64$ ein Wert nahe dieser Grenze gewählt, was bei der Nenneingangsspannung einer Zwischenkreisspannung von ca. 211 V entspricht. Mit der Wahl von Spannungsverhältnis und Schaltfrequenz errechnen sich die beiden Induktivitätswerte des Konverters zu $L_1 = 1.9$ mH und $L_2 = 3.2$ mH.

Bild 5.98 (links) zeigt die Aussteuerung $\max[a_n]$ der Grenzwert der Netzharmonischen in Abhängigkeit der Zwischenkreiskapazität C_B . Sie liegt für große Kapazitätswerte knapp oberhalb von 60 % und wird von der dritten Harmonischen dominiert (vgl. Bild 5.13). Unterhalb eines Kapazitätswerts von ca. $3.3 \mu\text{F}$ steigt die Aussteuerung stark an, sodass dieser Wert nicht unterschritten werden sollte. Im begrenzten Bauraum der LED-Lampe ist die Realisierung einer Zwischenkreiskapazität von $3.3 \mu\text{F}$ bei einer Spannungsfestigkeit von mindestens 250 V mit einem Folienkondensator nicht möglich. Aus diesem Grund sieht der Hardwareaufbau einen Elektrolytkondensator vor, der ihm gegenüber eine höhere Kapazitätsdichte aufweist. Die Maximierung der Kondensatorlebensdauer bedingt einen möglichst hohen Kapazitätswert. Im Hinblick auf verfügbare Kondensatoren und des zur Verfügung stehenden Bauraums kommen für die Hardwarerealisierung $33 \mu\text{F}$ in Betracht. Den Leistungsfaktor am Eingang des Vorschaltgeräts bildet die Grafik in Bild 5.98 (rechts) ab. Er liegt bei dem gewählten Kapazitätswert etwas unterhalb von 0.9.

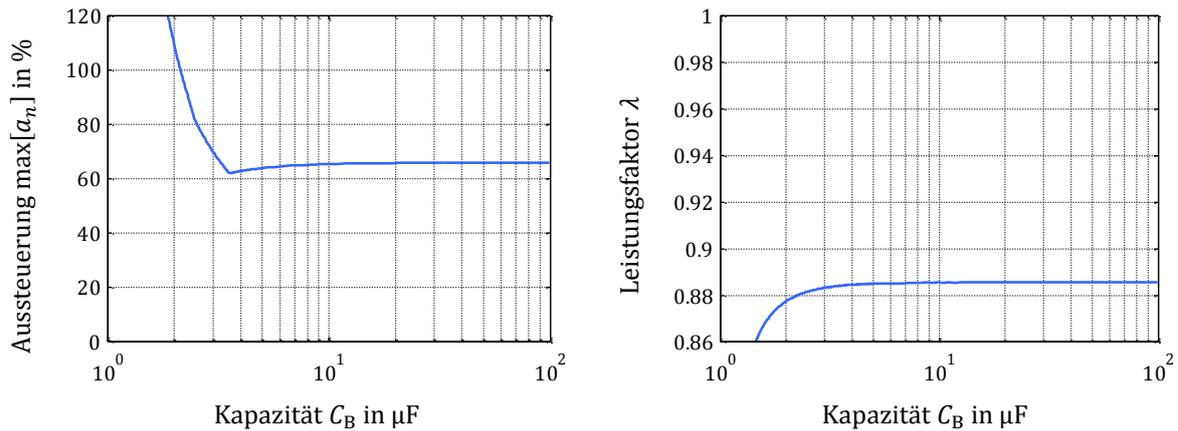


Bild 5.98: Maximale Aussteuerung $\max[a_n]$, mit a_n aus (5.15), der Grenzwerte für die Netzharmonischen (links) sowie der Leistungsfaktor am Eingang des Vorschaltgeräts (rechts) als Funktion der Zwischenkreiskapazität C_B .

Die Verläufe von Netzstrom und Zwischenkreisspannung für vier verschiedene Werte der Zwischenkreiskapazität stellt Bild 5.99 dar. Der Netzstrom lässt die beiden unterschiedlichen Betriebsintervalle erkennen. So ist aufgrund der Buck-Topologie der Eingangsstrom identisch null, wenn die Netzspannung unterhalb der Zwischenkreisspannung liegt.

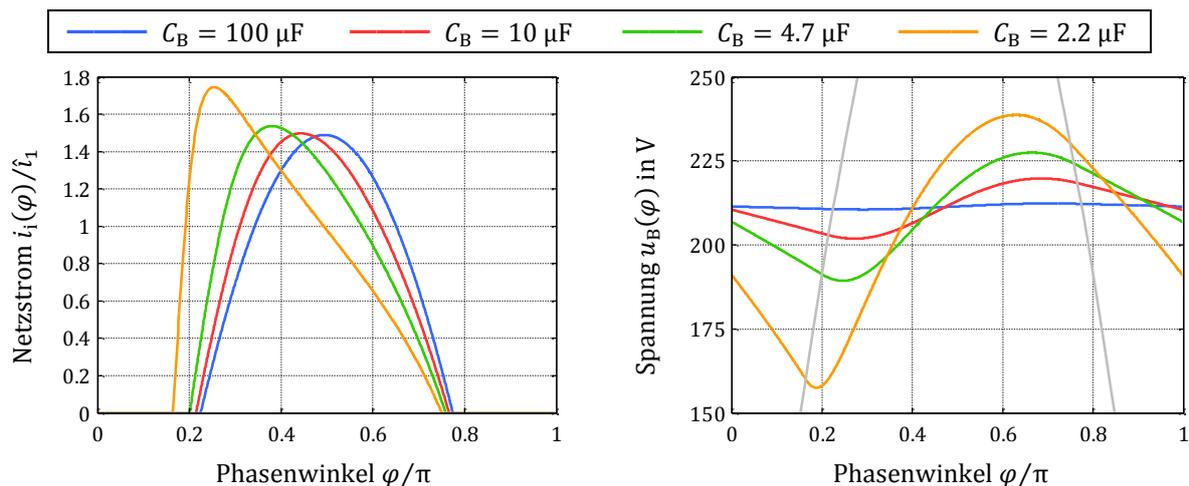


Bild 5.99: Netzstrom (links) und Zwischenkreisspannung (rechts) des Buck-Buck-Konverters für vier Werte der Zwischenkreiskapazität C_B im Nennbetrieb. Der Netzstrom ist auf die Amplitude der Grundschwingung normiert. Die rechte Grafik stellt zusätzlich die Netzspannung als graue Kurve dar.

5.10.2 Aufbau und Messungen

Bild 5.95 zeigt das vereinfachte Schaltbild des Buck-Buck-Konverters. Die vorgeschaltete Filterstufe stellt dabei Bild 5.100 separat dar. In der realisierten Hardware sind die Hauptkomponenten nach Tabelle 5.11 verbaut.

Tabelle 5.11: Werte bzw. Typen der Hauptkomponenten des realisierten Vorschaltgeräts von Bild 5.95 mit Bild 5.100.

Komponente	Zeichen	Nennwert/Typ
Zwischenkreiskapazität	C_B	33 μF ¹⁰²
Leistungsinduktivität L_1	L_1	1.9 mH
Leistungsinduktivität L_2	L_2	3.2 mH
Filterinduktivität	L_F	4.7 mH
Filterkapazität	C_F	100 nF
MOSFET	Q	SPD02N60C3
Diode D_1	D_1	ES1G
Diode D_2	D_2	ES1G
Diode D_3	D_3	ES1G
Diode D_4	D_4	ES1G
Diode D_5	D_5	ES1G
Ausgangskapazität	C_o	100 nF

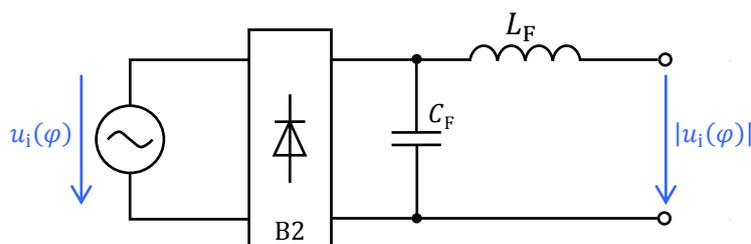


Bild 5.100: Prinzipschaltbild der Filterstufe des Buck-Buck-Konverters von Bild 5.95.

Jeweils ein Foto von der Ober- und der Unterseite des Vorschaltgeräts zeigt Bild 5.101. Im Vergleich zu den bisherigen Realisierungen lässt ein Blick auf die Oberseite keine nennenswerten Unterschiede erkennen. Die Unterseite offenbart jedoch den deutlich erhöhten Bauteilaufwand für den Buck-Buck-Konverter dieses Kapitels.

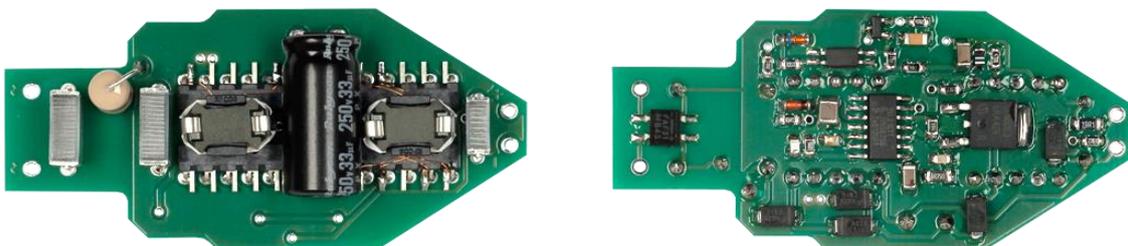


Bild 5.101: Oberseite (links) und Unterseite (rechts) des realisierten Vorschaltgeräts auf Basis des Buck-Buck-Konverters.

¹⁰² Eine Kleinsignalmessung mit 100 Hz bei 23 °C Umgebungstemperatur ergab einen Wert von 29 μF .

Der gemessene Verlauf von Netzspannung, Zwischenkreisspannung und Netzstrom für eine komplette Netzperiode illustriert Bild 5.102. Der gemittelte Wert der Zwischenkreisspannung beträgt 208 V , wobei ein zusätzlicher Wechselspannungsanteil mit einem Spitze-Spitze-Wert von 6 V den Gleichanteil überlagert. Aufgrund der Buck-Topologie am Eingang der Schaltung verschwindet der Netzstrom für Phasenwinkel, bei denen sich die Netzspannung unterhalb der Zwischenkreisspannung befindet. Je nach Phasenwinkel leitet entweder die Diode D_3 oder die Diode D_4 . Die Umschaltung des Bereichs ist im Netzstrom bei $\text{ca. } 90^\circ \pm 36^\circ$ als Knick erkennbar.

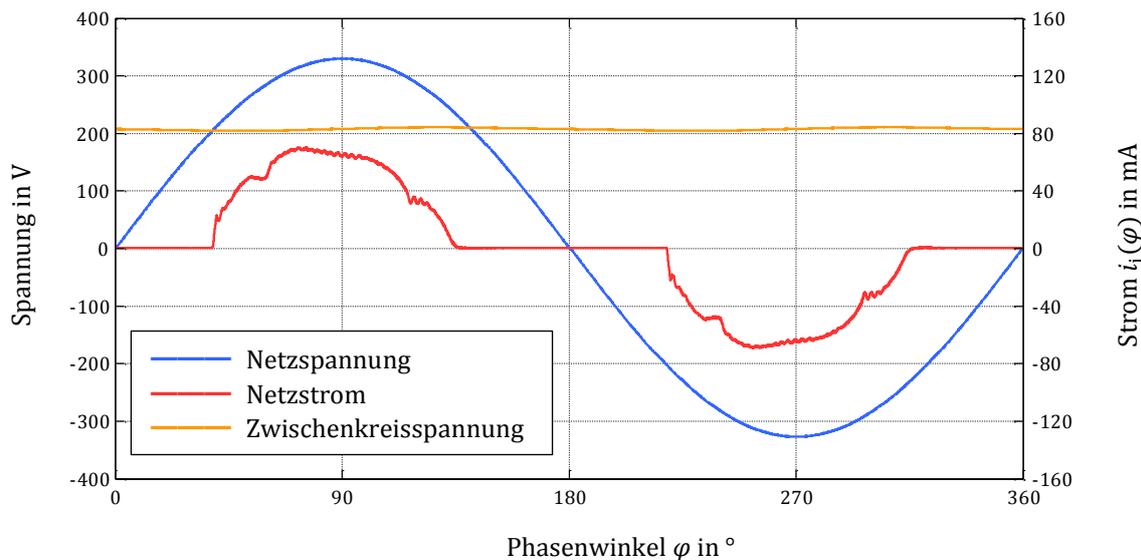


Bild 5.102: Gemessener Verlauf von Netzspannung, Netzstrom sowie Zwischenkreisspannung über einer Netzperiode.

Insgesamt berechnet sich der Wirkungsgrad des Vorschaltgeräts auf 90.4% . Dabei nimmt der Konverter eine Wirkleistung von $P_i = 7.9 \text{ W}$ aus dem Netz auf, während er eine elektrische Leistung von $P_o = 7.1 \text{ W}$ an den LED-Strang abgibt¹⁰³. Der Effektivwert des Eingangsstroms beträgt 38.47 mA . Der Leistungsfaktor am Eingang der Schaltung liegt bei $\lambda = 0.89$ und damit knapp unterhalb von 0.9 , aber weit über dem Minimalwert von 0.5 .

Die Effektivwerte der Oberschwingungen im Eingangsstrom sind niedrig genug, um die vorgeschriebenen Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 nicht zu überschreiten. Bild 5.103 verdeutlicht die Aussteuerung der Grenzwerte nach (4.30) durch eine entsprechende Grafik.

¹⁰³ Zur Leistungsmessung waren an den Ein- und Ausgängen des Vorschaltgeräts Drosseln zur Verringerung der Gleichtaktstörungen notwendig.

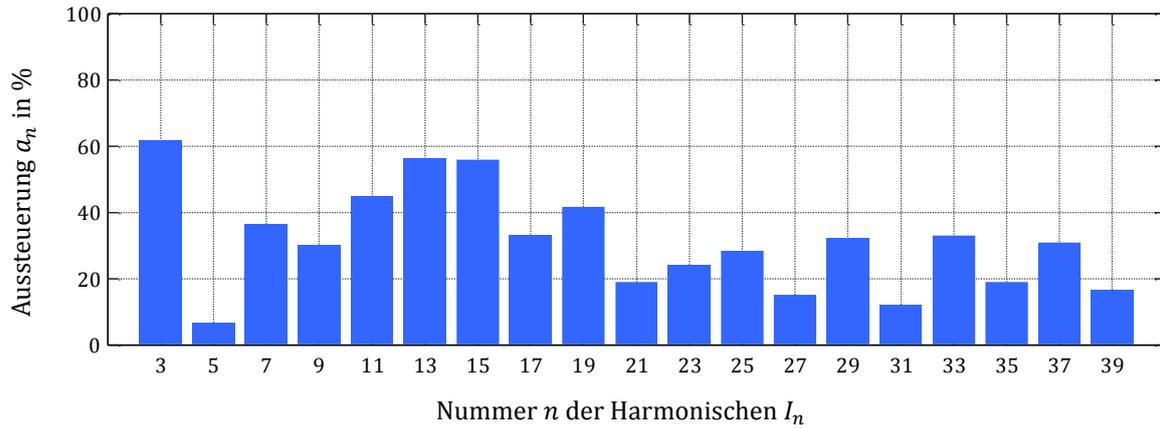


Bild 5.103: Aussteuerung a_n der Grenzwerte für die ungeraden Oberschwingungen bis $n = 39$.

Den Verlauf der Drain-Source-Spannung des MOSFETs sowie die Verläufe der beiden Spulenströme für die Netzspitze bei $\varphi = 90^\circ$ zeigen die beiden Grafiken in Bild 5.104. Die Ausgangsstufe arbeitet im erweiterten Grenzbetrieb, während die Eingangsstufe im diskontinuierlichen Betrieb arbeitet. Zu Beginn einer Schaltperiode steigt der Spulenstrom der Eingangsinduktivität L_1 nicht linear an, da zunächst die äquivalente parasitäre Kapazität über der Diode D_3 resonant umgeladen werden muss. Daraus resultiert der bereits erwähnte Knick im Netzstrom von Bild 5.102.

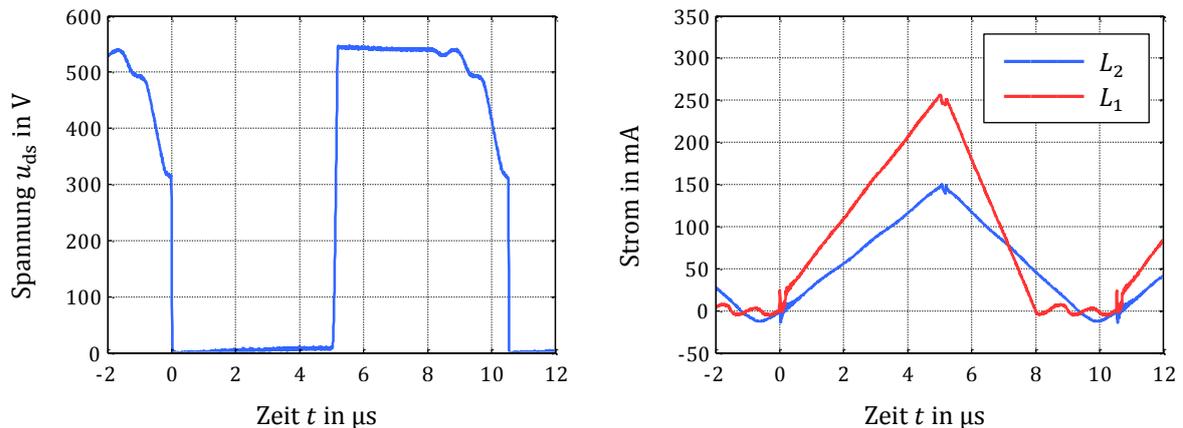


Bild 5.104: Gemessener Verlauf der Drain-Source-Spannung des MOSFETs (links) sowie die Verläufe der Spulenströme (rechts) im Maximum der Netzhalbschwingung bei $\varphi = 90^\circ$.

Im Gegensatz zu den bisherigen Realisierungen des Vorschaltgeräts besitzt der Buck-Buck-Konverter dieses Kapitels einen diskreten PI-Regler, der den Strangstrom im Idealfall auf einen konstanten Wert regelt. Der Mittelwert beträgt $I_o = 63.3$ mA. Dem Stellsignal des Reglers ist jedoch eine geringe Oszillation überlagert, sodass um diesen Mittelwert gewisse Schwankungen auftreten. Die Modulation errechnet sich zu

$$M = \frac{(63.3 \text{ mA} + 4.2 \text{ mA}) - (63.3 \text{ mA} - 3.2 \text{ mA})}{(63.3 \text{ mA} + 4.2 \text{ mA}) + (63.3 \text{ mA} - 3.2 \text{ mA})} \cdot 100 \% = 5.8 \% \quad (5.100)$$

Diese liegt zwar höher als bei den bisherigen Realisierungen, aber noch deutlich niedriger als der spezifizierte Maximalwert von 13 %. Eine graphische Darstellung des Ausgangsstroms für eine Netzhalbschwingung zeigt Bild 5.105.

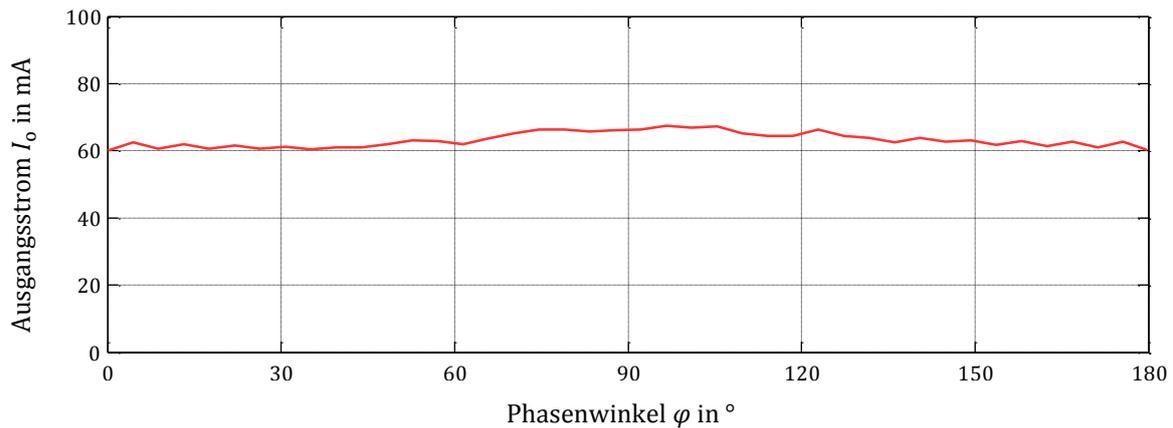


Bild 5.105: Gemessener Verlauf des Ausgangsstroms I_o über einer Netzhalbschwingung.

Bild 5.106 stellt die gemessene Funkstörspannung an der Netzimpedanz dar. Alle Werte sind mit dem Quasispitzenwertdetektor bewertet. Das Spektrum liegt deutlich über der Grenzkurve nach DIN EN 55015 bzw. Tabelle 2.6. Der Grund liegt im Auftreten von massiven Gleichtaktstörungen, sodass eine Überschreitung der Grenzwerte um bis zu 25 dB stattfindet. Ein Einbau von Gleichtaktrosseln zur Reduzierung der Störungen lässt sich im begrenzten Gehäuse der LED-Retrofit-Lampe praktisch nicht durchführen. Die Topologie eignet sich demnach nicht für den praktischen Einsatz.

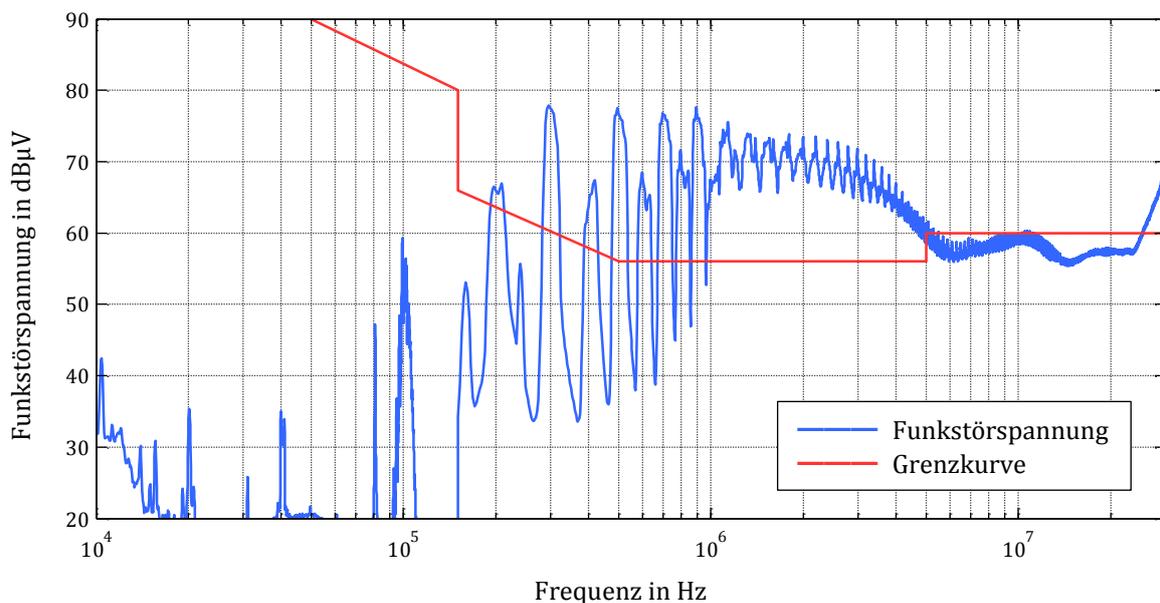


Bild 5.106: Spektrum der Funkstörspannung an der Netzimpedanz des Außenleiters, bewertet mit dem Quasispitzenwertdetektor, sowie die zugehörige Grenzkurve nach DIN EN 55015 bzw. Tabelle 2.6. Das Spektrum an der Netzimpedanz des Neutralleiters sieht nahezu identisch aus. Das erkennbare diskrete Spektrum unterhalb von 50 kHz stammt nicht vom Vorschaltgerät, sondern von der verwendeten AC-Quelle 6813B von Agilent.

5.11 Zusammenfassung

Im vorgestellten Schaltungskonzept dieses Kapitels wurden zwei Grundtopologien miteinander zu einem Konverter kombiniert. Dabei teilen sich die beiden Wandlerstufen die Zwischenkreiskapazität und den Leistungsschalter. Während die Ausgangsstufe für eine hohe Lichtqualität den LED-Strom auf einen konstanten Wert regelt, formt bei geeigneter Dimensionierung die Eingangsstufe inhärent den Netzstrom, sodass dessen Oberschwingungsspektrum die vorgegebenen Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 einhält.

Zu Beginn des Kapitels erfolgte eine Analyse der Grundtopologien Boost-, Buck- und BuckBoost-Konverter als Ein- und Ausgangsstufe. Darauf aufbauend befasste sich der folgende Abschnitt mit der Verknüpfung dieser Topologien. Es konnte gezeigt werden, dass prinzipiell jede beliebige Kombination möglich ist. Für die resultierenden neun Konverter folgte eine eingehende Analyse. Ein wichtiger Bestandteil bildet dabei die Erfassung des funktionsmäßigen Zusammenhangs von Induktivitätsverhältnis und Zwischenkreisspannung sowie die Herleitung der Schranken für die Zwischenkreis- und die Ausgangsspannung. Ein anschließender Vergleich der Topologien zeigt deren Vor- und Nachteile im Hinblick für die Realisierung eines Vorschaltgeräts für LED-Retrofit-Lampen. Auf Basis der gewonnenen Erkenntnisse wurden vier optimierte Gesamtsysteme aufgebaut. Ein Vergleich der Messergebnisse zeigt die Tabelle 5.12. Die Messergebnisse des Buck-Buck-Konverters von Kapitel 5.10 listet die Tabelle jedoch nicht auf, da er die Spezifikation nach Tabelle 2.10 verletzt¹⁰⁴.

Tabelle 5.12: Zusammenfassung ausgewählter Messwerte.

Kennwert	Boost-Buck	Buck-Buck	BuckBoost-Buck
Eingangsleistung	8.10 W	8.00 W	8.90 W
Ausgangsleistung	7.03 W	6.99 W	7.38 W
Wirkungsgrad	86.9 %	87.3 %	83.0 %
Leistungsfaktor	0.85	0.91	0.93
Strangspannung	19.97 V	19.99 V	112.74 V
Strangstrom	351.1 mA	349.5 mA	65.5 mA
Modulation	0.2 %	0.8 %	2.3 %
Lichtausbeute ¹⁰⁵	116 lm/W	117 lm/W	106 lm/W

Alle drei Ausführungen erreichen die geforderte Energieeffizienzklasse A+. Dabei besitzen die Vorschaltgeräte mit dem Boost-Buck- und dem Buck-Buck-Konverter die höchsten Lichtausbeuten. Mit demselben LED-Strang weisen beide mit ca. 87 % den gleichen elektrischen Wirkungsgrad des Vorschaltgeräts auf. Ebenso zeigt sich bei beiden ein gleichwertiger schaltungstechnischer Aufwand. Die Modulation im Ausgangsstrom liegt

¹⁰⁴ Auf die Auflistung der Messergebnisse für den Buck-Buck-Konverter mit einem Ausgangsstrom von 65 mA wurde verzichtet, da der Konverter nicht die Grenzwerte für die Funkstörspannungen nach DIN EN 55015 einhält. Ebenso war eine Messung der Leistungen ohne massive Gleichtaktfilter nicht möglich.

¹⁰⁵ Rechnerischer Wert.

unter 1 %, wobei der Wert beim Buck-Buck-Konverter durch den unterschiedlichen Betriebsmodus prinzipbedingt etwas höher ist. Dagegen besitzt das System mit dem BuckBoost-Buck-Konverter von den drei Realisierungen die niedrigste Lichtausbeute und den geringsten elektrischen Wirkungsgrad. Dies liegt vor allem an den in der Praxis auftretenden Oszillationen, die bei dieser Topologie zusätzliche Dämpfungsglieder und Halbleiter mit hoher Sperrspannung erfordern.

6 Zusammenfassung, Vergleich und Ausblick

Zunächst soll im Weiteren eine kurze Zusammenfassung der hier vorliegenden Arbeit folgen, die nochmals auf die Inhalte der einzelnen Kapitel eingeht. Danach schließt sich ein Vergleich der aufgebauten LED-Vorschaltgeräte der drei Hauptkapitel an. Die Arbeit schließt mit einem kleinen Ausblick.

6.1 Zusammenfassung

Die elektrische Beleuchtung nimmt einen signifikanten Anteil am weltweiten Energiebedarf ein. Die Senkung der benötigten Energiemenge bedingt die Entwicklung und Vermarktung effizienter Leuchtmittel. Im häuslichen Umfeld bestehen noch viele Installationen mit der herkömmlichen Glühlampe. LED-Retrofit-Lampen stellen eine effiziente Austauschlösung für diese dar. Sie sind in den elektrischen Anschlussparametern, den Abmessungen und in den lichttechnischen Eigenschaften zu Glühlampen weitestgehend äquivalent, weisen ihnen gegenüber jedoch eine weitaus höhere Lichtausbeute auf. Mit der Untersuchung von verschiedenen Schaltungskonzepten für das notwendige Vorschaltgerät liefert die hier vorliegende Arbeit einen Beitrag zur Entwicklung effizienter LED-Retrofit-Lampen.

Für die Lampen existiert eine Vielzahl an Anforderungen, die zu Beginn der Arbeit das Kapitel 2 vorstellt. So müssen die LED-Retrofits, als Austauschlösung der Glühlampe, eine entsprechende Äquivalenz in Lichtstrom und Lichtfarbe aufweisen. Der Lichtstrom hat dazu nicht nur den jeweiligen Mittelwert aufzuweisen, sondern die Schwankungen im Lichtstrom dürfen auch eine gewisse frequenzabhängige Schwelle nicht überschreiten. Neben dieser optischen Ausgangscharakteristik basiert die elektrische Anschlusscharakteristik auf dem vorgesehenen Anschluss des Leuchtmittels am häuslichen Versorgungsnetz. Des Weiteren müssen die LED-Retrofits bzw. das dort integrierte Vorschaltgerät eine große Anzahl an gesetzlichen und normativen Bestimmungen aus den Bereichen Sicherheit, Energieeffizienz, elektromagnetische Verträglichkeit und Umweltverträglichkeit erfüllen. Hierbei sind für die Entwicklung und Dimensionierung eines Vorschaltgeräts vor allem die Anforderungen zur elektromagnetischen Verträglichkeit relevant. So bildet vor allem die Norm DIN EN 61000-3-2 mit den Grenzwerten für die Oberschwingungen im Eingangsstrom den Kern für die Auswahl des Schaltungskonzepts und der Schaltungstopologie sowie deren Auslegung. Aus den Anforderungen leitet sich eine Spezifikation im Hinblick auf die Auslegung der verschiedenen Schaltungstopologien für die daran anschließenden Kapitel ab. Als Basis für die optischen Eigenschaften und der Eingangsscharakteristik dient die Ersetzung einer herkömmlichen Glühlampe für das europäische Versorgungsnetz mit einer Anschlussleistung von 75 W. Die gesetzlichen und normativen Anforderungen beschränken sich für die Spezifikation auf die relevanten Punkte, der Einhaltung der Grenzwerte für die leitungsgebundenen Störungen nach DIN EN 55015 und die Einhaltung der Grenzwerte für die Oberschwingungen im Eingangsstrom gemäß der Klasse C der DIN EN 61000-3-2.

Drei Hauptkapitel legen unterschiedliche Schaltungskonzepte für das Vorschaltgerät einer LED-Retrofit-Lampe dar. Zu jedem Kapitel zeigen neben den theoretischen Betrachtungen mehrere optimierte Hardwareaufbauten die praktische Realisierbarkeit auf. Kapitel 3 stellt ein einstufiges Konzept mit Regelung des LED-Stroms vor. Die Eingangsstufe besteht klassisch aus einem Brückengleichrichter mit nachfolgendem Glättungskondensator. Die Spannung am Kondensator dient als Eingangsspannung für die folgende Stufe, die den LED-Strom auf seinen konstanten Sollwert regelt. Bei der Konverterstufe kann es sich um eine getaktete Topologie oder aber auch um eine lineare Stromquelle handeln. Der Kondensator der Eingangsstufe ist so zu dimensionieren, dass der Netzstrom die Beschreibung einer speziellen Kurvenform der DIN EN 61000-3-2 einhält. Der Kapazitätswert muss dazu in Abhängigkeit der LED-Leistung bzw. des LED-Stroms in einem gewissen Bereich liegen. Die üblichen Werte sind hier niedrig genug, dass im begrenzten Bau- raum der LED-Lampe noch Folienkondensatoren eingesetzt werden können, die gegenüber den sonst üblichen Elektrolytkondensatoren eine höhere Lebensdauer aufweisen.

Beim Schaltungskonzept von Kapitel 4 folgt dem netzseitigen Brückengleichrichter um- gehend die Konverterstufe. Der notwendige Speicherkondensator befindet sich am Kon- verterausgang, parallel zum LED-Strang. Der Konverter realisiert eine gewisse Strom- form, dessen Oberschwingungen die tabellarischen Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 einhalten. Das Kapitel stellt dazu verschiedene, parametrisierte Eingangsstromformen und ihre Realisierbarkeit mit den Grundtopologien vor. Der LED-Strom weist bei diesem Kon- zept prinzipbedingt eine gewisse Modulation auf. Lediglich der Mittelwert wird auf seinen Sollwert geregelt. Eine entsprechende Dimensionierung der Ausgangskapazität bringt den Modulationswert unter den spezifizierten Maximalwert. Dabei übt der differentielle Widerstand des verwendeten LED-Strangs, der mit der Kapazität einen Tiefpass bildet, einen großen Einfluss aus. Gegenüber einer sinusförmigen Stromaufnahme, ohne Ober- schwingungen, ermöglichen angepasste Eingangsstromformen eine Reduzierung des nö- tigen Kapazitätswerts. Als Kondensatortyp finden aufgrund der benötigten hohen Spei- cherdichte Elektrolytkondensatoren Anwendung, die gemäß Herstellerangaben in dieser Applikation Lebensdauern von über 50000 Stunden erreichen.

Die Konverter von Kapitel 5 regeln den Ausgangsstrom auf einen konstanten Wert, wäh- rend gleichzeitig eine inhärente Formung des Netzstroms stattfindet. Dazu findet bei die- sem Schaltungskonzept eine Kombination von zwei Konvertern statt. Diese teilen sich hauptsächlich den Speicherkondensator und den Leistungsschalter. Die Ausgangsstufe regelt den LED-Strom auf einen konstanten Wert und gibt damit das Ansteuerschema für den Leistungsschalter vor. Die Eingangsstufe ist derart auszulegen, dass mit dem vorge- gebenem Schema eine inhärente Formung des Netzstroms auftritt, dessen Oberschwin- gungen die Normgrenzwerte einhalten. Es wurde gezeigt, dass jede Kombination aus den Grundtopologien Buck-, Boost- und BuckBoost-Konverter prinzipiell möglich ist. Nach der getrennten Betrachtung des Ein- und Ausgangsverhaltens der drei Topologien erfolgte eine detaillierte Untersuchung der neun Gesamtsysteme. Im Fokus steht dabei die Herlei- tung der sich einstellenden Zwischenkreisspannung in Abhängigkeit der Induktivitäts- werte von Ein- und Ausgangsstufe sowie die Herleitung der minimal und maximal mögli- chen Strangspannungen.

6.2 Vergleich der LED-Vorschaltgeräte

Zu jedem der drei vorgestellten Schaltungskonzepte erfolgte der Aufbau mehrerer optimierter Gesamtsysteme. Ein Gesamtsystem bezeichnet dabei die Kombination eines Vorschaltgeräts mit einem LED-Strang. Grundlage für den Aufbau eines Strangs bildet das komplette Portfolio für warmweiße Leuchtdioden des Herstellers *Cree*. Die Dimensionierung und Optimierung der Vorschaltgeräte basieren auf den theoretischen Herleitungen und Analysen des jeweiligen Kapitels. Dabei muss die zu Beginn der Arbeit aufgestellte Spezifikation erfüllt werden. Die Optimierung geschieht in Hinsicht auf eine möglichst hohe Lichtausbeute des Gesamtsystems. Dazu findet eine Abschätzung der im Vorschaltgerät anfallenden Verluste statt. Neben den Leit- und Schaltverlusten der Halbleiter gehen ebenfalls die beiden Spulenparameter Kernflussdichte und Windungsanzahl in die Optimierung mit ein. Die Bestimmung der Lichtausbeute des LED-Strangs greift auf die Datenblattangaben des Herstellers zurück. Neben der Wahl eines LED-Strangs handelt es sich bei den Designparametern für das Vorschaltgerät weitestgehend um den Induktivitätswert (Kapitel 3 und Kapitel 4) bzw. die beiden Induktivitätswerte (Kapitel 5), dem Wert der Zwischenkreiskapazität sowie dem Wert der Filterinduktivität zur Reduzierung der Funkstörspannungen nach DIN EN 55015. Eine LED-Retrofit-Lampe verfügt nur über ein stark begrenztes Bauvolumen. Die realisierten Aufbauten der Elektronik besitzen alle die gleiche Form und die gleichen Abmessungen. Diese sind so gewählt, dass die Elektronik in dem Gehäuse der kommerziell erhältlichen LED-Lampe *Parathom Pro Classic A 80* von *Osram* Platz findet. An den Prototypen fanden umfangreiche Messungen statt, welche die einzelnen Kapitel dokumentieren.

Zum Kapitel 3 wurden insgesamt drei Prototypen aufgebaut. Neben den beiden getakteten Varianten, basierend auf dem Buck- und dem Boost-Konverter, liegt dem dritten Aufbau ein lineares Stromregelprinzip zugrunde. Eine Zusammenfassung einiger ausgewählter Messwerte listet die Tabelle 6.1. Fotos von Unter- und Oberseite der Hardware der Vorschaltgeräte zeigt Bild 6.1.

Tabelle 6.1: Zusammenfassung ausgewählter Messwerte für die Realisierungen von Kapitel 3.

Kennwert	Buck	Boost	Linearregler
Eingangsleistung	7.74 W	9.58 W	12.25 W
Ausgangsleistung	7.48 W	9.00 W	8.83 W
Wirkungsgrad	96.6 %	93.9 %	72.1 %
Leistungsfaktor	0.57	0.58	0.58
Strangspannung	112.3 V	393.5 V	204.7 V
Strangstrom	66.5 mA	22.8 mA	43.15 mA
Modulation	0.4 %	2.5 %	0 %
Lichtausbeute ¹⁰⁶	124 lm/W	97 lm/W	77 lm/W

¹⁰⁶ Rechnerischer Wert.

Die Konverter dieses Schaltungskonzepts regeln auf einen konstanten Ausgangsstrom, sodass die Modulation einen vernachlässigbar kleinen Wert annimmt. Die Realisierung mit dem Linearregler kann die stark schwankende Eingangsspannung sogar perfekt ausregeln. Bedingt durch die Eingangsstufe, bestehend aus Brückengleichrichter mit nachfolgendem Speicherkondensator, weist der Leistungsfaktor am Netzeingang des Vorschaltgeräts hingegen einen relativ niedrigen Wert auf. Er liegt dennoch oberhalb des spezifizierten Minimalwerts von 0.5. Der Netzstrom erfüllt die spezielle Kurvenform und nicht die tabellarischen Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2. Die Wirkungsgrade der getakteten Konverter liegen über 93 %. Dagegen weist der Aufbau mit dem Linearregler aufgrund seines Funktionsprinzips einen deutlich geringeren Wirkungsgrad auf.

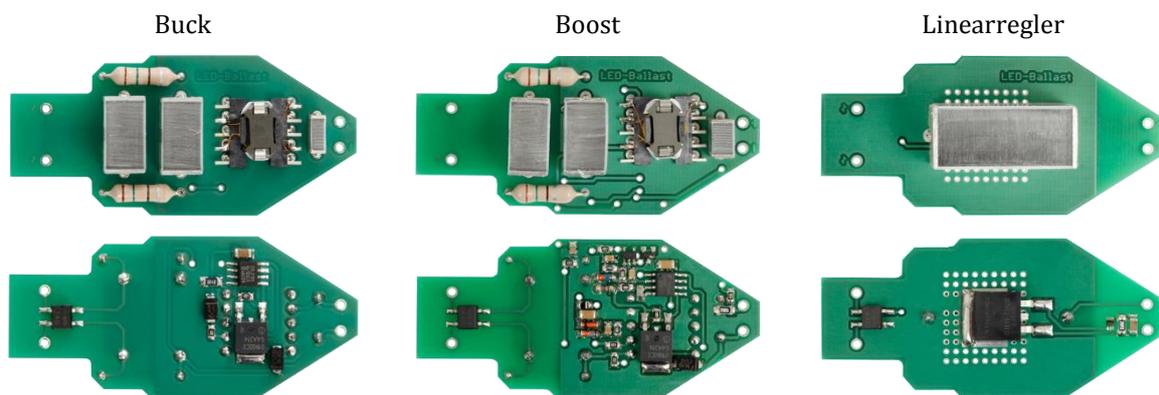


Bild 6.1: Fotografische Aufnahmen der Ober- und Unterseite der realisierten Vorschaltgeräte von Kapitel 3.

Mit einem Boost- und einem Buck-Konverter wurden im Kapitel 4 zwei Vorschaltgeräte realisiert. Einige Messwerte dazu zeigt die Tabelle 6.2. Fotografische Aufnahmen der Hardware stellt Bild 6.2 dar.

Tabelle 6.2: Zusammenfassung ausgewählter Messwerte für die Realisierungen von Kapitel 4

Kennwert	Boost	Buck
Eingangsleistung	9.50 W	7.71 W
Ausgangsleistung	8.96 W	7.27 W
Wirkungsgrad	94.3 %	94.3 %
Leistungsfaktor	0.94	0.87
Strangspannung	394.9 V	112.6 V
Strangstrom	22.7 mA	64.5 mA
Modulation	9.0 %	10.5 %
Lichtausbeute ¹⁰⁷	98 lm/W	121 lm/W

Da das dort vorliegende Schaltungskonzept lediglich den Mittelwert des LED-Stroms einstellt, weist die Modulation im Ausgangsstrom hier prinzipbedingt höhere Werte auf. Der

¹⁰⁷ Rechnerischer Wert.

Netzstrom erfüllt die tabellarischen Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2. Der Wirkungsgrad der Konverter ist bei beiden Ausführungen gleich und liegt bei ca. 94 %. Aufgrund der unterschiedlichen LED-Stränge unterscheidet sich jedoch die Lichtausbeute beider Systeme.

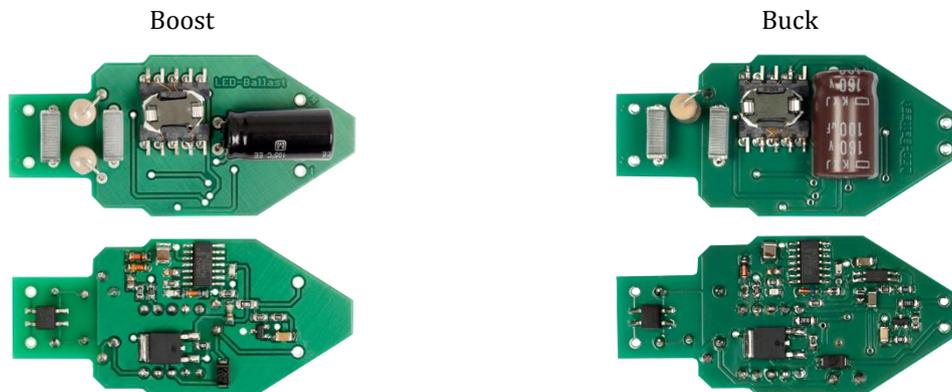


Bild 6.2: Fotografische Aufnahmen der Ober- und Unterseite der realisierten Vorschaltgeräte von Kapitel 4.

Insgesamt vier Aufbauten eines Vorschaltgeräts stellte das Kapitel 5 vor. Einer davon erfüllt jedoch nicht die Grenzwerte der Funkstörspannungen nach DIN EN 55015, sodass diese Realisierung hier keine weitere Erwähnung findet. Für die drei anderen Prototypen listet die Tabelle 6.3 einige Messergebnisse. Fotos zeigt Bild 6.3.

Tabelle 6.3: Zusammenfassung ausgewählter Messwerte für die Realisierungen von Kapitel 5.

Kennwert	Boost-Buck	Buck-Buck	BuckBoost-Buck
Eingangsleistung	8.10 W	8.00 W	8.90 W
Ausgangsleistung	7.03 W	6.99 W	7.38 W
Wirkungsgrad	86.9 %	87.3 %	83.0 %
Leistungsfaktor	0.85	0.91	0.93
Strangspannung	19.97 V	19.99 V	112.74 V
Strangstrom	351.1 mA	349.5 mA	65.5 mA
Modulation	0.2 %	0.8 %	2.3 %
Lichtausbeute ¹⁰⁸	116 lm/W	117 lm/W	106 lm/W

Die Konverter regeln bei diesem Schaltungskonzept auf einen konstanten Strangstrom, wodurch ein niedriger Wert der Modulation auftritt. Des Weiteren formt die Eingangsstufe den Netzstrom, sodass dessen Oberschwingungen die tabellarischen Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 erfüllen. Die Wirkungsgrade der Konverter liegen unter 90 % und fallen im Vergleich zu den einstufigen Lösungen von Kapitel 3 und Kapitel 4 geringer aus. Dies liegt vor allem daran, dass die Leistung nun zum großen Teil zweimal gewandelt

¹⁰⁸ Rechnerischer Wert.

wird. Mit der Kombination von zwei Konverterstufen fällt der Schaltungsaufwand zudem höher aus.

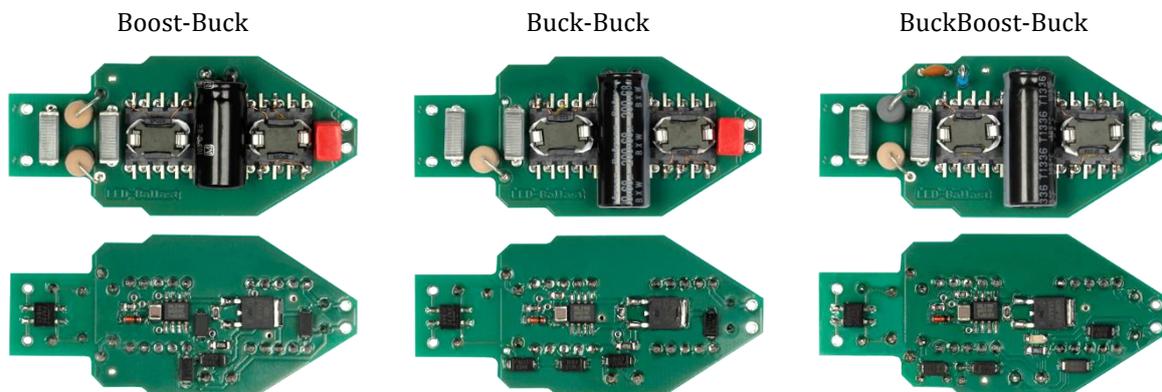


Bild 6.3: Fotografische Aufnahmen der Ober- und Unterseite der realisierten Vorschaltgeräte von Kapitel 5.

Von allen Realisierungen weist die Buck-Variante von Kapitel 3 die höchste Lichtausbeute auf. Sie erreicht von allen als einzige Lösung die derzeit höchste Energieeffizienzklasse A++. Dies ist mitunter auf den für diese Leistungsklasse hohen Wirkungsgrad des Vorschaltgeräts von fast 97 % zurückzuführen. Gleichzeitig werden für den Aufbau nur wenige Komponenten benötigt. Eine noch geringere Anzahl an benötigten Komponenten erreicht lediglich das Vorschaltgerät auf Basis des Linearreglers von Kapitel 3. Prinzipbedingt fällt die Lichtausbeute jedoch hier am geringsten aus. Von den drei Schaltungskonzepten resultiert beim Konzept von Kapitel 3 mit der Ausnutzung der speziellen Netzstromkurve der höchste Oberschwingungsgehalt im Netzstrom. Niedrigere Stromoberschwingungen besitzen die Konverter der Konzepte von Kapitel 4 und Kapitel 5. Der schaltungstechnische Aufwand ist hier allerdings höher und die Wirkungsgrade fallen geringer aus. Dennoch entfällt bei allen Topologien ein großer Anteil an den auftretenden Verlusten auf Messshunts, Regelungsstrukturen und deren Versorgung. Auf die Applikation zugeschnittene Regel-ICs könnten zu höheren elektrischen Wirkungsgraden, bei reduzierter Anzahl an benötigten Komponenten führen.

6.3 Ausblick

Vorschaltgerät und verfügbare Leuchtdioden müssen zusammen als Gesamtsystem betrachtet werden. Da aktuell noch eine rasche Weiterentwicklung von LEDs stattfindet, kann sich die Lichtausbeute der LEDs in den verschiedenen Stromklassen in der Zukunft immer wieder ändern und sich das Verhältnis gegeneinander verschieben. Dadurch ist es nicht sinnvoll allgemein ein Schaltungskonzept oder eine Topologie für die Realisierung einer LED-Retrofit-Lampe besonders hervorzuheben. Die umfangreichen theoretischen Betrachtungen dieser Arbeit bleiben jedoch weiterhin gültig.

Die vorliegende Arbeit betrachtet Vorschaltgeräte für LED-Retrofit-Lampen. Diese Lampen besitzen generell eine elektrische Anschlussleistung deutlich unter 25 W. Bis zu die-

ser Leistung sind die Erkenntnisse aber auch für Vorschaltgeräte anderer LED-Lampentypen anwendbar. Eine Erweiterung der Arbeit für LED-Beleuchtungen mit einer höheren Leistung könnte Gegenstand zukünftiger Untersuchungen sein. So gelten in dieser Leistungsklasse gemäß der DIN EN 61000-3-2 schärfere Grenzwerte für das Oberschwingungsspektrum im Eingangsstrom. Des Weiteren ist eine Ausweitung der Arbeit auch auf netzgetrennte Topologien denkbar. Diese ermöglichen eine sichere Trennung der LEDs vom Versorgungsnetz, um einen gewissen Schutz gegen einen möglichen Körperchluss¹⁰⁹ zu realisieren.

Neben der stetigen Weiterentwicklung anorganischer Leuchtdioden findet parallel auch ein Fortschritt bei organischen Leuchtdioden, den OLEDs, statt. Der elektrische Betrieb von OLEDs gleicht dem von anorganischen Leuchtdioden. Auch sie benötigen ein elektronisches Vorschaltgerät, um sie mit einem konstanten Strom betreiben zu können. Die Erkenntnisse dieser Arbeit lassen sich somit auch hier anwenden.

¹⁰⁹ Nach IEC 60364-4-41 [270] ist ein Körper als leitfähiges Teil eines elektrischen Betriebsmittels, das berührt werden kann und normalerweise nicht unter Spannung steht, aber unter Spannung geraten kann, wenn die Basisisolierung versagt, definiert.

Anhang A Grundlagen der Lichttechnik

A.1 Grundgrößen der Lichttechnik

Als Licht wird das für das menschliche Auge sichtbare Spektrum der elektromagnetischen Strahlung aufgefasst. Die DIN 5031-7¹¹⁰ [271] bzw. die DIN 40015 [272] definiert diesen Bereich bezüglich der Wellenlänge von 380 nm bis 780 nm¹¹¹. Strahlungsphysikalische (radiometrische) Größen zur Charakterisierung von Licht definiert die DIN 5031-1 [274]. Das menschliche Auge nimmt unterschiedliche Wellenlängen des sichtbaren Spektrums bei gleicher spektralen Strahldichte unterschiedlich hell wahr. Diese spektrale Empfindlichkeit des Auges wurde von der Internationalen Beleuchtungskommission (CIE) für einen Normalbeobachter bestimmt und in Deutschland mit der DIN 5031-3 [275] normiert. Die entsprechende spektrale Helligkeitskurve für Tagessehen¹¹² (photobisches Sehen, Zapfsehen) $V(\lambda)$ und für Nachtsehen¹¹³ (skotobisches Sehen, Stäbchensehen) $V'(\lambda)$ zeigt Bild A.1. Beide Kurven sind auf ihr Maximum zu Eins normiert. Diese Maxima liegen bei $\lambda = 555$ nm für Tagessehen und bei $\lambda = 507$ nm für Nachtsehen¹¹⁴.

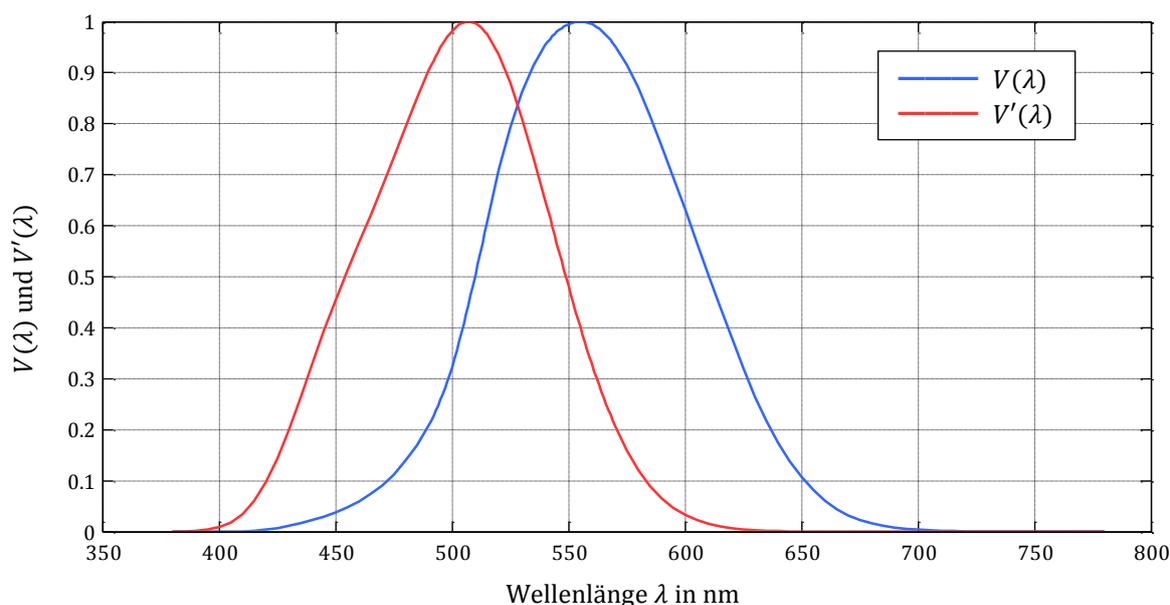


Bild A.1: Spektrale Hellempfindlichkeitskurve für Tagessehen $V(\lambda)$ und Nachtsehen $V'(\lambda)$.

¹¹⁰ Das Dokument wurde im August 2015 ohne Ersatz zurückgezogen.

¹¹¹ Da kein abrupter Übergang vorhanden ist, kann Strahlung oberhalb und unterhalb der Grenzen bei sehr hoher Strahldichte sichtbar sein. Die Stäbchen im menschlichen Auge besitzen bei der Empfindlichkeit ein Nebenmaximum im ultravioletten Bereich bei 350 nm. Die Augenlinse ist für diese Strahlung allerdings nicht transparent [273].

¹¹² Leuchtdichte $L_v > 10^2$ cd/m².

¹¹³ Leuchtdichte $L'_v < 10^{-5}$ cd/m².

¹¹⁴ Die Verschiebung aufgrund der unterschiedlichen spektralen Empfindlichkeit der Sehzellen ist auch als Purkinje-Effekt bekannt [276].

Zu jeder strahlungsphysikalischen Größe existieren zwei lichttechnische Äquivalente, eine für Tagessehen und eine für Nachtsehen. Zur Unterscheidung besitzen die strahlungsphysikalischen Größen den Index „e“ für „energetisch“ und die lichttechnischen Größen den Index „v“ für „visuell“. Der folgende Abschnitt stellt einige wichtige Lichtgrößen kurz vor.

Es sei darauf hingewiesen, dass die Norm [277] sowohl für den Leistungsfaktor als auch für die Wellenlänge mit dem griechischen Buchstaben λ dasselbe Formelzeichen festlegt. In dieser Arbeit ist die jeweilige Zuordnung stets unmissverständlich aus dem Kontext gegeben, sodass der Buchstabe λ auch hier normgemäß für beide Größen benutzt wird.

A.1.1 Lichtstrom

Der Lichtstrom Φ_v ist das lichttechnische Äquivalent zur Strahlungsleistung Φ_e . Er beschreibt umgangssprachlich die von einer Quelle ausgestrahlte Gesamtmenge an Licht, die für das menschliche Auge zur Verfügung steht. Die Verteilung im Raum spielt hierbei keine Rolle. Die Einheit des Lichtstroms ist das Lumen (lm). Der Lichtstrom für Tagessehen errechnet sich gemäß

$$\Phi_v = K_m \int_{380 \text{ nm}}^{780 \text{ nm}} V(\lambda) \frac{d\Phi_e(\lambda)}{d\lambda} d\lambda \quad (\text{A.1})$$

aus der Gewichtung der spektralen Strahlungsleistung $d\Phi_e(\lambda)/d\lambda$ mit der skalierten Hellempfindlichkeitskurve des Auges $V(\lambda)$ und anschließender Integration über den sichtbaren Wellenlängenbereich. Für den Lichtstrom für Nachtsehen gilt ganz analog

$$\Phi'_v = K'_m \int_{380 \text{ nm}}^{780 \text{ nm}} V'(\lambda) \frac{d\Phi_e(\lambda)}{d\lambda} d\lambda. \quad (\text{A.2})$$

Die Definition der Lichtstärkeeinheit legt zusammen mit den spektralen Helligkeitskurven $V(\lambda)$ und $V'(\lambda)$ die Skalierungsfaktoren in (A.1) und (A.2), das photometrische Strahlungsäquivalents für Tagessehen

$$K_m = 683 \frac{\text{lm}}{\text{W}} \quad (\text{A.3})$$

und das photometrische Strahlungsäquivalent für Nachtsehen

$$K'_m = 1699 \frac{\text{lm}}{\text{W}}, \quad (\text{A.4})$$

fest.

A.1.2 Lichtstärke

Die Einheit der Lichtstärke I_v , die Candela (cd), gehört zu den sieben SI-Basiseinheiten [278]. Sie ist definiert als „die Lichtstärke in einer bestimmten Richtung einer Strahlungsquelle, die monochromatische Strahlung der Frequenz $540 \cdot 10^{12}$ Hertz aussendet und deren Strahlstärke in dieser Richtung $1/683$ Watt durch Steradian beträgt“ [279] [280]

[281]. Die Frequenz von 540 THz entspricht für Luft unter Normbedingungen einer Wellenlänge von $\lambda = 555 \text{ nm}$.

Im Allgemeinen weist die Strahlungsverteilung einer Lichtquelle eine Winkelabhängigkeit (vgl. Bild 2.1) auf. Die Lichtstärke

$$I_v(\Omega) = \frac{d\Phi_v}{d\Omega} \quad (\text{A.5})$$

bezeichnet den in einen Raumwinkel Ω gestrahlten Lichtstrom Φ_v , bezogen auf diesen Raumwinkel. Sie ist damit unabhängig von der Entfernung zur Lichtquelle. Das strahlungsphysikalische Äquivalent stellt die Strahlstärke I_e dar.

A.1.3 Beleuchtungsstärke

Die Beleuchtungsstärke

$$E_v = \frac{d\Phi_v}{dA} \quad (\text{A.6})$$

beschreibt den auf ein infinitesimal kleines Flächenelement dA fallenden Lichtstrom. Sie nimmt im Allgemeinen mit der Entfernung zur Lichtquelle ab. Die zugehörige Einheit ist das Lux ($\text{lx} = \text{lm}/\text{m}^2$). Die Beleuchtungsstärke E_v korreliert mit der strahlungsphysikalischen Bestrahlungsstärke E_e .

A.1.4 Leuchtdichte

Die Leuchtdichte

$$L_v = \frac{dI_v}{\cos(\epsilon) dA} = \frac{d^2\Phi_v}{d\Omega \cos(\epsilon) dA} \quad (\text{A.7})$$

beschreibt die Lichtstärke, welche der menschliche Beobachter von einer leuchtenden Fläche wahrnimmt (vgl. Bild A.2). Bei der Fläche kann es sich um eine selbstleuchtende oder beleuchtete Fläche handeln oder generalisiert um eine imaginäre Oberfläche im Raum, durch die Licht hindurchtritt.

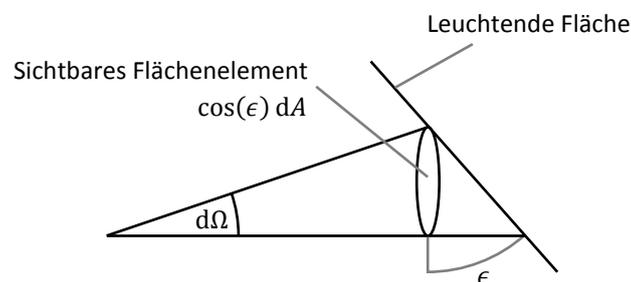


Bild A.2: Betrachtung einer ausgedehnten Lichtquelle durch einen Beobachter.

Die Leuchtdichte steht mit der subjektiven Wahrnehmung von Helligkeit im Zusammenhang. Wie einige andere Sinneseindrücke, gehorcht auch das Helligkeitsempfinden in erster Näherung dem Weber-Fechner-Gesetz, bei dem die subjektiv empfundene Stärke eines Sinneseindrucks proportional zum Logarithmus des Reizes ist [282] [283]. Insgesamt

ermöglicht das menschliche Auge dadurch eine Anpassung an Leuchtdichten von etwa $L_v = 10^{-6}$ bis $L_v = 10^5$ [284]. Dies entspricht einer Überbrückung von 11 Zehnerpotenzen.

Die Leuchtdichte kann von der Position der Lichtquelle und des Beobachters sowie vom Beobachtungswinkel abhängen. Einen idealen Spezialfall stellt der sogenannte Lambert-Strahler dar, bei dem die Leuchtdichte unter jedem Betrachtungswinkel Ω konstant ist. Er erscheint von jeder Blickrichtung des Beobachters gleich hell, da zwar die Lichtstärke

$$I_v(\Omega) = I_v(0) \cos(\Omega) \quad (\text{A.8})$$

mit dem Cosinus des Winkels abnimmt, im gleichen Verhältnis sich aber auch die Senderfläche vermindert. Bild A.3 zeigt die Lichtstärke und die Leuchtdichte eines idealen Lambert-Strahlers. Thermische Strahler, wie z.B. Glühlampen, sind näherungsweise Lambert-Strahler [285] [286].

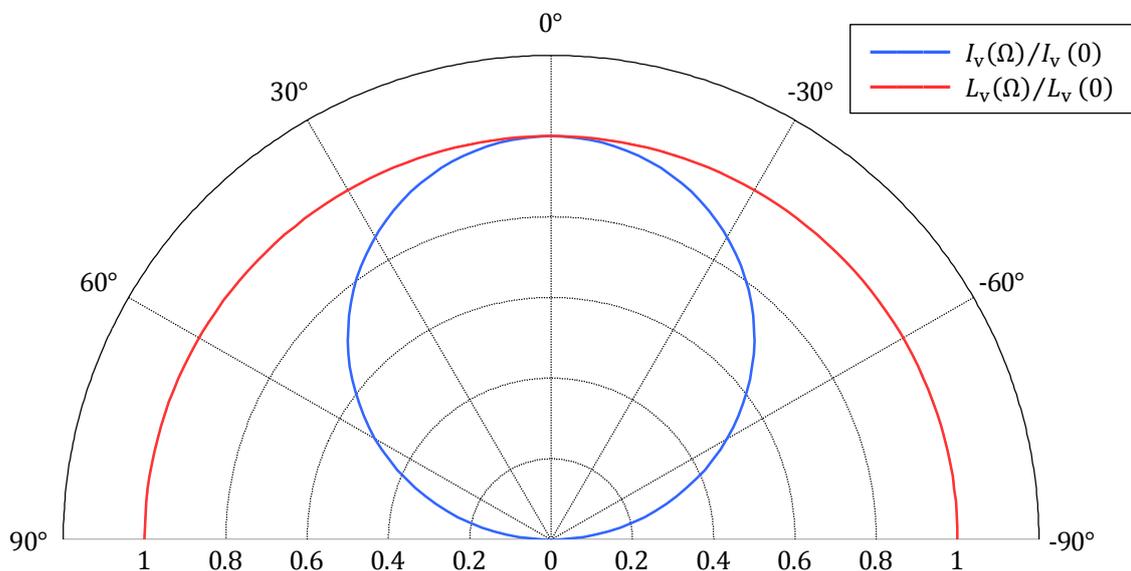


Bild A.3: Lichtstärke $I_v(\Omega)/I_v(0)$ und Leuchtdichte $L_v(\Omega)/L_v(0)$ eines Lambert-Strahlers in Abhängigkeit des Abstrahlwinkels Ω .

Die LEDs einer LED-Retrofit-Lampe strahlen für eine homogene Ausleuchtung und eine Verringerung der Blendung¹¹⁵ einen Diffusor an, der sich dann weitestgehend wie ein Lambert-Strahler verhält. Bild A.4 vergleicht den Eindruck der Leuchtdichteverteilung einer LED-Retrofit-Lampe mit aufgesetztem Diffusor und ohne Diffusor. Während in der linken photographischen Aufnahme ohne Diffusor die einzelnen LEDs als nahezu punktförmige Lichtquellen zu erkennen sind, leuchtet in der rechten Aufnahme der Diffusor homogen. Zudem streut der Diffusor einen Teil des Lichts nach hinten in Richtung Sockel,

¹¹⁵ Nach DIN EN 12665 [287] bzw. IEC 845-02-52 [25] ist der Begriff Blendung als „Sehzustand, der als unangenehm empfunden wird oder eine Herabsetzung der Sehfunktion zur Folge hat, verursacht durch eine ungünstige Leuchtdichteverteilung oder zu hohe Kontraste“ definiert.

sodass der Öffnungswinkel des Lichtkegels vergrößert wird. Bild A.5 zeigt nochmals Aufnahmen der LED-Retrofit-Lampe mit und ohne Diffusor bei einer kürzeren Belichtungszeit und Blitzlicht zur Ausleuchtung.



Bild A.4: Eindruck der Leuchtdichteverteilung einer LED-Retrofit-Lampe ohne Diffusor (links) und mit aufgesetztem Diffusor (rechts).



Bild A.5: LED-Retrofit-Lampe ohne Diffusor (links) und mit aufgesetztem Diffusor (rechts).

Das strahlungsphysikalische Pendant zur Leuchtdichte ist die Strahldichte.

A.1.5 Überblick

Tabelle A.1 listet als Überblick noch einmal die vorgestellten strahlungsphysikalischen und lichttechnischen Größen zusammenfassend auf.

Tabelle A.1: Überblick über strahlungsphysikalische und lichttechnische Größen.

Strahlungsphysikalische Größen			Lichttechnische Größen		
Benennung	Zeichen	Einheit	Benennung	Zeichen	Einheit
Strahlungsleistung	Φ_e	W	Lichtstrom	Φ_v	lm
Strahlstärke	I_e	W/sr	Lichtstärke	I_v	cd = lm/sr
Bestrahlungsstärke	E_e	W/m ²	Beleuchtungsstärke	E_v	lx = lm/m ²
Strahldichte	L_e	W/(m ² sr)	Leuchtdichte	L_v	lm/(m ² sr)

Bild A.6 veranschaulicht die lichttechnischen Größen von Tabelle A.1 in einer einfachen Grafik.

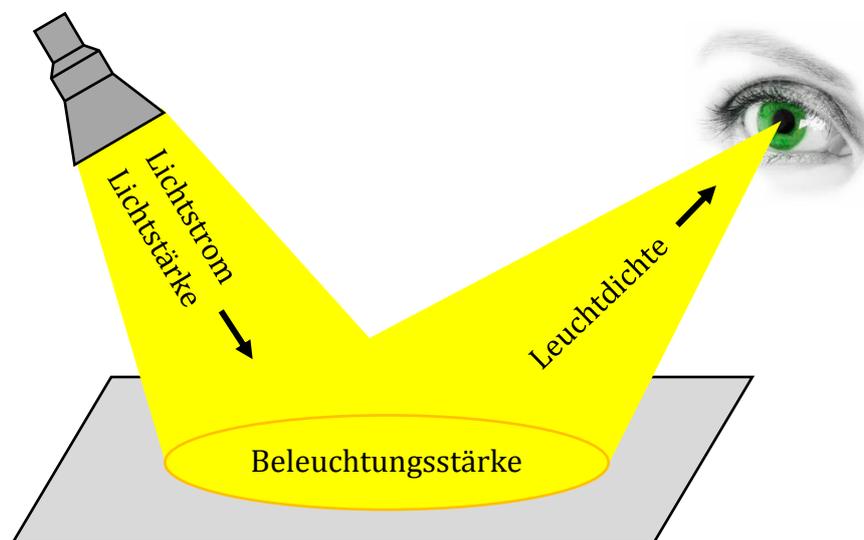


Bild A.6: Veranschaulichung der lichttechnischen Größen von Tabelle A.1.

A.2 Farbmatrik

Farbe ist keine physikalische Eigenschaft, sondern vielmehr eine menschliche Empfindung. Nach DIN 5033-1 [288] ist sie ein „durch das Auge vermittelter Sinneseindruck, durch den sich zwei aneinandergrenzende, strukturlose Teile des Gesichtsfeldes bei einäugiger Beobachtung mit unbewegtem Auge allein unterscheiden lassen“. Mit der Farbwahrnehmung besitzen Menschen die Möglichkeit die spektrale Zusammensetzung von Licht differenziert wahrzunehmen. Dabei können allerdings unterschiedliche Zusammensetzungen zur gleichen Farbempfindung führen (Metamerie [289]). Damit ermöglicht die alleinige Kenntnis der Farbe keinen Rückschluss auf die spektrale Zusammensetzung des Farbreizes.

Die Farbmatrik erfasst das subjektive Farbempfinden und stellt es formel- und zahlenmäßig dar. Dabei unterscheiden die Modelle der additiven und subtraktiven Farbmischung,

ob der Gegenstand dabei selbst Licht aussendet (Selbstleuchter) oder lediglich einfallendes Licht absorbiert und reflektiert (Nichtselbstleuchter). Im Folgenden werden mit den Anhängen A.2.1 und A.2.2 die Grundzüge der additiven Farbmischung vorgestellt. Auf ihr basiert die Erzeugung von weißem Licht der LEDs (Anhang A.3). Der Anhang A.2.3 erläutert demgegenüber die subtraktive Farbmischung und darauf aufbauend die Farbwiedergabe.

A.2.1 Farbraum

Die graßmannschen Gesetze [290] fassen die Gesetzmäßigkeiten der additiven Farbmischung zusammen. So stellt ein Satz von drei Primärvalenzen (Grundfarbe additiven Mischens) eindeutig eine Farbvalenz (Farbreiz im Auge, wahrgenommene Farbe) dar. Die Primärvalenzen spannen damit einen dreidimensionalen Vektorraum auf, in dem sich jede Farbvalenz durch Linearkombination ergibt.

Das gebräuchlichste wahrnehmungsbasierte Modell ist das CIE-Normvalenzsystem der Internationalen Beleuchtungskommission (CIE). Der Farbraum wird hier durch ein virtuelles Rot X , virtuelles Grün Y und virtuelles Blau Z beschrieben, die aus umfangreichen Lichtabgleichsexperimenten mit menschlichen Probanden¹¹⁶ rechnerisch abgeleitet wurden [291]. Diese Primärvalenzen definiert der technische Bericht der CIE [292] bzw. die DIN EN ISO 11664-1 [293] durch sogenannte Normspektralwertfunktionen $\bar{x}(\lambda)$, $\bar{y}(\lambda)$ und $\bar{z}(\lambda)$ für Sehwinkel von 2° und 10°. Eine Darstellung zeigt Bild A.7.

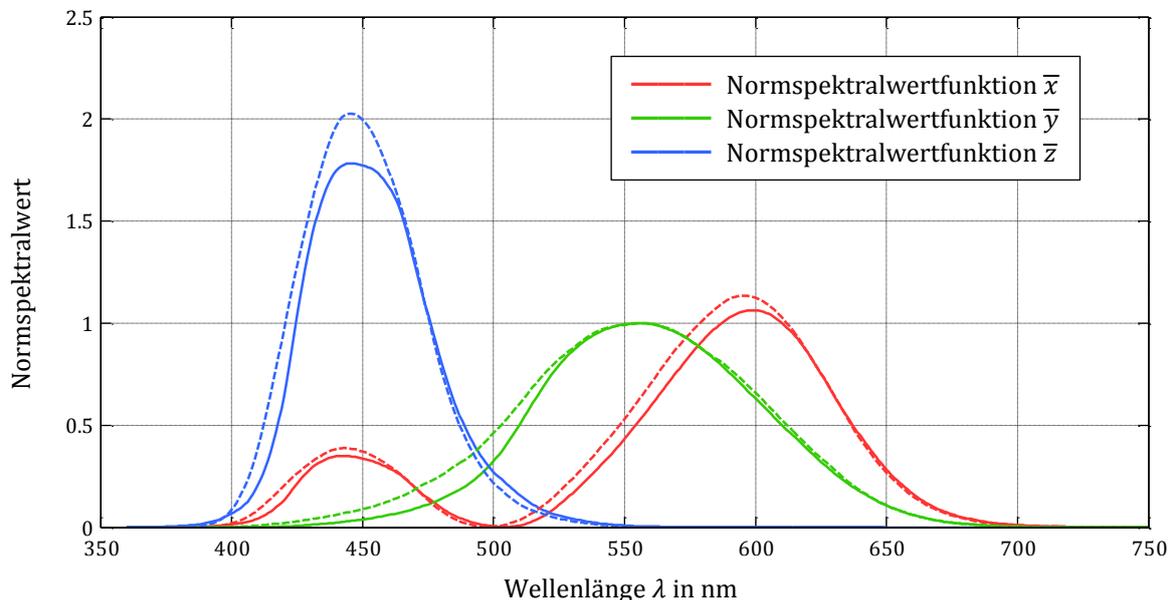


Bild A.7: Normspektralwertfunktionen für den 2°- (durchgezogene Linien) und 10°-Beobachter (gestrichelte Linien) nach DIN EN ISO 11664-1 [293].

Die Farbwerte der Lichtfarbe werden durch die Gewichtung der Farbreizfunktion $\varphi_\lambda(\lambda)$ (IEV 845-03-03 [25]) mit der Normspektralwertfunktion und anschließender Integration über den Spektralbereich von 360 nm bis 830 nm berechnet [294]:

¹¹⁶ Aus den Versuchen ist ein „gemittelter“ Normalbeobachter für einen Sehwinkel von 2° und 10° abgeleitet.

$$X = K_m \int_{360 \text{ nm}}^{830 \text{ nm}} \varphi_\lambda(\lambda) \bar{x}(\lambda) d\lambda \quad (\text{A.9})$$

$$Y = K_m \int_{360 \text{ nm}}^{830 \text{ nm}} \varphi_\lambda(\lambda) \bar{y}(\lambda) d\lambda \quad (\text{A.10})$$

$$Z = K_m \int_{360 \text{ nm}}^{830 \text{ nm}} \varphi_\lambda(\lambda) \bar{z}(\lambda) d\lambda \quad (\text{A.11})$$

Die Primärvalenzen sind so gewählt, dass $X = 100$, $Y = 100$ und $Z = 100$ ein ideales Weiß darstellt, sowie Y proportional zur Leuchtdichte ist. Davon abgeleitet bilden beispielsweise $X = Y = Z < 100$ unterschiedliche Grautöne.

Für eine übersichtliche Darstellung erfolgt eine Normierung der Normfarben X , Y und Z zu den Normfarbwertanteilen x , y und z :

$$x = \frac{X}{X + Y + Z} \quad (\text{A.12})$$

$$y = \frac{Y}{X + Y + Z} \quad (\text{A.13})$$

$$z = \frac{Z}{X + Y + Z} \quad (\text{A.14})$$

Die Farbwertanteile x und y bestimmen eindeutig Farbton und Sättigung. Der Farbwertanteil

$$z = 1 - x - y \quad (\text{A.15})$$

lässt sich rechnerisch aus den anderen beiden ableiten. Die Auftragung der Farbwertanteile x und y in einem zweidimensionalen Koordinatensystem bildet die CIE-Normfarbtafel (xy -Farbraum). Eine graphische Veranschaulichung zeigt Bild A.8. Die Spektralfarblinie und die Purpurlinie umschließen die Gesamtheit aller reellen Farben. Auf ersterer liegen die Farben monochromatischer, elektromagnetischer Strahlung im Wellenlängenbereich von 380 nm (violettblau) bis 780 nm (rot). Diese Farben besitzen die höchste Sättigung (IEV 845-02-41 [25]). Die Purpurlinie verbindet die beiden Enden der Spektralfarblinie. In Bild A.8 markiert die Koordinate mit dem Buchstaben W den Weißpunkt oder Unbuntpunkt. An dieser Stelle weisen alle Normfarbwertanteile mit $x = y = z = 1/3$ den gleichen Wert auf. Auf der Verbindungslinie zwischen Weißpunkt und Spektralfarbe variiert lediglich die Sättigung und der Farbton bleibt konstant. Im grau markierten Bereich sind die Farben rein virtuell.

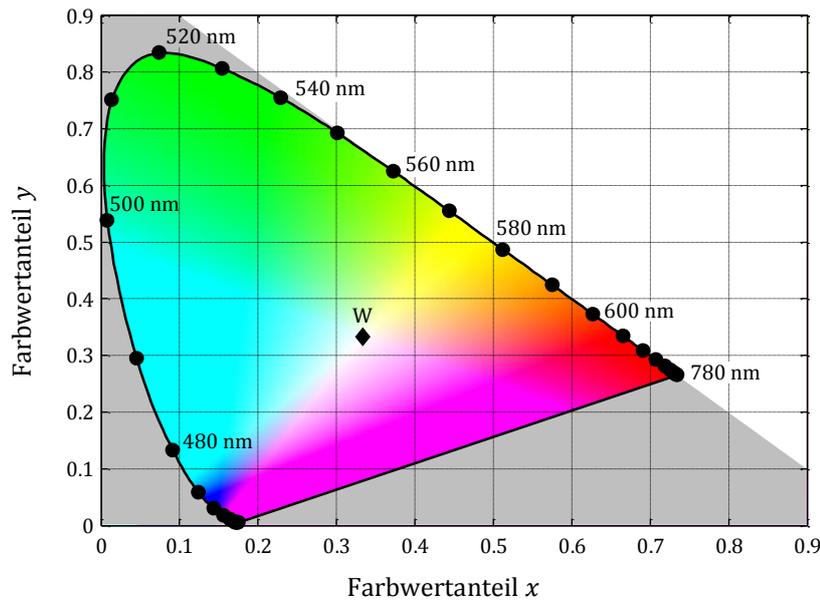


Bild A.8: CIE-Normfarbtafel für den 2°-Normalbeobachter. Der Farbraum wird durch die Spektralfarblinie (380 nm bis 780 nm) und der Purpurlinie begrenzt. Die Markierungen auf der Spektralfarblinie besitzen einen äquidistanten Abstand von 10 nm. Die dargestellten Farben der Koordinaten dienen nur der Verdeutlichung und entsprechen nur näherungsweise den wahrgenommenen Farben, da eine exakte Darstellung nicht möglich ist.

Der xy -Farbraum repräsentiert nicht die Helligkeit der Farben. So besitzt Weiß, Grau und Schwarz den gleichen Farbort. Ebenso verhält es sich bei Orange und Braun. Wird zusätzlich eine Aussage über die Helligkeit benötigt, so ist meist zusätzlich der Normfarbwert Y angegeben (Yxy -Farbraum).

Neben dem XYZ - bzw. xy -Farbmodell (1931) existieren mit dem Uvw -Modell (1964) [291], Luv -Modell (1976) [291] und dem Lab -Modell (1976, 1994, 2000) [291] [295] weitere wahrnehmungsbasierte Modelle der CIE. Bei den Nachfolgemodellen wurde vor allem berücksichtigt, dass sich das Maß des vom Menschen empfundenen Farbabstands in gleichen Abständen der Farbkoordinaten widerspiegelt. Alle Modelle lassen sich durch Transformationsgleichungen ineinander umrechnen. Des Weiteren gibt es eine Vielzahl von Farbmodellen [296] [297] [298], die auf bestimmte Problemstellungen angepasst sind. Mit dem RGB -Modell [299] [300], HSV -Modell [301], YUV -Modell [302] [303] und $YCrCb$ -Modell [303] seien einige wichtige erwähnt, wobei wiederum verschiedene Derivate davon existieren.

Die CIE-Normfarbtafel stellt alle für den Menschen unterscheidbaren Farben dar. Zwei unterschiedliche Farben der Farbtafel ermöglichen alle Mischfarben, die auf der Verbindungslinie der beiden Farbpunkte liegen. So entsteht beispielsweise weißes Licht durch die entsprechende Mischung von blauem und gelbem Licht (Näheres im Anhang A.3). Bei k unterschiedlichen Farben, mit $k > 2$ und $k \in \mathbb{N}$, liegen die möglichen Mischfarben in der von den Farborten aufgespannten konvexen Hülle. Als Beispiel sei hierzu das RGB -Modell genannt, welches mit den drei Primärvalenzen Rot (R), Grün (G) und Blau (B) ein Dreieck gemäß Bild A.9 bildet. Das RGB -Modell wird vielfach in Bildwiedergabegeräten eingesetzt, die somit alle Farben innerhalb des Dreiecks darstellen können.

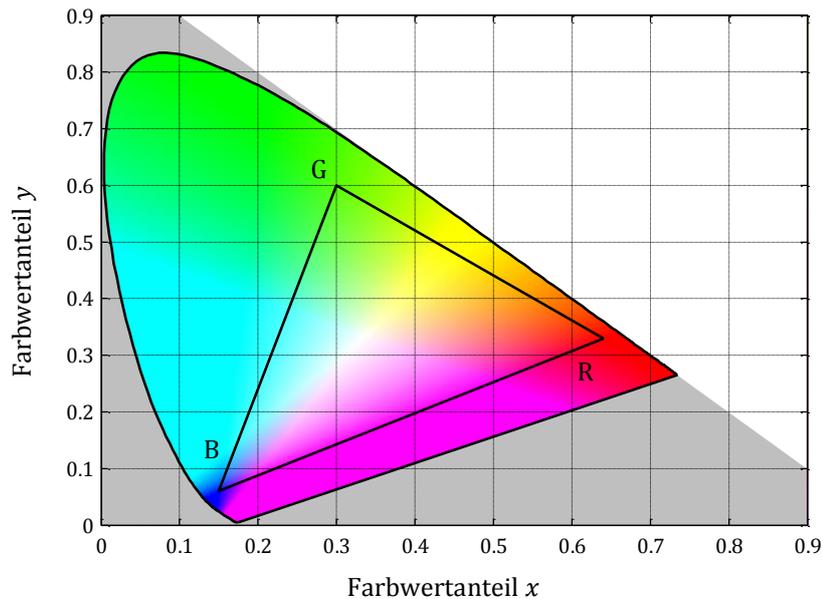


Bild A.9: sRGB Farbraum nach DIN EN 61966-2-2 [299] im xy-Farbmodell.

A.2.2 Lichtfarbe und Farbtemperatur

Speziell für weißes Licht beschreibt die Farbtemperatur die Lichtfarbe einer Quelle vereinfacht mit einer zahlenmäßigen Größe. Der Begriff geht auf den planckschen Strahler (Schwarzer Strahler) zurück, dessen ausgesendetes, charakteristisches Spektrum der elektromagnetischen Strahlung gemäß dem planckschen Strahlungsgesetz [304] [305]

$$\frac{d\Phi_e(\lambda, T)}{dA} = \frac{2\pi hc_0^2}{\lambda^5} \frac{1}{\exp\left[\frac{hc_0}{\lambda k_B T}\right] - 1} \quad (\text{A.16})$$

allein von der thermodynamischen Temperatur T des Körpers abhängt. Die Farbtemperatur einer Lichtquelle ist nun als diejenige Temperatur definiert, die ein planckscher Strahler besitzen müsste, um den gleichen Farbeindruck hervorzurufen. In Bild A.10 sind mit dem sogenannten planckschen Strahlungszug alle Farborte eines Schwarzen Strahlers im xy-Farbraum eingezeichnet.

Die DIN EN 12464-1 [306] teilt die Lichtfarben je nach Temperatur in drei Gruppen ein. Eine Auflistung zeigt Tabelle A.2.

Tabelle A.2: Gruppen der Lichtfarben nach DIN EN 12464-1 [306].

Lichtfarbe	Farbtemperatur
Warmweiß	Kleiner 3300 K
Neutralweiß	3300 K bis 5300 K
Tageslichtweiß	Über 5300 K

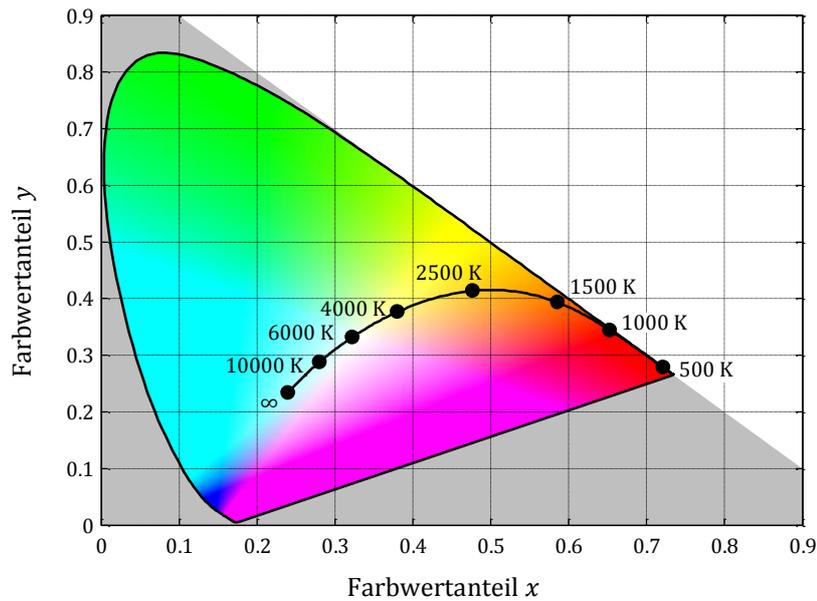


Bild A.10: Planckscher Strahlungszug im xy-Farbmodell. Einige Punkte der Kurve sind mit der dortigen Farbtemperatur gekennzeichnet.

Auch wenn ein Farbort nicht genau auf dem planckschen Kurvenzug liegt, so kann dennoch eine ähnliche Farbtemperatur (CCT, Correlated Color Temperature) angegeben werden. Alle Farborte mit ähnlicher Temperatur liegen dabei auf einer Geraden [307]. Bild A.11 zeigt hierzu Ausschnitte einige dieser sogenannten juddschen Geraden. Zwar lässt sich die ähnliche Farbtemperatur rechnerisch für nahezu jeden Farbort bestimmen, eine Angabe ist allerdings nur für Koordinaten nahe dem planckschen Kurvenzug sinnvoll [291] [308].

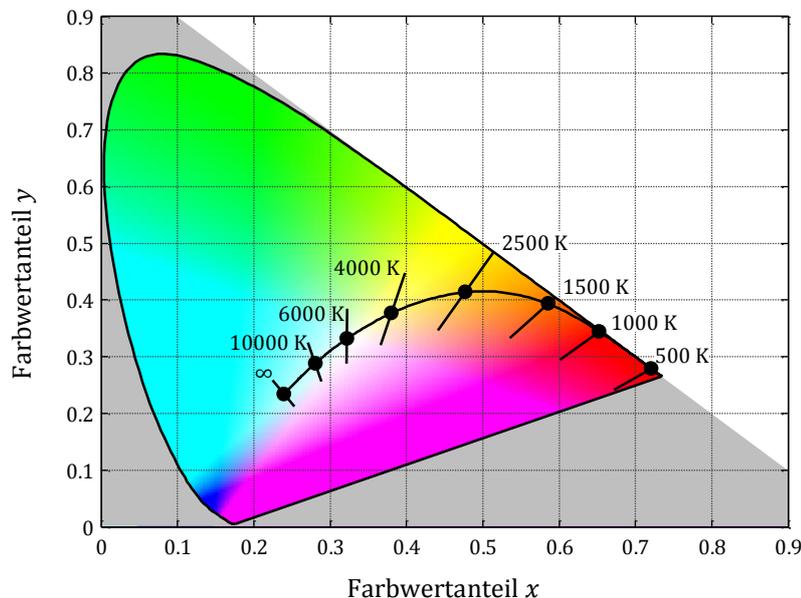


Bild A.11: Ausschnitte von juddschen Geraden mit ähnlicher Farbtemperatur. Die Länge der Strecken sind für Farbtemperaturen über 4000 K im Luv-Farbraum konstant. Der Farbabstand, als Maß wie sehr sich zwei Farben empfindungsmäßig unterscheiden, ist somit gleich.

Den ungefähren Farbeindruck eines planckschen Strahlers in Abhängigkeit seiner Temperatur veranschaulicht Bild A.12.

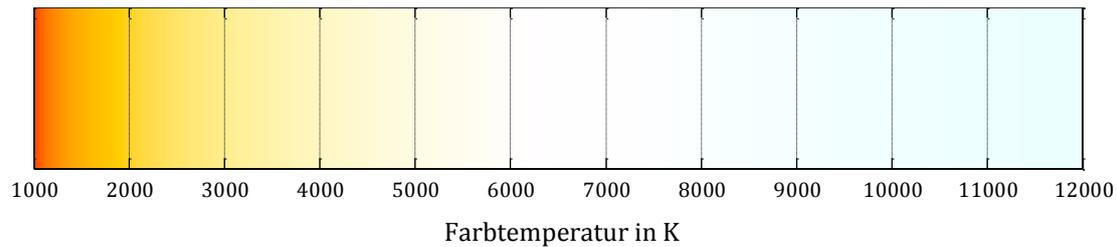


Bild A.12: Ungefährer Farbeindruck eines planckschen Strahlers für eine gegebene Temperatur.

A.2.3 Farbwiedergabe

Die Farbe von nichtselbstleuchtenden Objekten (Körperfarbe) hängt zum einen von der Strahlungsfunktion (relative spektrale Zusammensetzung der Strahlung) des beleuchtenden Lichts und zum anderen von den Oberflächeneigenschaften des Objekts ab. So erfährt das Licht an der Materialoberfläche aufgrund der Kombination von Absorption, Streuung, Reflexion und gegebenenfalls Fluoreszenz eine Änderung in der spektralen Verteilung der Wellenlängen. Der Farbeindruck von ein und demselben Körper kann somit bei verschiedenen Lichtquellen unterschiedlich sein. Das IEV-Wörterbuch definiert die Farbwiedergabe als „Auswirkung einer Lichtart auf den Farbeindruck von Objekten, die mit ihr beleuchtet werden, im bewussten oder unbewussten Vergleich zum Farbeindruck der gleichen Objekte unter einer Bezugslichtart“ (IEV 845-02-59 [25]). Als Maß für die Farbwiedergabe wird häufig der allgemeine Farbwiedergabeindex (CRI) R_a herangezogen. Dazu definiert die DIN 6169-2 [309] acht Testfarben (vgl. Tabelle A.3). Für jede dieser Testfarben erfolgt zunächst auf Basis der Farbverschiebung bezüglich der Testbeleuchtung und der Bezugslichtart die Berechnung des speziellen Farbwiedergabeindex R_k . Der allgemeine Farbwiedergabeindex R_a

$$R_a = \frac{1}{8} \sum_{k=1}^8 R_k \quad (\text{A.17})$$

ist anschließend der arithmetische Mittelwert aus den speziellen Farbwiedergabeindizes R_k der ersten acht Testfarben. Für die genauen Berechnungsschritte sei auf die entsprechende Norm [309] oder weiterführende Literatur [310] verwiesen. Die Bestimmung des Farbwiedergabeindex erfordert von der praktischen Seite aus lediglich eine spektrale Vermessung der Testlichtquelle. Die weiteren Schritte sind mathematische Rechnungen. Als Referenzlichtquelle dient bis zu einer ähnlichen Farbtemperatur der Testlichtquelle von 5000 K das Licht eines idealen planckschen Strahlers mit derselben Farbtemperatur. Oberhalb von 5000 K bildet eine tageslichtähnliche Spektralverteilung die Referenz [311] [312].

Tabelle A.3: Ungefährer Farbeindruck der ersten acht Testfarben zur Berechnung des allgemeinen Farbwiedergabeindex R_a nach DIN 6169-2 [309].

R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	R8

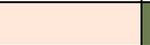
Der Farbwiedergabeindex besitzt einen Maximalwert von 100. Temperaturstrahler, wie z.B. Glüh-, Halogenlampen oder die Sonne, verhalten sich in guter Näherung wie plancksche Strahler und erreichen nahezu den maximalen Wert. Den Farbeindruck unter diesen Lichtquellen empfinden Menschen als natürlich. Andere Quellen weisen geringere Werte auf. In Extremfällen sind sogar negative Werte möglich. Für Arbeitsstätten legt die DIN EN 12464-1 [306] und die DIN EN 12464-2 [313] für die verwendete Beleuchtung Mindestanforderungen an den Farbwiedergabeindex fest. LED-Lampen, die nicht im Außen- oder Industriebereich eingesetzt werden, müssen nach der EU-Verordnung 1194/2012 [38] einen Farbwiedergabeindex von mindestens 80 aufweisen. Tabelle A.4 vergleicht den allgemeinen Farbwiedergabeindex R_a für verschiedene Lichtquellen.

Tabelle A.4: Vergleich des allgemeinen Farbwiedergabeindex R_a verschiedener Lichtquellen. Daten nach [310].

Lichtquelle	R_a
Tageslicht	100
Glühlampe	98
Leuchtstofflampe (Kompakt)	80-90
Leuchtstofflampe (Dreibanden weiß)	80-95
Leuchtstofflampe (Universalweiß)	60-80
LED (RGB)	25-60
LED (weiß)	80-90
Quecksilberdampf Lampe	40-60
Halogen-Metaldampf Lampe	80-90
Natriumdampf Lampe (Niederdruck)	-44
Natriumdampf Lampe (Hochdruck)	20-40

Neben den acht Testfarben von Tabelle A.3 definiert die DIN 6169-2 [309] noch sechs weitere Farben. Den ungefähren Farbeindruck zeigt die Tabelle A.5. Die Farben gehen nicht in die Berechnung des allgemeinen Farbwiedergabeindex mit ein. Sie werden aber zusätzlich für die Bestimmung der entsprechenden speziellen Farbwiedergabeindizes herangezogen. So bildet vor allem für LED-Lampen der Wert von R_9 eine markante Kenngröße, da hier meist ein relativ niedriger Wert vorliegt.

Tabelle A.5: Ungefäherer Farbeindruck der Testfarben Nr. 9 bis Nr. 14 nach DIN 6169-2 [309].

R9	R10	R11	R12	R13	R14
					

A.2.4 Beispieldaten einer LED-Lampe

Für eine LED-Lampe werden im Folgenden einige Messwerte zu Kenngrößen der Farbmetrik vorgestellt. Die Messungen¹¹⁷ wurden an der LED-Lampe von Bild 3.40 mit dem Buck-Konverter von Kapitel 3.2 als Vorschaltgerät und dem zugehörigen LED-Strang durchgeführt. Tabelle A.6 listet dazu einige Kennwerte.

Tabelle A.6: Messwerte zur LED-Lampe von Bild 3.40 mit dem Buck-Konverter von Kapitel 3.2 als Vorschaltgerät.

Bezeichnung	Wert
Lichtstrom (mit Diffusor)	944 lm
Lichtstrom (ohne Diffusor)	974 lm
Strahlungsleistung	3.1 W
xy-Farbkoordinaten	(0.46, 0.41)
Farbtemperatur	2684 K

Der Farbort im xy-Farbraum liegt nur geringfügig unterhalb des planckschen Kurvenzugs. Eine graphische Veranschaulichung zeigt Bild A.13.

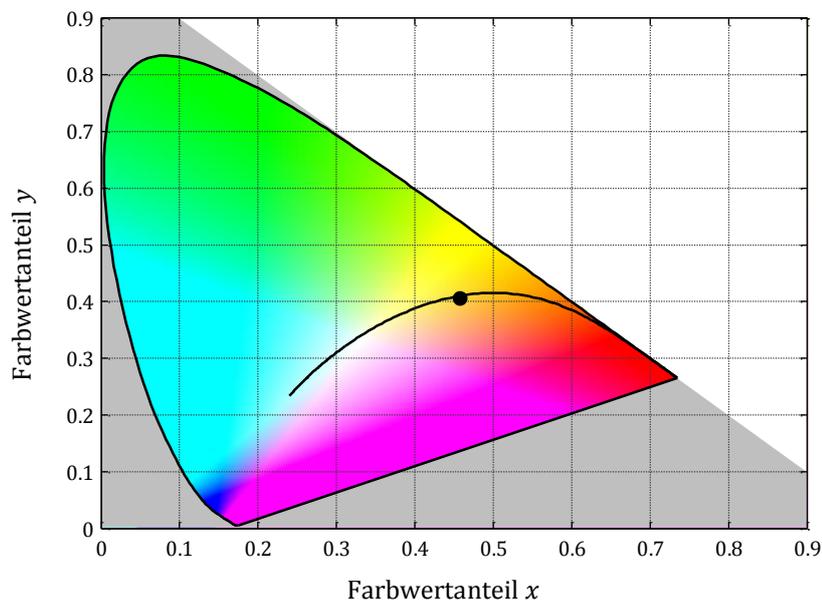


Bild A.13: Gemessener Farbort im xy-Farbraum. Der Farbort liegt knapp unterhalb des planckschen Kurvenzugs.

¹¹⁷ Dank an Dipl.-Ing. (FH) Gerhard Reus der Technischen Hochschule Nürnberg für die Bereitstellung des Messequipments und der Durchführung der Messung.

Die spektrale Strahlungsverteilung $d\Phi_e(\lambda)/d\lambda$ der LED-Lampe als Funktion der Wellenlänge λ stellt Bild A.14 für den sichtbaren Bereich dar. Das Spektrum ist charakteristisch für warmweiße LEDs. Die additive Mischung der eher schmalbandigen Überhöhung bei ca. 450 nm (Blau) und des eher breiteren Maximums um die 610 nm (Gelb/Orange) erzeugt in Summe einen warmweißen Farbton. Näheres zur Erzeugung von weißem Licht mit LEDs beschreibt das folgende Kapitel im Anhang A.3.

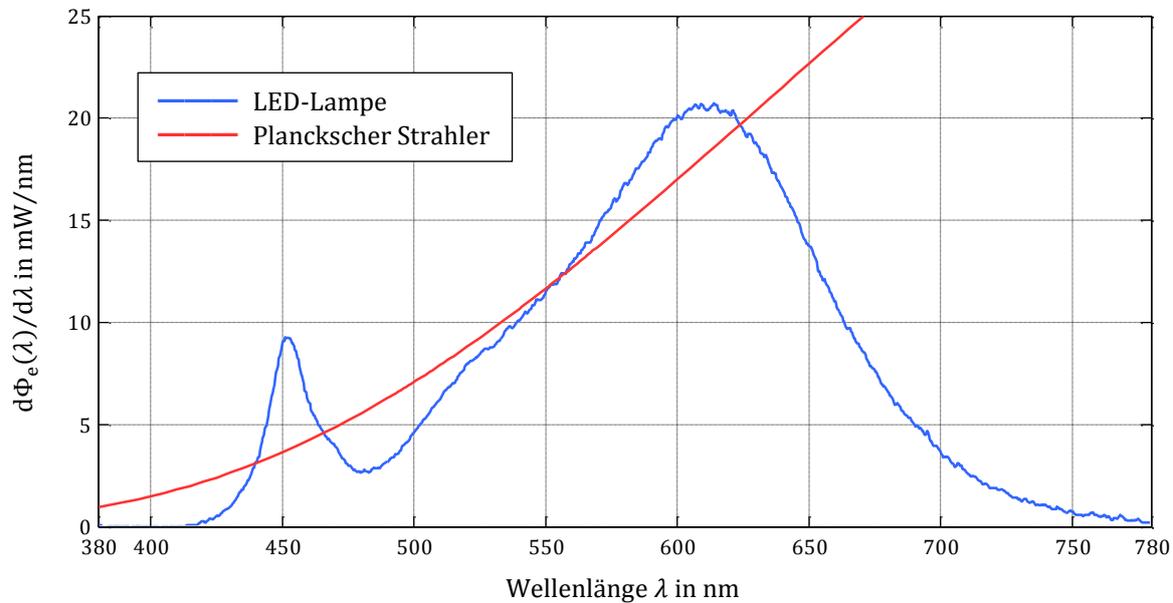


Bild A.14: Spektrale Strahlungsverteilung der LED-Lampe sowie die Verteilung eines äquivalenten planckschen Strahlers mit identischer Farbtemperatur und identischem Lichtstrom.

Vergleichend zum Spektrum der LED-Lampe zeigt Bild A.14 zusätzlich das rechnerische Spektrum eines äquivalenten planckschen Strahlers, welcher die gleiche Farbtemperatur besitzt und den gleichen Lichtstrom¹¹⁸ erzeugt. Die LED-Lampe besitzt ihm gegenüber primär einen erhöhten Blauwertanteil und deutlich geringere spektrale Anteile im roten Bereich. Entsprechend weist vor allem der spezielle Farbwiedergabeindex R_9 (gesättigtes Rot) einen sehr geringen Wert auf. Dieser ist zusammen mit den 13 anderen speziellen Indizes in Bild A.15 dargestellt. Mit dem arithmetischen Mittel der ersten acht speziellen Farbwiedergabeindizes errechnet sich der allgemeine Farbwiedergabeindex nach (A.17) zu $R_a = 83.3$.

¹¹⁸ Um den gleichen Lichtstrom zu erzeugen, ist für den planckschen Strahler insgesamt eine Strahlungsleistung von 78.8 W erforderlich.

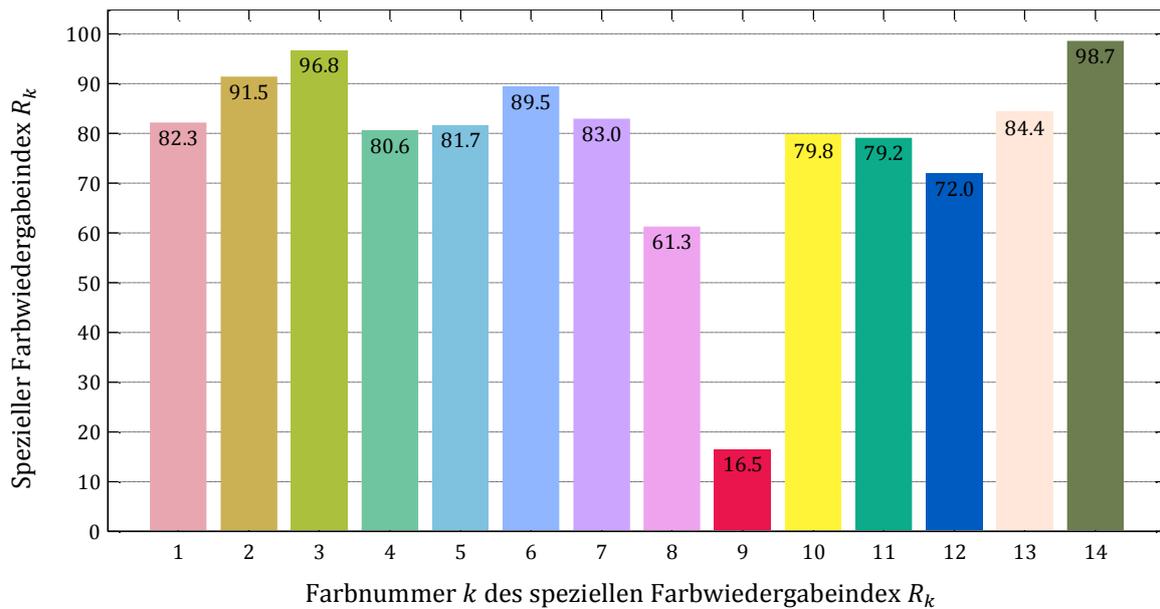


Bild A.15: Spezielle Farbwiedergabeindizes für die LED-Lampe von Bild 3.40.

A.3 Lichterzeugung mit LEDs

Das aktuelle Kapitel legt die Erzeugung von Licht mit Hilfe von Leuchtdioden dar. Zu Beginn sei zunächst die historische Entwicklung von der Entdeckung des Phänomens der Elektrolumineszenz bis hin zum heutigen Stand der Technik geschildert. Es folgen der prinzipielle Aufbau einer Leuchtdiode und die Physik der Lichterzeugung. Das Kapitel endet mit der Erzeugung von weißem Licht zur Allgemeinbeleuchtung mit Hilfe von LEDs.

A.3.1 Historie

Im Jahr 1907 entdeckte der britische Forscher H. J. Round das Phänomen der Elektrolumineszenz, als er über einen Metallkontakt Ladungsträger in einen Siliziumkarbidkristall injizierte und dabei an der Kontaktstelle ein gelbliches Leuchten beobachtete [314]. Es folgten jedoch von ihm keine weiteren Experimente oder Veröffentlichungen zu dieser Thematik. Erst 1927 entdeckte der Sowjet O. V. Losev unabhängig von Round's Erkenntnissen das Phänomen erneut. Er beobachtete die Aussendung von Licht in Kristallgleichrichterdiolen aus Siliziumoxid und Siliziumkarbid (SiC) bei Stromfluss in Durchlassrichtung. Er war der Erste, der umfangreiche Untersuchungen durchführte und seine Erkenntnisse in wissenschaftlichen Zeitschriften auf Russisch, Deutsch und Englisch veröffentlichte [315] [316] [317]. Die erste Leuchtdiode besaß damit keinen pn-Übergang, sondern einen Schottkykontakt. Eine kommerzielle Nutzung gab es in den nächsten Jahrzehnten jedoch nicht. In den 1940er Jahren gab es große Fortschritte im Verständnis der Physik der Halbleiterbauelemente. Auf Basis der neuen Theorie erklärte 1951 eine Gruppe um K. Lehovec die Elektrolumineszenz bei Siliziumkarbidkristallen [318], die auf der Rekombination von Elektronen mit Löchern basiert. 1955 konnte eine Emission von Licht bei Diodenstrukturen auf Basis von kontaktierten III-V-Verbindungshalbleitern gezeigt werden [319] [320]. In den folgenden Jahren verbesserte sich die Halbleitertechnologie

rasant, sodass immer effizientere pn-Übergänge möglich wurden. Dabei sind III-V-Halbleiter mit ihrer direkten Bandlücke für die Emission von Licht besonders attraktiv, da die Rekombination von Elektron und Loch unter Aussendung eines Photons hier mit einer relativ hohen Wahrscheinlichkeit abläuft. Im September 1961 vermeldeten J. R. Biard und G. Pittma von *Texas Instruments* die Aussendung von Licht im nahen Infrarot (900 nm) bei einem pn-Übergang auf einem Galliumarsenidssubstrat (GaAs-Substrat) [321]. Nach der Einreichung des Patents „Semiconductor Radiant Diode“ [322] folgte im Oktober 1962 von *Texas Instruments* mit der *SNX-100* die erste kommerziell erhältliche Leuchtdiode. Mit einem anfänglichen Stückpreis von 130 \$ wurden sie zunächst in Lochkartenlesern für Rechner von *IBM* verbaut [321] und lösten dort den Detektor mit einer Glühlampe ab [323]. Parallel zur Entwicklung der Infrarot-LED erfand N. Holonyak, Jr von *General Electric* 1962 die erste Leuchtdiode im sichtbaren Spektrum [324]. Sie emittierte rotes Licht. Er benutzte dabei Galliumarsenidphosphid (GaAsP) auf einem GaAs-Substrat. Nach Holonyak's roter LED folgte 1972 von M. G. Craford, einem seiner Doktoranden, eine gelbe Leuchtdiode, ebenfalls auf Basis von GaAsP. *Monsanto* war dabei die erste Firma, die diese LEDs im sichtbaren Spektrum in großen Stückzahlen herstellte [325]. Die Helligkeit der Leuchtdioden war allerdings relativ gering, sodass ihr Einsatz lediglich auf kleine Anzeigeelemente beschränkt war, wo sie Glüh- und Glimmlampenindikatoren ersetzten sowie als alphanumerische Anzeigen verbaut wurden. Die erste Emission von blauem und violetterem Licht gelang H. P. Maruska und J. Pankove von *RCA* (Radio Corporation of America) bei mit Zink und Magnesium dotierten Galliumnitridschichten im Jahre 1972 [326] [327]. Die Herstellung von p-dotiertem Galliumnitrid (GaN) war zu diesem Zeitpunkt noch nicht möglich. Der erste kommerzielle Verkauf von blauen Leuchtdioden erfolgte 1989 von *Cree*. Sie basierte auf SiC. Die LEDs besaßen jedoch allesamt keine große Helligkeit. Erst die Möglichkeit der Herstellung von p-leitfähigem GaN durch die Forschung von I. Akasaki und H. Amano öffnete die Tür für effiziente LEDs mit pn-Übergängen. S. Nakamura von *Nichia* demonstrierte 1994 die erste blaue LED mit einer Lichtstärke von über 1 cd [328]. Akasaki, Amano und Nakamura wurden für ihre bahnbrechende Arbeit 2014 mit dem Nobelpreis für Physik ausgezeichnet [329] [330]. Mit effizienten blauen LEDs war nun der Weg für weiße LEDs zu Beleuchtungszwecken gelegt. Schon 1995 konnte Prof. J. Schneider in Zusammenarbeit mit *Osram* eine Weißlicht-LED mit Lumineszenzkonversion vorstellen, die er 1996 zum Patent anmeldete [331]. Fast zeitgleich entwickelte auch Nakamura bei *Nichia* eine weiße LED nach dem gleichen Prinzip. Seitdem hat sich die Lichtausbeute der Leuchtdioden vervielfacht. Eine weitere Steigerung der Effizienz und eine Reduzierung der Kosten sind die Ziele aktueller Entwicklung [332]. Für weitere Informationen zur Historie der Leuchtdioden sei auf die Veröffentlichungen [329] [333] [334] verwiesen.

Bild A.16 zeigt die Entwicklung in der Strahlungsausbeute

$$\eta_e = \frac{\Phi_e}{P}, \quad (\text{A.18})$$

von roten, grünen und blauen Leuchtdioden sowie von weißen LEDs basierend auf Lumineszenzkonversion über die letzten Jahrzehnte. Die Strahlungsausbeute η_e ist dabei als

Quotient aus der abgegebenen Strahlungsleistung Φ_e mit der aufgenommenen, elektrischen Leistung P definiert. Ihr Wert hat sich seit dem Beginn der LEDs um mehr als drei Größenordnungen erhöht. Dies führt vor allem auf die Entdeckung und die Weiterentwicklung von neuen Halbleitermaterialien zurück. Die Materialien gibt Bild A.16 ebenfalls mit an.

Bild A.17 stellt die Gesetzmäßigkeit von Haitz¹¹⁹ dar [336].

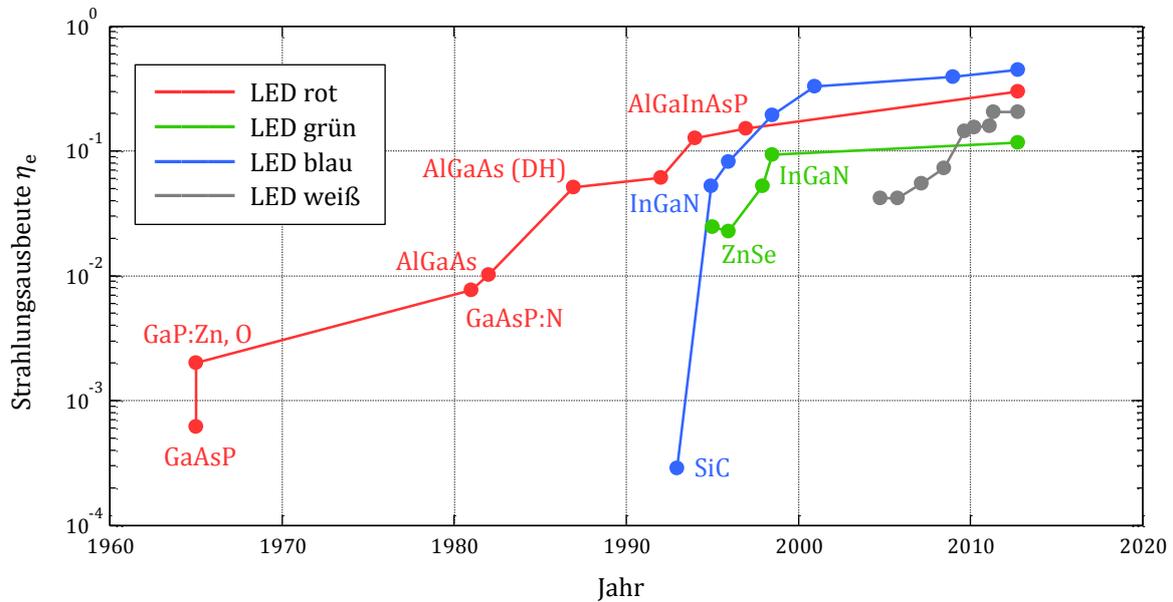


Bild A.16: Entwicklung in der Strahlungsausbeute η_e von roten, grünen und blauen Leuchtdioden sowie von weißen Konversions-LEDs. Zudem sind die verwendeten Halbleitermaterialien angegeben. Daten aus [334].

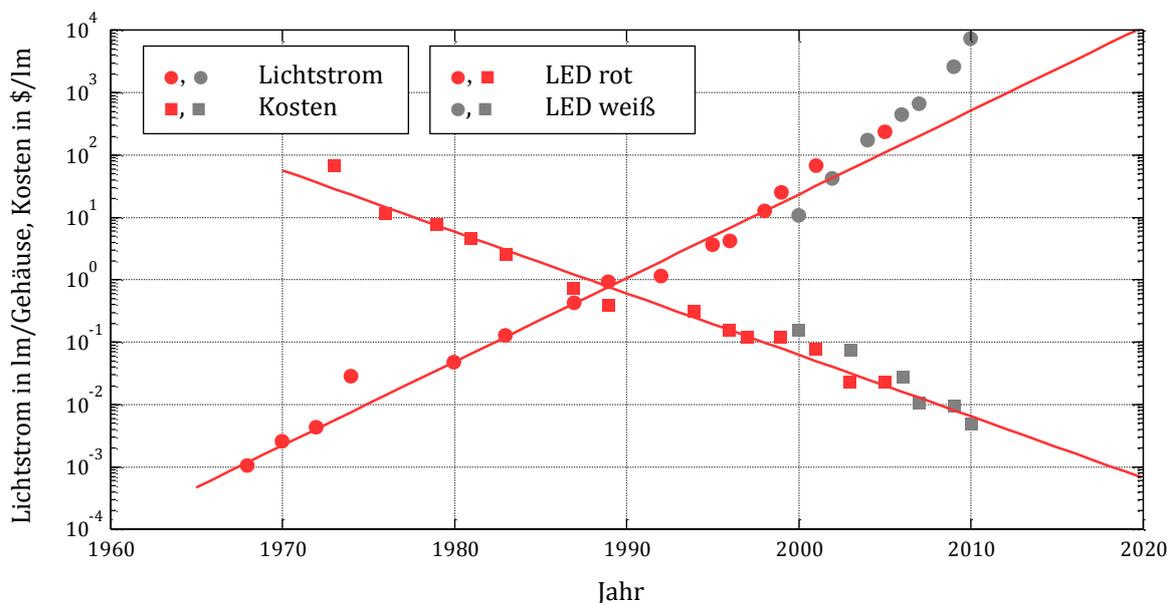


Bild A.17: Graphische Darstellung der Gesetzmäßigkeit von Haitz. Pro Dekade erhöht sich der Lichtstrom pro LED-Gehäuse um den Faktor 20 während sich der Preis pro Lumen um den Faktor 10 reduziert. Daten aus [334].

¹¹⁹ Benannt nach Roland Haitz (1935-2015) [335].

Das Gesetz beschreibt die Beobachtung und die Vorhersage über die stetige Verbesserung von Leuchtdioden mit einer logarithmischen Regel und besitzt damit eine Analogie zum bekannten mooreschen Gesetz [337] [338]. Demnach erhöht sich pro Jahrzehnt der Lichtstrom pro Gehäuse um den Faktor 20, während gleichzeitig der Preis für eine Lichtstromeinheit um den Faktor zehn sinkt.

A.3.2 Aufbau einer LED

Die Lichterzeugung bei Leuchtdioden basiert auf einer Form der Elektrolumineszenz, bei der das verwendete Material Licht aufgrund eines durch ihn fließenden elektrischen Stroms aussendet. Dazu werden in einen Halbleiter Ladungsträger in Form von Elektronen und Löchern injiziert, die in einer aktiven Schicht unter Aussendung von Photonen rekombinieren (engl. injection luminescence). Zur Erklärung dieses Phänomens sei zunächst mit Bild A.18 die stark vereinfachte Bandstruktur eines idealen Halbleiters betrachtet, bei dem sich im oberen Leitungsband ein Elektron und im unteren Valenzband ein Defektelektron bzw. Loch befindet. Leitungsband und Valenzband sind durch eine Energielücke

$$E_g = E_C - E_V \quad (\text{A.19})$$

voneinander getrennt, in der keine Zustände vorliegen. Dabei bezeichnet E_C das niedrigste Energieniveau der Leitungsbandunterkante und E_V das höchste Energieniveau der Valenzbandoberkante. Das angeregte Elektron ist bestrebt wieder in den Zustand niedrigst möglicher Energie überzugehen und „fällt“ in das Valenzband zurück, wo es mit dem Loch rekombiniert¹²⁰. Die Energiedifferenz wird dabei in Form eines Photons mit der Wellenlänge

$$\lambda \approx \frac{hc}{E_g} \quad (\text{A.20})$$

abgegeben. Solche strahlenden Übergänge sind bei lichtaussendenden Bauelementen anzustreben. Es treten jedoch auch eine Reihe nichtstrahlender Rekombinationen auf, die es zu minimieren gilt. Eine kurze Übersicht solcher Prozesse folgt im Anhang A.4.

Für eine Leuchtdiode gilt es nun eine Großzahl an negativen und positiven Ladungsträgern in mindestens eine aktive Schicht eines Halbleiters zu injizieren, wo sie unter Aussendung von Photonen rekombinieren können. Dazu werden n-dotierte Halbleiter mit Elektronen als Majoritätsladungsträger und p-dotierte Halbleiter mit Defektelektronen zu einem pn-Übergang zusammengebracht. Im einfachsten Fall könnte dies ein abrupter pn-Übergang mit n- und p-dotiertem Halbleiter gleichen Typs und gleicher Bandlücke sein. Bild A.19 (links) zeigt eine graphische Darstellung eines solchen vereinfachten Aufbaus im thermodynamischen Gleichgewicht ohne eine von außen angelegte Spannung. Die Elektronen aus dem n-Gebiet diffundieren hier in das p-Gebiet und die Löcher in die entgegengesetzte Richtung.

¹²⁰ Neben diesem Band-Band-Übergang kann das Elektron-Loch-Paar zudem ein Exziton [339] bilden, das unter Abgabe eines Photons zerfällt oder mit einem anderen Exziton rekombiniert.

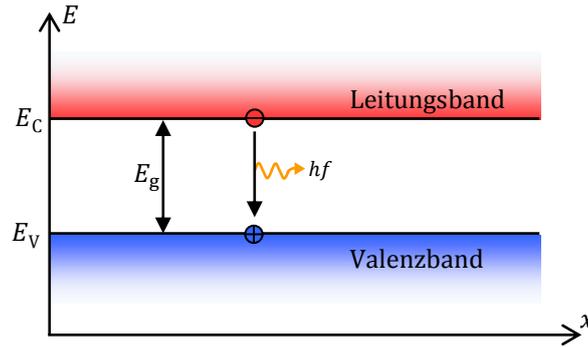


Bild A.18: Rekombination eines Elektrons im Leitungsband mit einem Loch im Valenzband unter Aussendung eines Photons.

Dieser Prozess erzeugt eine Raumladungszone, dessen elektrisches Feld der Diffusion entgegenwirkt. Der Gleichgewichtszustand bildet im Inneren die von der Bandlücke E_g und der Elementarladung e_0 abhängige Diffusionsspannung

$$U_D \approx \frac{E_g}{e_0} \quad (\text{A.21})$$

aus¹²¹, die eine Potentialbarriere $e_0 U_D$ erzeugt. Wird nun eine Spannung U in Vorwärtsrichtung an den pn-Übergang gemäß Bild A.19 (rechts) angelegt, so reduziert sich die Potentialbarriere auf $e_0(U_D - U)$. Damit können nun Elektronen vom n-Gebiet ins p-Gebiet gelangen und umgekehrt Löcher vom p-Gebiet ins n-Gebiet. Es kommt ein Stromfluss zustande, der für $U > U_D$ stark ansteigt. Im Bereich des pn-Übergangs rekombinieren Elektronen und Löcher, idealerweise unter Aussendung eines Photons mit der Energie der Bandlücke E_g . Da die Anzahl der Rekombinationen und der durch die LED fließende Strom in einem proportionalen Verhältnis zueinander stehen, ist auch die abgegebene Strahlstärke annähernd proportional zum Strom.

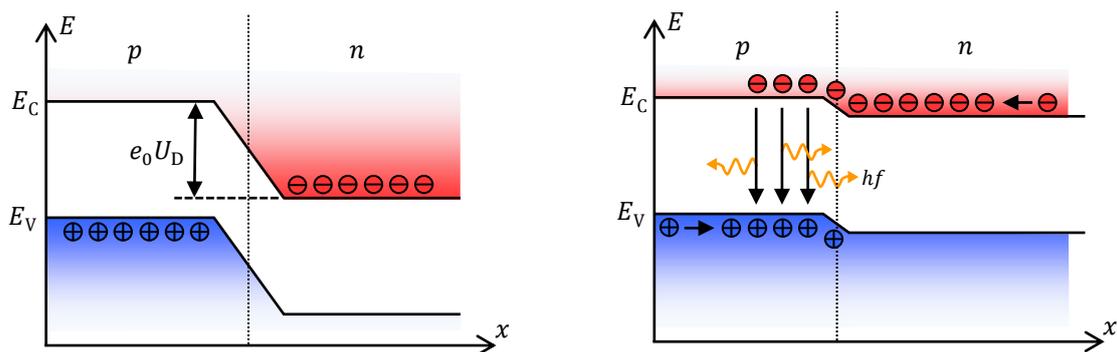


Bild A.19: Schematische Darstellung der Bandstruktur einer LED ohne anliegende Spannung (links) sowie mit einer Durchlassspannung (rechts).

¹²¹ Die Gleichung gilt für hohe Dotierungen, bei denen $(E_C - E_F) \ll E_g$ für den n-Leiter und $(E_F - E_V) \ll E_g$ für den p-Leiter gilt. E_F bezeichnet die Fermienergie.

Der dargestellte Aufbau von Bild A.19 findet bei modernen Leuchtdioden allerdings keine Verwendung, da die Strahlungsausbeute zu gering ist¹²². Er zeigt jedoch die Basisgrundlagen zur Lichterzeugung bei LEDs. Hetero- und Quantentrogstrukturen ermöglichen mittlerweile deutlich effizientere Aufbauten. Hierzu sei auf weiterführende Literatur [333] [340] [341] verwiesen.

Bei der Rekombination von Elektronen und Löchern muss stets der Gesamtimpuls der beteiligten Partner erhalten bleiben. Zu unterscheiden sind hier Halbleiter mit einer direkten und einer indirekten Bandlücke. Mit der Betrachtung des $E(k)$ -Diagramms von Bild A.20 liegt bei einem direkten Halbleiter das Maximum des Valenzbands direkt unter dem Minimum des Leitungsbands beim selben Wellenvektor

$$\vec{k} = \frac{2\pi}{h} \vec{p}. \quad (\text{A.22})$$

Dabei bezeichnet der Vektor \vec{p} den Impuls eines Teilchens. In einem solchen Halbleiter können die Elektronen und die Löcher direkt miteinander rekombinieren, da praktisch keine Impulsänderung auftritt. Der Impuls der emittierten Photonen kann gegenüber dem Impuls von Elektronen und Löchern vernachlässigt werden. Hingegen ist bei einem indirekten Halbleiter das Maximum des Valenzbands gegenüber dem Minimum des Leitungsbands um einen gewissen Betrag auf der k -Achse verschoben. Eine Rekombination von Elektron und Loch unter der notwendigen Einhaltung der Impulserhaltung ermöglicht nur die Mitwirkung eines Quasiimpulses. Dies geschieht durch die entsprechende Absorption oder Emission eines Phonons. Die Beteiligung eines dritten Quasiteilchens reduziert allerdings die Wahrscheinlichkeit solch einer strahlenden Rekombination, sodass Halbleiter mit einer direkten Bandlücke für Leuchtdioden vorzuziehen sind. So handelt es sich bei den aufgeführten Halbleitermaterialien in Bild A.21 allesamt um direkte Halbleiter. Dagegen besitzen Silizium (Si), Germanium (Ge) und Siliziumkarbid (SiC) eine indirekte Bandlücke.

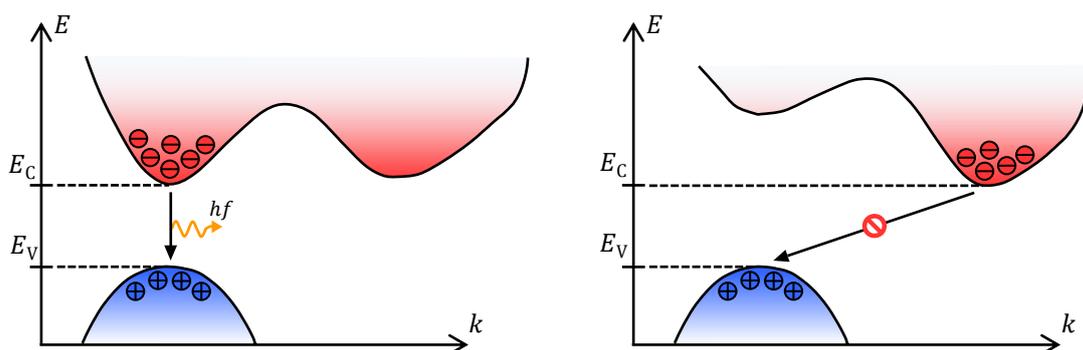


Bild A.20: Schematische Darstellung der Bandstruktur eines direkten Halbleiters (links) sowie eines indirekten Halbleiters (rechts).

¹²² Der Halbleiter ist für das emittierte Licht nicht transparent. Des Weiteren verteilen sich die Löcher und Elektronen auf ein relativ großes Rekombinationsgebiet.

Die emittierte Wellenlänge bei Leuchtdioden und damit indirekt¹²³ die Farbe des Lichts leitet sich idealisiert betrachtet mit (A.20) aus der Energie der Bandlücke des verwendeten Halbleitermaterials ab. Auch die benötigte Vorwärtsspannung zum Betrieb der LEDs hängt nach (A.21) von der Bandlücke ab. Eine entsprechende Grafik zeigt Bild A.21.

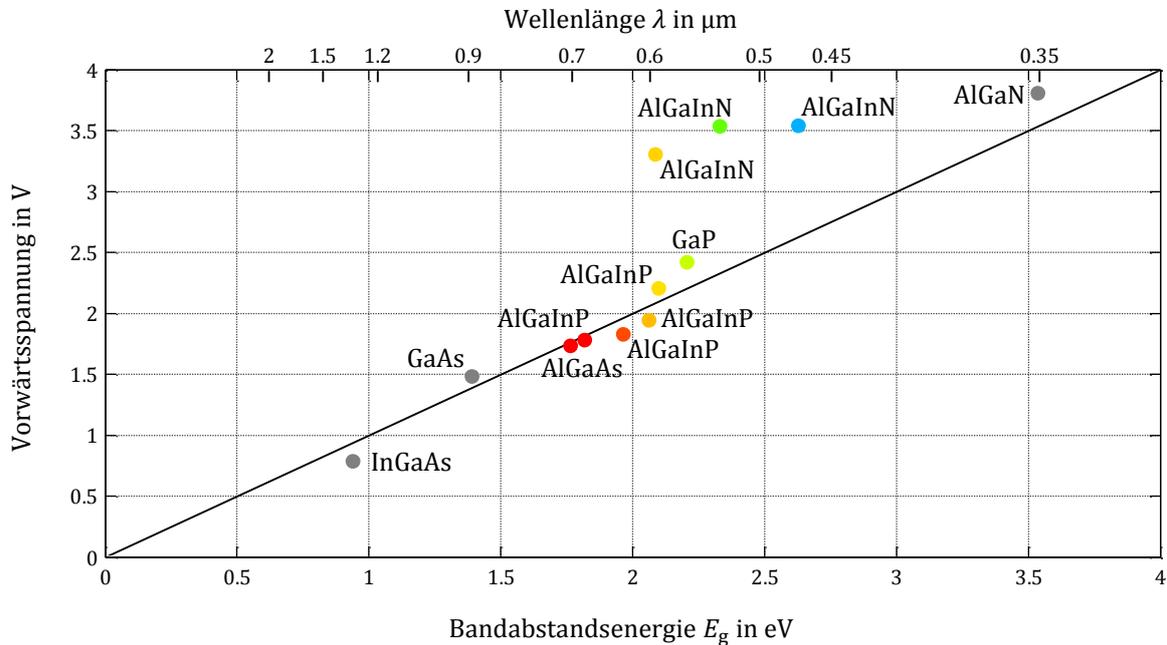


Bild A.21: Vorwärtsspannung von Leuchtdioden in Abhängigkeit der Bandabstandsenergie und emittierter Wellenlänge im Vakuum für verschiedene Halbleitermaterialien. Der Spannungswert gilt für einen Vorwärtsstrom von 20 mA und einer Temperatur von 295 K. Die dargestellten Farben dienen nur der Verdeutlichung und entsprechen nur näherungsweise den wahrgenommenen Farben, da eine exakte Darstellung nicht möglich ist. Daten aus [333].

Das emittierte Licht einer Leuchtdiode besteht nicht aus Photonen einer festen Wellenlänge, sondern besitzt strenggenommen eine gewisse spektrale Verteilung. Unter der Annahme eines parabelförmigen Verlaufs der Bandkanten von Valenz-

$$E = E_V - \hbar^2 k^2 / (2m_h^*) \quad (\text{A.23})$$

und Leitungsband

$$E = E_C + \hbar^2 k^2 / (2m_e^*) \quad (\text{A.24})$$

(vgl. Bild A.22, links) ist eine Berechnung der energieabhängigen Intensität des emittierten Lichts über die Zustandsdichte und deren Besetzungsverteilung möglich:

$$I_e(E) \propto e^{-E/k_B T} \sqrt{E - E_g} \quad \text{mit} \quad E > E_g \quad (\text{A.25})$$

Eine graphische Darstellung der normierten Intensität der emittierten Strahlung als Funktion der Photonenenergie gemäß (A.25) zeigt Bild A.22 (rechts). Die minimale Photonenenergie entspricht der Energie der Bandlücke E_g . Die Intensität verschwindet hier

¹²³ Biologische Rezeptoren und elektronische Sensoren detektieren Lichtquanten mit einer bestimmten Energie. Die Lichtfarbe ist damit strenggenommen mit der Frequenz des Lichts verknüpft und nicht mit seiner Wellenlänge.

allerdings, da sich genau an den Bandkanten keine Zustände befinden. Das Maximum der Intensität liegt bei

$$E = E_g + \frac{1}{2}k_B T \quad (\text{A.26})$$

und einer dominanten Wellenlänge

$$\lambda = \frac{hc}{E_g + \frac{1}{2}k_B T}. \quad (\text{A.27})$$

Die Halbwertsbreite errechnet sich nach [342] zu

$$\Delta E \approx 1.8k_B T \quad (\text{A.28})$$

bzw.

$$\Delta \lambda \approx \frac{1.8k_B T hc}{E_g^2}. \quad (\text{A.29})$$

Da im Allgemeinen $k_B T \ll 2E_g$ gilt, tritt bei einer LED ein relativ schmalbandiges Spektrum auf und der Bandabstand legt praktisch gesehen die dominante Wellenlänge fest. Dennoch kommt es zu einer temperaturabhängigen Verschiebung der Wellenlänge. Für das Beispiel in Bild A.22 ergibt sich im Vakuum eine Halbwertsbreite bezüglich der Wellenlänge von $\Delta \lambda \approx 15.4 \text{ nm}$ bei einer dominanten Wellenlänge von 616 nm .

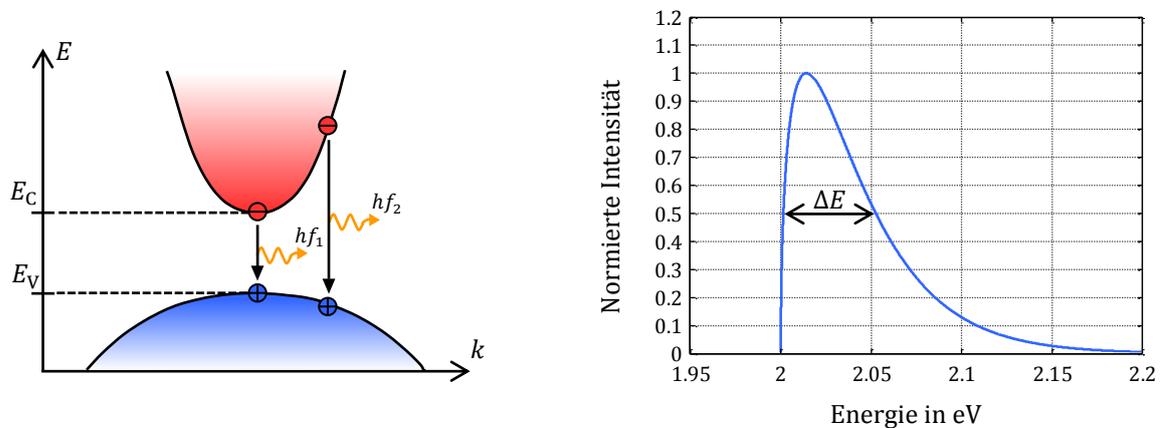


Bild A.22: Darstellung der Rekombination von Elektronen im Leitungsband mit Löchern im Valenzband unter Aussendung von Photonen (links) sowie die normierte Intensität der emittierten Strahlung als Funktion der Photonenenergie (rechts). Grafik in Anlehnung an [333]. Die Intensität ist für $E_g = 2 \text{ eV}$ und $T = 330 \text{ K}$ errechnet.

A.3.3 Erzeugung von weißem Licht

Leuchtdioden sind an sich monochromatische Emittoren. Dennoch gibt es Möglichkeiten, auch mit LEDs weißes Licht zu erzeugen. Ein Ansatz kombiniert mehrere LED-Chips unterschiedlicher Farbe, sodass durch additive Mischung der einzelnen Anteile weißes Licht entsteht. Eine weitere Möglichkeit stellt die teilweise Konversion von blauem oder die Konversion von ultraviolettem Licht einer einzelnen LED in ein langwelligeres Spektrum

durch einen Leuchtstoff dar. Der Einsatz von halbleiterbasierten Wellenlängenkonvertern [343] spielt eher eine untergeordnete Rolle.

A.3.3.1 Weißlichterzeugung durch mehrere LEDs

Bei der Erzeugung von weißem Licht durch mehrere LEDs mit monochromatischem bzw. schmalbandigem Spektrum sind ein dichromatischer, trichromatischer Ansatz oder ein Ansatz mit höherer chromatischer Ordnung möglich. Dazu werden zwei, drei oder mehr Emittoren dicht nebeneinander angeordnet und entsprechend angesteuert, sodass durch additive Farbmischung der Farbanteile weißes Licht entsteht. Die Emittoren können dabei einzelne LEDs oder in einem Gehäuse angeordnete LED-Chips sein¹²⁴. Von der chromatischen Ordnung hängen die Lichtausbeute und die Farbwiedergabe des Systems ab. So besitzt eine niedrigere Ordnung zwar eine höhere Lichtausbeute, jedoch eine schlechtere Farbwiedergabe. Minimal benötigt eine Weißlichterzeugung zwei monochromatische Emittoren mit zueinander komplementären Wellenlängen. Hier tritt bei der Kombination $\lambda_1 = 450 \text{ nm}$ (blau) und $\lambda_2 = 564 \text{ nm}$ (gelb) ein Maximum der Lichtausbeute von 440 lm/W auf [345]. Eine weite Verbreitung findet der trichromatische Ansatz mit den Farben Rot, Grün und Blau gemäß dem Prinzip nach Bild A.23 (links). Die drei Farben spannen in der Normfarbtafel ein Dreieck auf (vgl. Bild A.24). Durch eine entsprechende Ansteuerung der drei Emittoren lässt sich jeder Farbort innerhalb des Dreiecks einstellen. Beispielhaft zeigt Bild A.23 (rechts) die Spektren der drei einzelnen Emittoren der *MULTILED LTRB GFSF* von *Osram* [346], die so gewichtet sind, dass sich der Weißpunkt mit den Koordinaten $x = 0.31$ und $y = 0.33$ einstellt. Die Farborte der drei Grundfarben sowie der Farbort des Weißpunkts stellt dabei Bild A.24 dar.

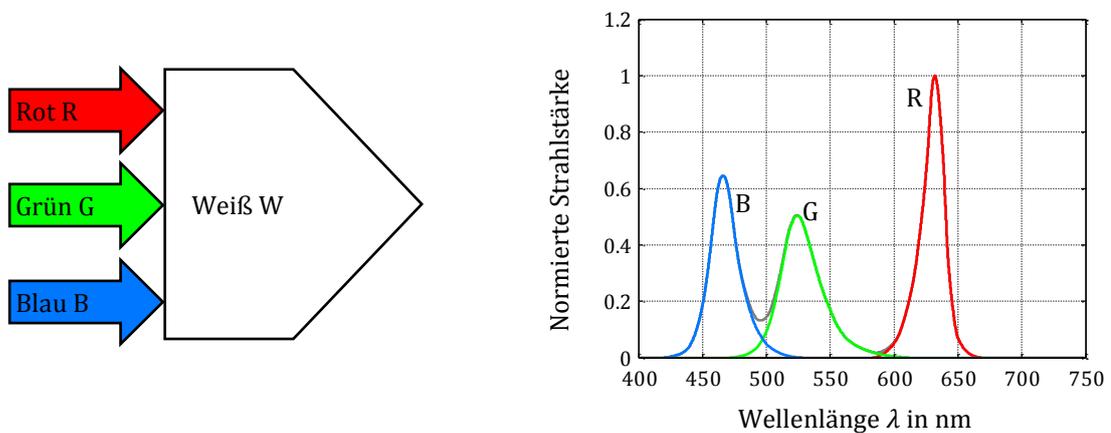


Bild A.23: Prinzip der Weißlichterzeugung durch Farbmischung (links) sowie das Spektrum (rechts). Das Spektrum der Grundfarben stammt von der LED *MULTILED LTRB GFSF* von *Osram* [346]. Die Grundfarben sind so gewichtet, dass sich ein Weiß mit den Farbkoordinaten $x = 0.31$ und $y = 0.33$ einstellt.

¹²⁴ Ebenso ist eine monolithische Integration von mehreren aktiven Regionen innerhalb des Halbleiters möglich [344] [345].

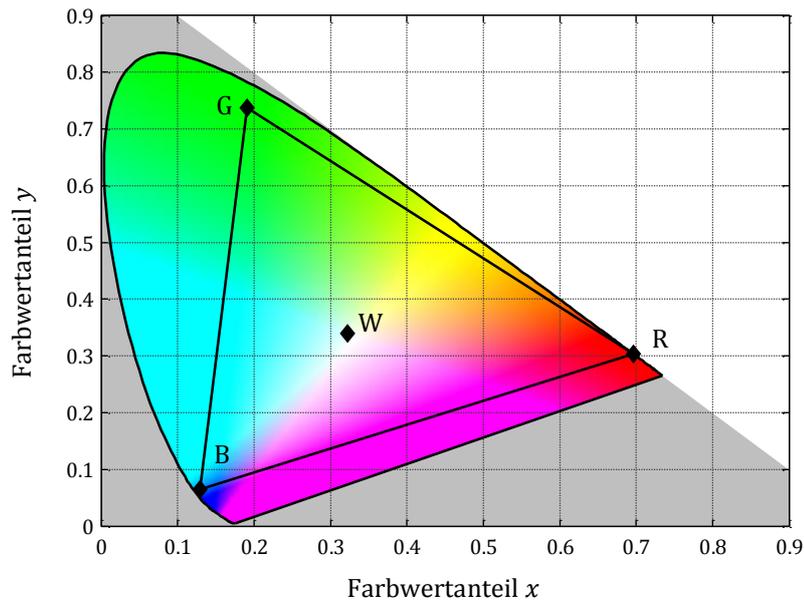


Bild A.24: Farbkoordinaten der drei Einzelspektren (R, G, B) sowie die Farbkoordinaten des resultierenden Gesamtspektrums (W) von Bild A.23 (rechts). Die Farbkoordinaten der erzeugbaren Spektren liegen innerhalb des aufgespannten Dreiecks.

Trichromatische Weißlichtquellen können eine Lichtausbeuten bis ca. 300 lm/W und einen Farbwiedergabeindex größer 80 erreichen [333].

Die Erzeugung von weißem Licht mit mehreren Emittlern wird im Bereich der Allgemeinbeleuchtung jedoch meist nicht eingesetzt. Dies lässt sich vor allem auf die unterschiedliche Farbverschiebung durch Temperatur und Alterung der einzelnen Emittler zurückführen, wodurch der resultierende Weißpunkt relativ stark von den genannten Parametern abhängt. Ein Einsatz von trichromatischen Emittlern ist daher meist auf Displays oder Effektbeleuchtung beschränkt, wo insgesamt ein größerer Farbraum dargestellt werden muss.

A.3.3.2 Weißlichterzeugung durch Lumineszenzkonversion

Das gebräuchlichste Verfahren zur Erzeugung von weißem Licht für die Allgemeinbeleuchtung basiert auf der Lumineszenzkonversion. Dabei strahlt eine blaue Leuchtdiode einen Leuchtstoff an, der einen Teil des Lichts in ein relativ breitbandiges, gelbes Spektrum konvertiert. Insgesamt entsteht so weißes Licht. Eine entsprechende Grafik zeigt Bild A.25 (links). Als Beispiel stellt Bild A.25 (rechts) das Spektrum der Weißlicht-LED *XLamp XR-E* von *Cree* sowie die Spektren der beiden Anteile von Leuchtdiode und Leuchtstoff dar. Die zugehörigen Farbkoordinaten in der Normfarbtafel finden sich in Bild A.26. Durch Anpassung der Leuchtstoffkonzentration oder der Schichtdicke sind prinzipiell alle Farborte auf der Verbindungsgeraden einstellbar.

Insgesamt erzeugen die Spektren von Bild A.23 und Bild A.25 den gleichen Weißton.

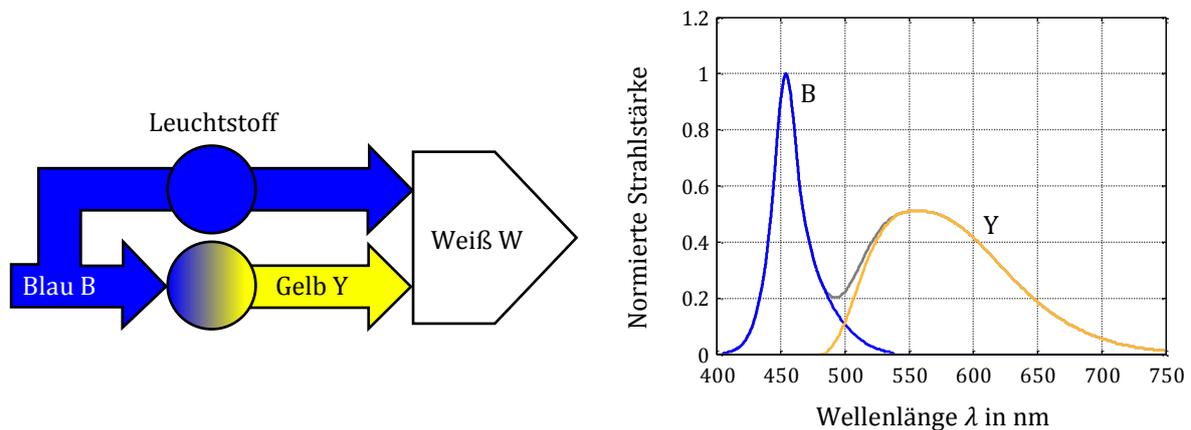


Bild A.25: Prinzip der Weißlichterzeugung durch Lumineszenzkonversion (links) sowie das Spektrum¹²⁵ (rechts). Daten des Spektrums auf Basis von [347].

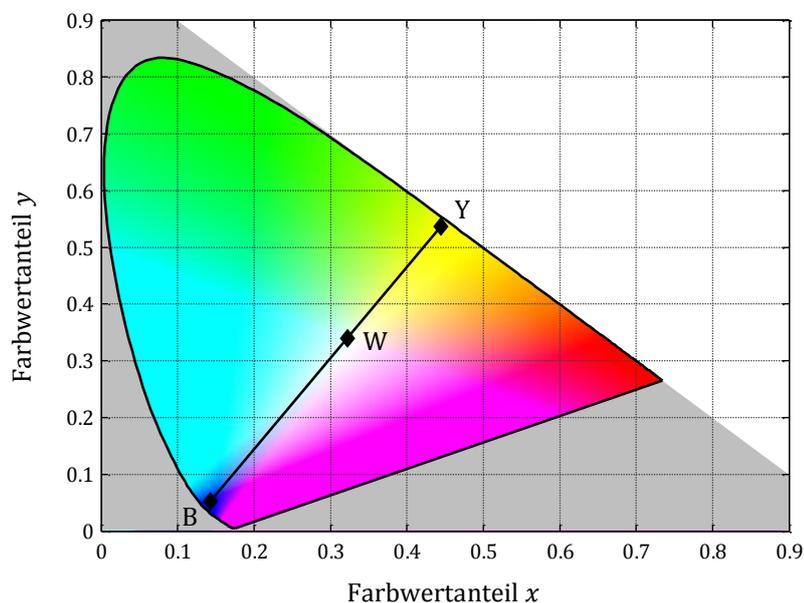


Bild A.26: Farbkoordinaten des Spektrums von Leuchtdiode (B) und Leuchtstoff (Y) sowie die Farbkoordinaten des resultierenden Gesamtspektrums (W) von Bild A.25. Die Farbkoordinaten der erzeugbaren Spektren liegen auf der Verbindungsgeraden.

Neben der beschriebenen dichromatischen Ausführung von Bild A.25 sind prinzipiell polychromatische Systeme möglich, deren Weißlicht eine bessere Farbwiedergabe aufweisen [348] [349] [350].

Für die Lumineszenzkonversion werden meist Leuchtstoffe aus polykristallinem, anorganischem Material mit Aktivator (engl. emission center, luminescence center) eingesetzt. Eine kurze Einführung zu den verwendeten Leuchtstoffen folgt im anschließenden Anhang A.3.3.3. Daneben wird an weiteren Konversionsmaterialien geforscht, die bisher jedoch nicht zur Marktreife geführt haben. Darunter zählt vor allem die Konversion durch Quantenpunkte [351], Polymere [352] und fluoreszierende Bioproteine [353].

¹²⁵ Die Farbe im Spektrum für den Leuchtstoff ist leicht abgedunkelt, sodass sich ein höherer Kontrast gegenüber dem weißen Hintergrund einstellt. Ein realitätsnäherer Farbeindruck ist in Bild A.25 (links) ersichtlich.

Mögliche Anordnungen für den Leuchtstoff zur Erzeugung von weißem Licht mittels Lumineszenzkonversion zeigen die Grafiken in Bild A.27. Dargestellt ist zunächst ein LED-Chip (blau) innerhalb einer Reflektorwanne. Eine aufgebrauchte Primäroptik formt die Lichtverteilung des LED-Chips. In der linken Abbildung verteilt sich der Leuchtstoff gleichmäßig in der Verkapselungsmasse. Durch die unterschiedlich langen Ausbreitungswege des Lichts tritt jedoch eine Winkelabhängigkeit in der Farbtemperatur auf. In der mittleren Abbildung überzieht eine relativ dünne, konzentrierte Leuchtstoffschicht den LED-Chip, sodass eine homogene Farbtemperaturverteilung entsteht. Bei beiden Ausführungen befindet sich der Leuchtstoff in unmittelbarer Nähe zum LED-Chip (engl. proximate phosphor distribution). Demgegenüber ist der Leuchtstoff in der rechten Grafik von Bild A.27 außerhalb der LED (engl. remote phosphor distribution). Gewöhnlich finden die beiden ersten Ausführungsformen Anwendung, sodass ein integriertes Bauteil mit definierten Eigenschaften entsteht. Allerdings ermöglicht eine externe Anordnung des Leuchtstoffs höhere Lichtausbeuten und eine höhere Stabilität der Farbtemperatur [354] [355].

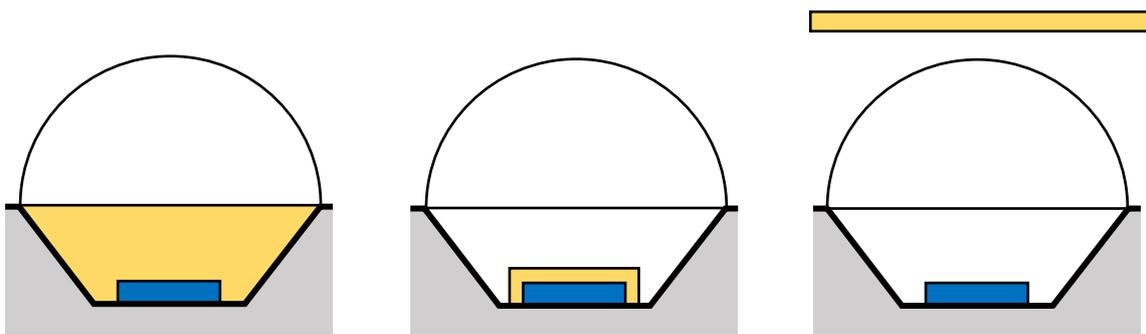


Bild A.27: Mögliche Anordnungen des Leuchtstoffs. Links: Der Leuchtstoff befindet sich in der Verkapselungsmasse. Mitte: Der Leuchtstoff ist auf dem LED-Chip aufgebracht. Rechts: Der Leuchtstoff befindet sich außerhalb der LED.

Bild A.28 zeigt photographische Aufnahmen von drei Leuchtdioden des Typs *Golden Dragon* von *Osram*, die nochmals an realen LEDs die verschiedenen Möglichkeiten der Positionierung des Leuchtstoffs nach Bild A.27 darstellen sollen. Das Fehlen einer Linse auf der Oberseite dieses LED-Typs lässt den Aufbau gut erkennen. Entsprechende Fotos der LEDs bei einem geringen Vorwärtsstrom zeigt Bild A.29. Bei der linken LED (LCY W5SM [356]) befindet sich der Leuchtstoff homogen in der Vergussmasse verteilt. Hingegen überzieht bei der LED der mittleren Grafik (LCW W5SM [357]) eine dünne Leuchtstoffschicht den Chip. Die Vergussmasse ist hier klar. Die rechte LED (LD W5SM [358]) besitzt keinen Leuchtstoff und leuchtet entsprechend blau. Zur Erzeugung von weißem Licht wird hier ein externer Leuchtstoff benötigt.



Bild A.28: Fotografische Aufnahmen verschiedener Typen der *Golden Dragon* von *Osram* zur Darstellung der Position des Leuchtstoffs nach Bild A.27.



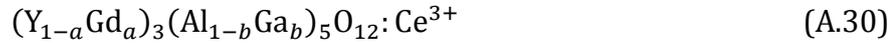
Bild A.29: Fotografische Aufnahmen der Leuchtdioden von Bild A.28 bei geringem Vorwärtsstrom.

A.3.3.3 Leuchtstoffe

Dieses Unterkapitel soll eine kurze Einführung in die Grundlagen der Leuchtstoffe geben, die für die Lumineszenzkonversion bei Leuchtdioden Verwendung finden. Für eine detailliertere Ausführung sei auf tiefere Literatur [341] [359] [360] [361] verwiesen.

Bei den Leuchtstoffen handelt es sich um polykristalline, anorganische Materialien, in denen optisch aktive Zentren eingebaut sind. Diese Zentren können Licht eines geeigneten Wellenlängenbereichs absorbieren und mit reduzierter Wellenlänge wieder emittieren. Als Wirtsgitter für die Lumineszenzzentren ist die Gruppe der Granate weit verbreitet. Darin stellt mit Abstand Yttrium-Aluminium-Granat (YAG) mit der Strukturformel $Y_3Al_5O_{12}$ den bedeutendsten Vertreter dar. Als optische Zentren kommen Seltenerdmetalle zum Einsatz. Weiße Leuchtdioden verwenden hier zur Lumineszenzkonversion das

Element Cer (Ce)¹²⁶. Insgesamt war YAG:Ce³⁺ der erste und ist bis heute der weitverbreitetste Leuchtstoff für weiße LEDs [341], wobei aber auch diverse Modifikationen Einzug finden. Darunter zählt beispielsweise die Anpassung des Wirtsgitters, um den Farbort des Leuchtstoffs einzustellen. So kann durch die Ersetzung von Yttrium (Y) durch Gadolinium (Gd) und die Ersetzung von Aluminium (Al) durch Gallium (Ga) gemäß der Strukturformel



der Farbort verschoben werden. Eine entsprechende Grafik mit den Parametern aus Tabelle A.7 zeigt Bild A.30.

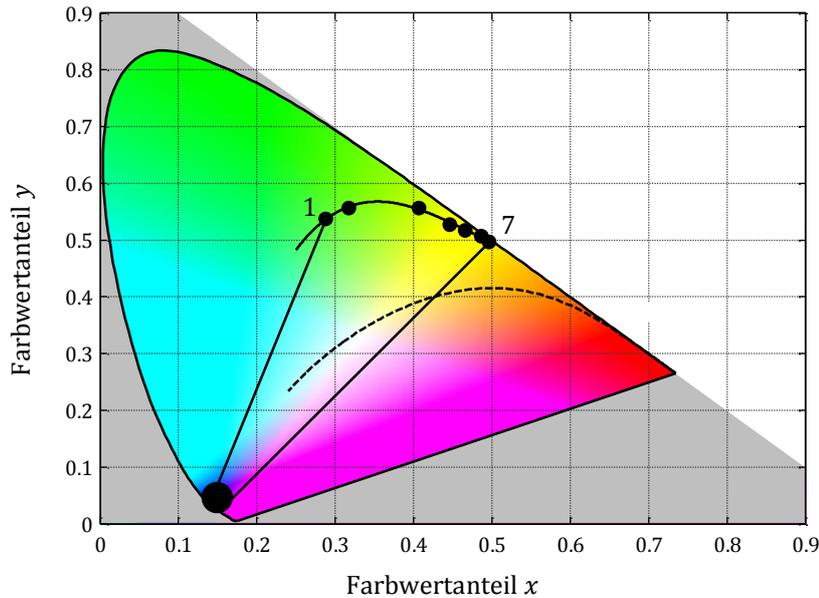


Bild A.30: Farborte der Leuchtstoffe 1 bis 7 von Tabelle A.7. Mit den Leuchtstoffen und einer blauen LED sind alle Farborte innerhalb des gezeichneten Polygons einstellbar. Der plancksche Strahlungszug ist gestrichelt dargestellt.

Tabelle A.7: Farbkoordinaten und normierte Effizienz für verschiedene Leuchtstoffzusammensetzungen nach (A.30). Zusammensetzung Nr. 3 bildet die Referenz. Daten von *Nichia* aus [362] [363].

Nr.	Gd Anteil a	Ga Anteil b	Farbkoordinaten		Normierte Konversionseffizienz in %
			x	y	
1	0.0	0.5	0.29	0.54	67
2	0.0	0.4	0.32	0.56	63
3	0.0	0.0	0.41	0.56	100
4	0.2	0.0	0.45	0.53	108
5	0.4	0.0	0.47	0.52	113
6	0.6	0.0	0.49	0.51	113
7	0.8	0.0	0.50	0.50	86

¹²⁶ Weitere bekannte Beispiele sind Neodym (Nd) in Nd-YAG-Laser und Erbium (Er) für optische Verstärker.

Somit besteht die Möglichkeit einer Anpassung der Farbtemperatur der Leuchtdiode. Allerdings stellen die Hersteller von Leuchtdioden die genaue Zusammensetzung der verwendeten Leuchtstoffe der Öffentlichkeit nicht zur Verfügung.

Zur Erklärung der Funktionsweise der Leuchtstoffe dient das Energiekonfigurationskoordinatenmodell nach Mott und Seitz. Es ist bei Lumineszenzprozessen anwendbar, bei denen Absorption und Emission am selben Lumineszenzzentrum stattfinden. Mit dem Modell lassen sich die Absorptions- und Emissionsspektren mit ihrer Temperaturabhängigkeit sowie strahlungslose Übergänge anschaulich darlegen. Als Ausgangspunkt dient die Annahme, dass lediglich eine total symmetrische Vibrationsmode auftritt, in der das optische Zentrum im Wirtsgitter feststeht und sich die Liganden in Phase davon weg und darauf zu bewegen (engl. breathing mode). Mit diesen Voraussetzungen ist die Anordnung als eindimensionaler harmonischer Oszillator beschreibbar, der sich mit Hilfe der Quantenmechanik geschlossen berechnen lässt. Demnach treten diskrete Vibrationszustände mit den Eigenwerten $k = 0, 1, 2, \dots$ auf, die durch eine entsprechende Zustandswellenfunktion charakterisiert sind. Das Konfigurationskoordinatenmodell stellt nun die Energie als Funktion des Abstands des Lumineszenzzentrums zu den Liganden, der Konfigurationskoordinate, dar. Eine entsprechende Grafik zeigt Bild A.31 (links). Dabei sei zunächst die Grundparabel (g) betrachtet. Hier befindet sich das System im Grundzustand. Das Potential weist einen parabelförmigen Verlauf auf, da die Rückstellkraft zur Verschiebung proportional ist¹²⁷. Das Minimum der Parabel liegt beim Gleichgewichtsabstand r_0 . Die waagrechten Linien deuten die einzelnen, diskreten Vibrationszustände mit den Energieniveaus

$$E_k = \left(k + \frac{1}{2}\right) \hbar\omega \quad (\text{A.31})$$

an. Gegenüber der klassischen Lösung ist zu beachten, dass der Zustand mit minimaler Energie E_0 über dem Potentialminimum liegt und damit eine gewisse Nullpunktsenergie besitzt. Dies steht im Einklang mit der heisenbergschen Unschärferelation [364], die eine exakte Bestimmung von Ort und Impuls eines Teilchens verbietet. Zu jedem dieser Vibrationsniveaus korreliert eine entsprechende Wellenfunktion. Für das Verständnis der Übergänge ist die Aufenthaltswahrscheinlichkeit des Teilchens von Bedeutung, die dem Betragsquadrat der Wellenfunktion entspricht. Für den Grundzustand ($k = 0$) und einem höheren Zustand ($k > 0$) skizziert Bild A.31 (rechts) schematisch die Wahrscheinlichkeit das Teilchen an einer bestimmten Position zu finden. Im Grundzustand befindet sich der wahrscheinlichste Aufenthaltsort am Gleichgewichtsabstand r_0 , während für höhere Eigenwerte die Aufenthaltswahrscheinlichkeit an den Umkehrpunkten, am Rand der Parabel, am höchsten ist. Gegenüber dem System im Grundzustand unterscheidet sich im angeregten Zustand die räumliche Ausdehnung der Elektronenorbitale, wodurch eine Änderung der Stärke der chemischen Bindung des Lumineszenzzentrums zu den Nachbaratomen auftritt und meist schwächer ausfällt. Im Konfigurationskoordinatenmodell fin-

¹²⁷ Eine Rückstellkraft, die auch für große Auslenkungen noch linear mit der Auslenkung ansteigt existiert in der Natur nicht. Jedoch können die auftretenden Potentiale (z.B. Lennard-Jones-Potential) für kleine Auslenkungen um die Ruhelage durch ein parabolisches Potential angenähert werden.

det so bei der Parabel des angeregten Zustands (e) gegenüber der Parabel des Grundzustands (g) eine Verschiebung $r_0 - r'_0$ bezüglich der Koordinaten r sowie eine Änderung der Krümmung gemäß Bild A.31 (links) statt.

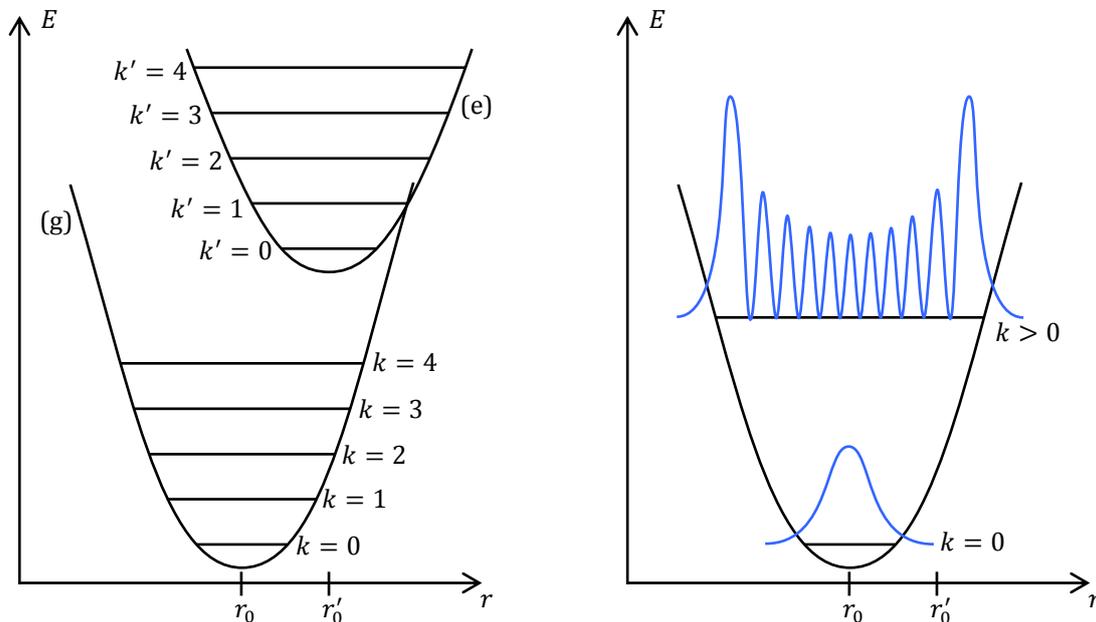


Bild A.31: Konfigurationskoordinatenmodell links: Grundzustand (g) mit Gleichgewichtslage r_0 sowie den Vibrationszuständen $k = 0, 1, 2, \dots$ und angeregter Zustand (e) mit Gleichgewichtslage r'_0 sowie den Vibrationszuständen $k' = 0, 1, 2, \dots$. Konfigurationskoordinatenmodell rechts: Aufenthaltswahrscheinlichkeiten¹²⁸ für das niedrigste Vibrationsniveau ($k = 0$) sowie für ein hohes Vibrationsniveau ($k > 0$). Grafiken in Anlehnung an [361].

Im Grundzustand herrscht für Raumtemperatur das tiefste Vibrationsniveau mit $k = 0$ vor. Die Absorption eines Photons veranlasst den Übergang des Lumineszenzzentrums vom Grundzustand (g) in einen angeregten Zustand (e). Durch die vergleichsweise geringe Masse eines Elektrons gegenüber den Kernmassen erfolgt der Zustandswechsel so schnell, dass sich in dieser Zeit der Kernabstand praktisch nicht ändert¹²⁹. Im Konfigurationskoordinatenmodell verlaufen somit die Übergänge nur in der vertikalen Richtung, bei gleichbleibender Ortskoordinate. Bild A.32 (links) illustriert den Vorgang schematisch. Bei einem Übergang ist derjenige am wahrscheinlichsten, bei dem eine möglichst große Überlappung der Vibrationswellenfunktionen von Grundzustand und angeregtem Zustand auftritt (Franck-Condon-Prinzip [367] [368]). Da für höhere Eigenwerte die höchste Amplitude der Wellenfunktion am Rand der Parabel auftritt, erfolgt die Anregung in die dort vorherrschende Vibrationsmode des angeregten Zustands. Dieser Übergang korrespondiert mit dem Maximum im Absorptionsspektrum. Jedoch können auch Übergänge in tiefere oder höhere Vibrationszustände stattfinden, die jedoch eine geringere

¹²⁸ Die Aufenthaltswahrscheinlichkeit ist nur schematisch gezeichnet.

¹²⁹ Eine molekulare Schwingung dauert ca. 10^{-10} s bis 10^{-12} s, während ein optischer Übergang ca. 10^{-15} s benötigt [365]. Damit ist die Position der Atomkerne während des Übergangs praktisch konstant (Born-Oppenheimer-Näherung [366])

Wahrscheinlichkeit besitzen. Dies führt zu einer Verbreiterung des Absorptionsspektrums (vgl. Bild A.32, rechts). Im angeregten Zustand kommt es durch die Emission von Phononen an das Gitter zu einer Relaxation in die Gleichgewichtslage $k' = 0$. Von dort wechselt das System durch Abgabe eines Photons in ein angeregtes Schwingungsniveau des Grundzustands. Mit einer erneuten Relaxation endet der Zyklus wieder in der niedrigsten Vibrationsmode $k = 0$. Der wahrscheinlichste Übergang resultiert bei der Abgabe des Photons in einem Maximum des Emissionsspektrums. Weitere Übergangsmöglichkeiten führen zu einer Verbreiterung des Spektrums.

Durch die auftretenden nichtstrahlenden Relaxationsprozesse tritt eine Verschiebung der Wellenlänge der absorbierten und emittierten Photonen auf. Dies wird als Stokes-Verschiebung bezeichnet. Da beim vorab beschriebenen Vorgang das Lumineszenzzentrum lediglich ein Photon absorbiert, ist die Wellenlänge des emittierten Photons größer. Die auftretende Energiedifferenz geht in Vibrationen des Gitters bzw. Wärme über.

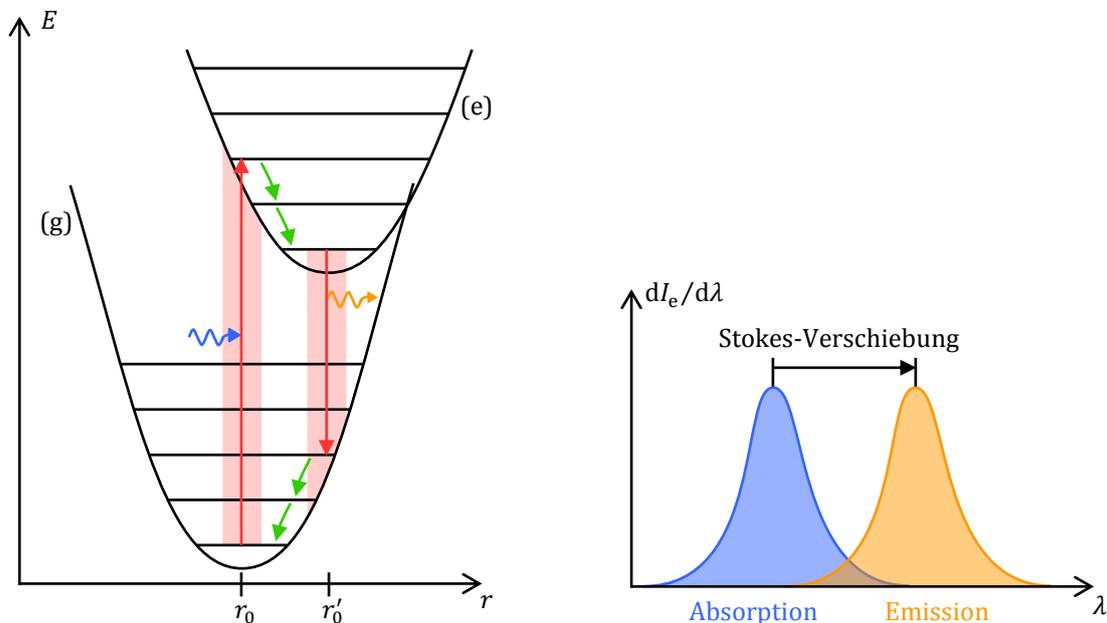


Bild A.32: Absorptions- Relaxations- und Emissionsübergänge im Konfigurationskoordinatenmodell (links) sowie eine schematische Darstellung der Stokes-Verschiebung (rechts).

Der angeregte Zustand besitzt eine gewisse Lebensdauer, sodass nach einer erfolgten Anregung nicht augenblicklich ein Photon emittiert wird, um in den Grundzustand zurückzukehren. Bei der Betrachtung einer Vielzahl von Lumineszenzzentren gehorcht das Abklingen der Lumineszenz einer Exponentialfunktion, da die Zahl der emittierten Photonen pro Zeit- und Volumeneinheit proportional der Anzahl der angeregten Zentren ist [365]. Eine materialspezifische Zeitkonstante charakterisiert den exponentiellen Abfall. Der für Leuchtdioden häufig verwendete Leuchtstoff YAG:Ce³⁺ besitzt nach [361] eine Abklingkonstante von 70 ns.

A.4 Effizienz von LEDs

Der folgende Abschnitt befasst sich mit der Effizienz von Leuchtdioden und stellt dazu verschiedene Wirkungsgrade und Ausbeuten vor. Die Definitionen führen als Größe eine Rate ein, die eine gewisse Anzahl von Teilchen pro Zeiteinheit beschreibt.

A.4.1 Injektionswirkungsgrad

Zur Erzeugung von Photonen müssen Elektronen und Löcher in einer aktiven Schicht zusammengebracht werden, wo sie strahlend rekombinieren können. Der Injektionswirkungsgrad (engl. injection efficiency)

$$\eta_{\text{inj}} = \frac{\text{Rate der in die aktive Schicht injizierten Elektronen}}{\text{Rate der in die LED injizierten Elektronen}} \quad (\text{A.32})$$

setzt die Rate der in die aktive Schicht injizierten Elektronen zur Rate der in die LED injizierten Elektronen ins Verhältnis. Die Anzahl der injizierten Elektronen ist dabei gleich der Anzahl der injizierten Löcher.

A.4.2 Strahlungswirkungsgrad

Nicht alle Rekombinationen von Elektronen und Löcher erfolgen strahlend. Der Strahlungswirkungsgrad (engl. radiative efficiency)

$$\eta_{\text{rad}} = \frac{\text{Rate der erzeugten Photonen}}{\text{Rate der erfolgten Rekombinationen}} \quad (\text{A.33})$$

beschreibt den Quotienten aus der Rate der in der aktiven Schicht erzeugten Photonen zu der Rate der dort erfolgten Rekombinationen. Rekombinationen unter Abgabe von Photonen sind bei einem lichtemittierenden Bauteil wünschenswert und zu maximieren. Dennoch treten in Konkurrenz dazu auch nicht-strahlende Rekombinationen auf, die Phononen erzeugen und so die Vibrationsenergie des Gitters erhöhen. Mehrere physikalische Mechanismen verursachen solch unerwünschte, nicht-strahlende Übergänge. Eine Hauptursache sind Defekte im Kristallgitter. Diese erzeugen in der Bandlücke ein oder mehrere Energieniveaus (engl. deep centers), die effiziente Rekombinationszentren bilden. Der Effekt wird als Shockley-Read-Hall-Rekombination¹³⁰ bezeichnet. Auch eine Oberfläche bildet eine Störung des regelmäßigen Gitteraufbaus, wodurch innerhalb der Bandlücke Energiezustände entstehen. Die aktive Region einer LED ist deshalb für einen möglichst hohen Strahlungswirkungsgrad von den Kristalloberflächen fernzuhalten. Ein weiterer nicht-strahlender Rekombinationsmechanismus bildet die Auger-Rekombination. Hier nimmt bei der Rekombination eines Elektron-Lochpaares ein anderes Elektron im Leitungsband oder ein anderes Loch im Valenzband die komplette, freiwerdende Energie auf. Die angeregten Ladungsträger verlieren danach schrittweise Energie durch die Aussendung von Phononen, um wieder in ein Energieminimum in der Nähe der Bandkanten zu gelangen. Der Abfall der Effizienz von Leuchtdioden bei höheren Strömen (engl. LED droop) [371] [372], wird der Auger-Rekombination zugeschrieben [373].

¹³⁰ Nach W. Shockley, W. Read und R. Hall, die diesen Effekt als Erstes untersucht haben [369] [370].

Der dargestellte Lichtstrahl A in Bild A.33 (links) fällt senkrecht auf die Grenzfläche. Dort wird der Anteil

$$\eta_{\text{opt1}} = \left(\frac{n_1 - n_2}{n_1 + n_2} \right)^2 \quad (\text{A.36})$$

reflektiert und der Rest transmittiert [376]. Da die Differenz der Brechzahlen relativ groß ist, liegt der reflektierte Anteil ungefähr im Bereich um die 20 %. Eine Übersicht von Brechzahlen listet die Tabelle A.8.

Tabelle A.8: Übersicht von Brechzahlen verschiedener Materialien. Daten nach [333] [377] [378].

Material	Brechungsindex ¹³²
GaAs	3.3
InP	3.4
GaN	2.5
GaP	3.0
Si	3.4
Ge	4.0

Material	Brechungsindex
Luft	1.0
Saphiresubstrat	1.8
Silikonvergussmasse	1.4
Epoxidvergussmasse	1.6

Bei einer Vergrößerung des Einfallswinkels (Fall B) erfährt der transmittierte Lichtstrahl eine Brechung vom Lot weg. Gleichzeitig tritt wiederum eine Teilreflexion auf. Überschreitet der Einfallswinkel einen kritischen Winkel

$$\theta_c = \arcsin \left(\frac{n_2}{n_1} \right) \quad (\text{A.37})$$

(Lichtstrahl C), so findet eine Totalreflexion statt und der transmittierte Anteil verschwindet. Demnach kann nur Licht, welches innerhalb eines Kegels (engl. escape cone), mit einem Öffnungswinkel gleich dem doppelten kritischen Winkel, den LED-Chip verlassen (Bild A.33, rechts). Für die vereinfachte Anordnung nach Bild A.33 (links) errechnet sich der Auskopplungswirkungsgrad vereinfacht¹³³ zu

$$\eta_{\text{opt2}} = \frac{2\pi(1 - \cos \theta_c)}{4\pi} = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2} \right] \approx \frac{1}{4} \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2. \quad (\text{A.38})$$

Für typische Brechungsindizes von Halbleitermaterialien nach Tabelle A.8. liegt der Wert unter 5 %. Verschiedene Techniken [342], wie z.B. die Änderung der Chipgeometrie [379], der Struktur [380] [381] oder das Aufrauen der Grenzfläche [382] [383] ermöglichen jedoch eine signifikante Erhöhung des Auskopplungswirkungsgrads. Des Weiteren erfolgt typischerweise der Übergang nicht direkt zu Luft, sondern das Licht koppelt zunächst in eine Vergussmasse bzw. Primäroptik (Bild A.27, Bild A.33). Deren Brechungsindizes soll-

¹³² Der Brechungsindex gilt für Photonen mit einer Energie gleich der Bandlücke.

¹³³ Die Berechnung erfolgt unter der Annahme, dass innerhalb des Kegels der transmittierte Anteil eins und außerhalb des Kegels null ist.

ten für eine größtmögliche Transmission nahe an dem Brechungsindex des Halbleitermaterials liegen. Eine angepasste Form der Primäroptik maximiert an der Grenzfläche von der Primäroptik zur umgebenen Luft die Auskopplung des Lichts [378]. Zur Reduzierung der Fresnelschen Reflexionen helfen zudem Antireflexbeschichtungen.

Neben der Problematik der Reflexionen erfahren Photonen beim Durchgang durch die Materialien eine Absorption. So erfährt ein Lichtstrahl durch ein Medium mit einem Absorptionskoeffizienten α längs eines Weges s eine exponentielle Abschwächung

$$\eta_{\text{opt3}} = e^{-\alpha s}. \quad (\text{A.39})$$

Für weiße LEDs basierend auf dem Prinzip der Lumineszenzkonversion ist zusätzlich der Wirkungsgrad des Leuchtstoffs zu berücksichtigen, da aufgrund strahlungsloser Übergänge nicht jedes von ihm absorbierte Photon wieder emittiert wird. Die Quantenausbeute der verwendeten YAG-Leuchtstoffe ist mit über 90 % jedoch relativ hoch [384].

A.4.5 Externer Quantenwirkungsgrad

Der externe Quantenwirkungsgrad (engl. external quantum efficiency)

$$\eta_{\text{eqe}} = \eta_{\text{iqe}} \eta_{\text{opt}} = \frac{\text{Rate der austretenden Photonen}}{\text{Rate der in die LED injizierten Elektronen}} \quad (\text{A.40})$$

beschreibt das Verhältnis der Rate der aus der LED austretenden Photonen zur Rate der in die LED injizierten Elektronen. Er errechnet sich aus dem Produkt des internen Quantenwirkungsgrads mit dem Auskopplungswirkungsgrad.

Für verschiedene Halbleitersysteme und ihren Wellenlängen zeigt Bild A.34 den externen Quantenwirkungsgrad. Leuchtdioden auf Basis von InGaN erreichen im Bereich von Königsblau einen Wert um die 50 %. AlGaInP-Systeme im tiefen Rot besitzen ähnliche Wirkungsgrade. Demgegenüber besitzen orange sowie vor allem gelbe und grüne Leuchtdioden eine deutlich geringere Effizienz. Die Lücke im grün/gelben Bereich ist im Englischen als „Green Efficiency Gap“ bekannt [385] [386].

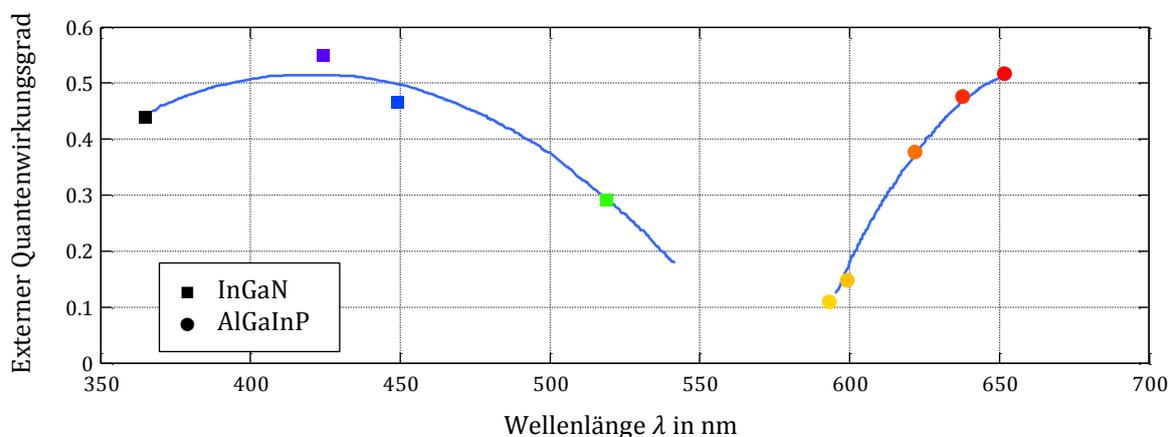


Bild A.34: Externer Quantenwirkungsgrad verschiedener LED-Systeme. Daten aus [341].

A.4.6 Strahlungsausbeute

Das Verhältnis der von einer Leuchtquelle ausgestrahlten optischen Leistung Φ_e zu ihrer zugeführten elektrischen Leistung P definiert die Strahlungsausbeute (engl. wall-plug efficiency, radiant efficiency)

$$\eta_e = \frac{\Phi_e}{P}. \quad (\text{A.41})$$

Diese Definition ermöglicht theoretisch für eine ideale Leuchtdiode eine Strahlungsausbeute größer als eins, wobei sie ihrer Umgebung Wärmeenergie entzieht [387]. In der Praxis überwiegen jedoch die Verluste, wodurch LEDs deutlich geringere Werte besitzen. Als Beispiel sei hier mit 42 % der Messwert der Strahlungsausbeute des LED-Strangs von Bild 3.40 genannt. Bild A.35 zeigt für monochromatische Leuchtdioden auf Basis von InGaN-LEDs und AlGaInP-LEDs die Strahlungsausbeute.

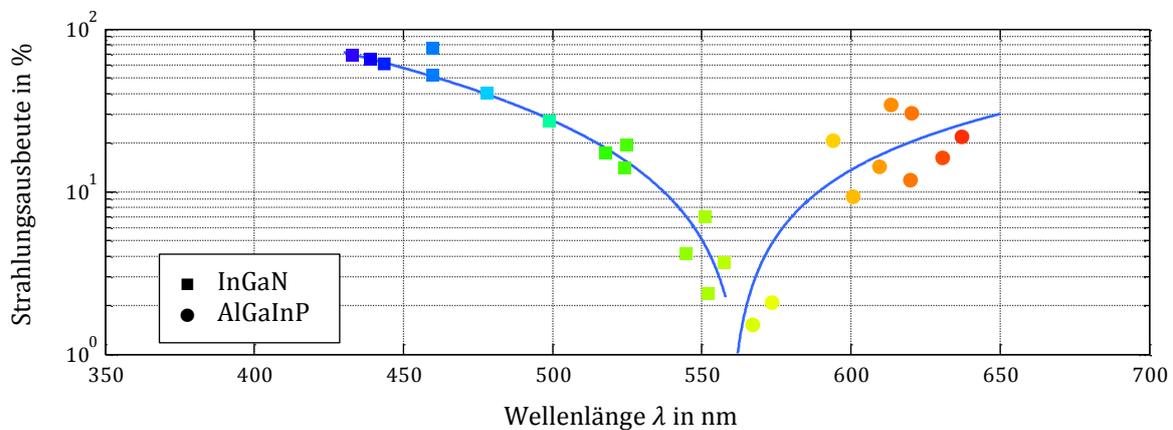


Bild A.35: Strahlungsausbeute verschiedener LED-Systeme. Daten aus [385].

Die Kenntnis der Strahlungsausbeute ist für die Bestimmung der Verlustleistung wichtig, die in Form von Wärme abgeführt werden muss.

A.4.7 Lichtausbeute

Das menschliche Auge empfindet Licht verschiedener Wellenlängen als unterschiedlich hell. So ist insbesondere Licht im infraroten und ultravioletten Bereich für die Beleuchtung unbrauchbar, da es vom Auge nicht erfasst werden kann. Die Lichtausbeute (engl. luminous efficacy)

$$\eta_v = \frac{\Phi_v}{P}, \quad (\text{A.42})$$

trägt diesem Umstand Rechnung und bezieht den ausgesandten Lichtstrom Φ_v auf die dazu notwendige elektrische Leistung P . Darin berücksichtigt der Lichtstrom als lichttechnische Größe mit der V-Lambda-Kurve gemäß (A.1) die spektrale Empfindlichkeit des Auges.

Seit den ersten Leuchtdioden hat sich die Lichtausbeute stetig erhöht (vgl. Bild A.16, Bild A.17, Bild A.36). Die Stränge aus Bild 2.2 mit aktuell, kommerziell verfügbaren, weißen LEDs des Herstellers *Cree* besitzen im Durchschnitt 100 lm/W. Der dort zu findende

maximale Wert liegt bei 150 lm/W. Es sind jedoch bereits deutlich höhere Werte [388] [389] bis hin zu 300 lm/W [390] unter Laborbedingungen möglich. Die Lichtausbeute weist gemäß (A.3) mit 683 lm/W ein theoretisches Limit auf. Hierbei handelt es sich aber um eine für die Allgemeinbeleuchtung ungeeignete, monochromatische Lichtquelle mit einer Wellenlänge von 555 nm.

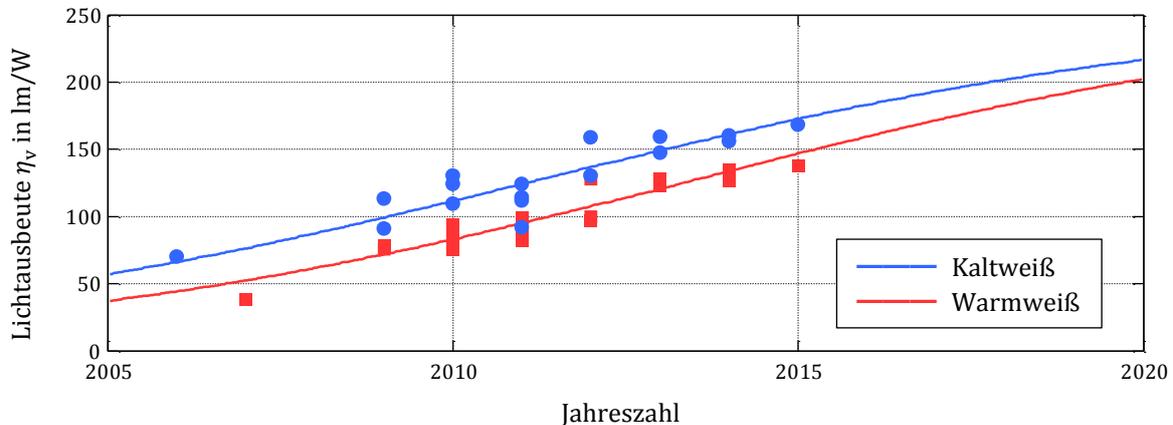


Bild A.36: Lichtausbeute von kommerziellen kaltweißen (5700 K) und warmweißen (3000 K) Leuchtdioden. Daten aus [2].

Es stellt sich die Frage nach der maximalen Lichtausbeute einer weißen Lichtquelle. Dazu sei zunächst mit Bild A.37 (links) die spektrale Strahlungsverteilung eines planckschen Strahlers für die beiden Temperaturen 2700 K (warmweiß) und 5300 K (tageslichtweiß) betrachtet. Die für das menschliche Auge sichtbaren spektralen Anteile liegen im grün markierten Bereich der Grafik. Nur diese Anteile, bewertet mit der spektralen Helligkeitskurve für Tagessehen $V(\lambda)$ (Bild A.1), tragen gemäß (A.1) zu einem Lichtstrom Φ_v bei. Das Verhältnis von abgegebenem Lichtstrom Φ_v und der Strahlungsleistung Φ_e definiert das photometrische Strahlungsäquivalent (IEV 845-01-56 [25])

$$K = \frac{\Phi_v}{\Phi_e}, \quad (\text{A.43})$$

welches für einen planckschen Strahler identisch mit der Lichtausbeute η_v von (A.42) ist. Eine Darstellung der Lichtausbeute eines solchen idealen thermischen Strahlers in Abhängigkeit von dessen Temperatur zeigt Bild A.37 (rechts). Bei einer Temperatur von ca. 6600 K erreicht ein planckscher Strahler ein Maximum der Lichtausbeute von 95 lm/W. Die Sonne mit einer effektiven Oberflächentemperatur von 5778 K [391] strahlt nahe dieses Optimums. Eine herkömmliche Glühlampe mit einer Wendeltemperatur von 2700 K, die idealisiert als thermischer Strahler aufgefasst werden kann, besitzt dagegen eine weit aus niedrigere Lichtausbeute um die 12.5 lm/W.

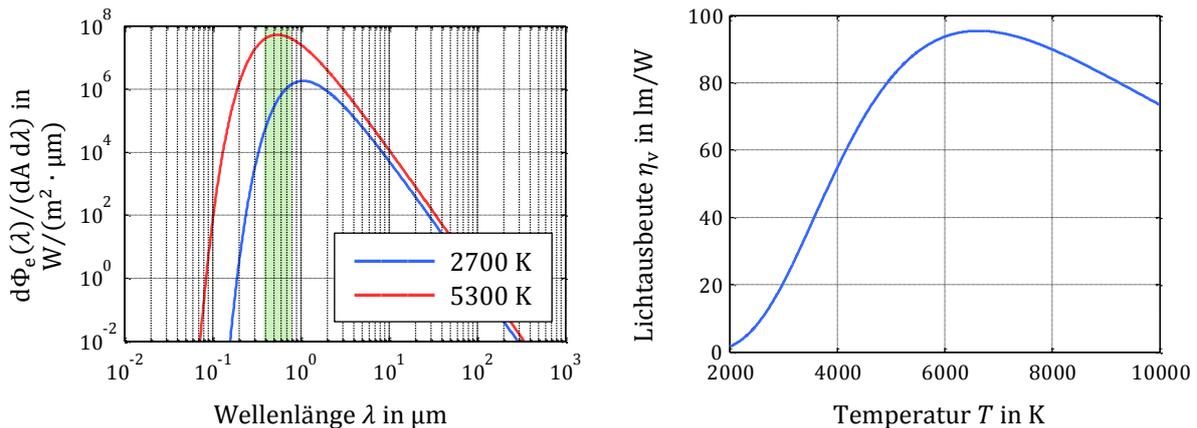


Bild A.37: Spektrale Strahlungsverteilung eines planckschen Strahlers (links) sowie die Lichtausbeute eines planckschen Strahlers in Abhängigkeit seiner Temperatur (rechts). Der Bereich des sichtbaren Spektrums ist in der linken Grafik grün markiert.

Bei planckschen Strahlern liegt nur ein relativ geringer Teil des Spektrums in dem vom Menschen sichtbaren Bereich, woraus die niedrigen Werte der Lichtausbeute resultieren. Eine Beschränkung des Spektrums des thermischen Strahlers auf den sichtbaren Bereich verringert die benötigte Strahlleistung bei gleichbleibendem Lichtstrom, wodurch die Lichtausbeute steigt. Auch die Lichtfarbe und die Farbwiedergabe dieser theoretischen Lichtquelle erfahren durch die Beschränkung keine Veränderung. Der vom Menschen sichtbare Bereich bezüglich der Wellenlänge definiert die DIN 5031-7 [271] von 380 nm bis 780 nm. Die $V(\lambda)$ -Kurve (Bild A.1) weist jedoch in der Nähe dieser Grenzen einen relativ niedrigen Wert auf. Damit hat eine weitere (geringfügige) Verkleinerung des Wellenlängenbereichs keine wahrnehmbare Auswirkung auf den Farbort der Lichtquelle. Die verringerte Strahlleistung bei nahezu gleichem Lichtstrom erhöht allerdings die Lichtausbeute.

Für eine Entscheidung, welcher Ausschnitt aus dem Spektrum eines planckschen Strahlers für eine theoretische Weißlichtquelle akzeptabel ist, sei zunächst eine Schwelle der $V(\lambda)$ -Kurve gemäß Bild A.38 definiert. Ihr Schnittpunkt mit der $V(\lambda)$ -Kurve von Bild A.1 ergeben die Grenzen der minimalen und maximalen Wellenlänge. Das Spektrum der theoretischen Weißlichtquelle mit einer definierten Farbtemperatur entspricht innerhalb des zugehörigen Wellenlängenbereichs dem eines planckschen Strahlers derselben Temperatur und ist außerhalb der Grenzen identisch null.

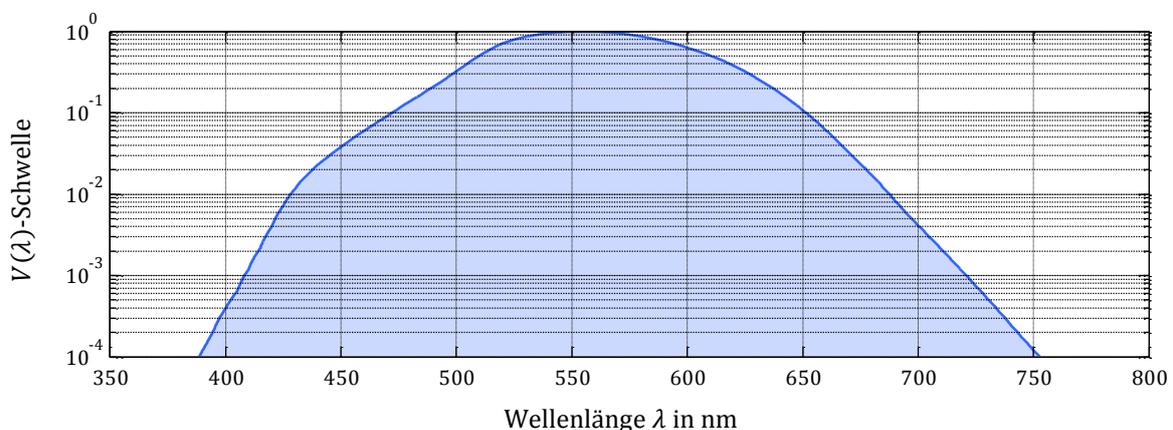


Bild A.38: Wellenlängenbereich zu einer gegebenen $V(\lambda)$ -Schwelle.

Mit der Variation der $V(\lambda)$ -Schwelle im Intervall $[0; 1]$ entsteht für die Gesamtheit aller Farborte im xy -Farbraum eine Kurve gemäß Bild A.39. Die Kurve beginnt für eine Schwelle von null auf dem planckschen Kurvenzug bei der entsprechenden Farbtemperatur. Dieser Punkt stellt das ideale Referenzweiß der Lichtquelle dar. Der Endpunkt der Farbortkurve bei einem Schwellenwert von eins liegt auf dem Spektralwellenzug bei einer Wellenlänge von 555 nm. Die Lichtquelle ist hier rein monochromatisch. Die x - und y -Koordinaten der Farborte stellt Bild A.40 (links) in Abhängigkeit der $V(\lambda)$ -Schwelle dar. Mit dem Durchlaufen der Farbortkurve steigt die Lichtausbeute der theoretischen Lichtquelle gemäß der Funktion in Bild A.41 (rechts) kontinuierlich an. Allerdings weicht damit auch der Farbort immer weiter von dem des Referenzweißes ab.

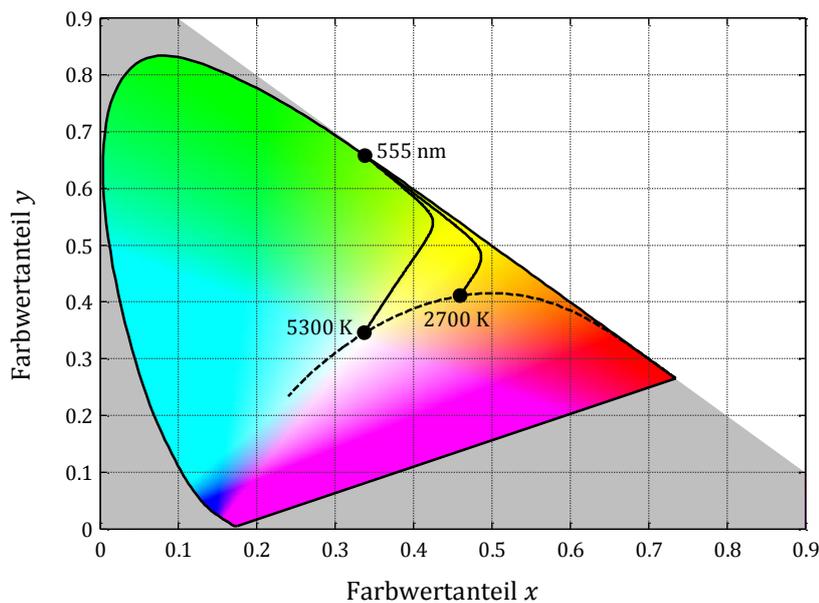


Bild A.39: Kurve der durchlaufenden Farborte in der xy -Farbtabelle. Die Kurven beginnen auf dem planckschen Kurvenzug (gestrichelte Linie) bei der entsprechenden Farbtemperatur und enden auf dem Spektralwellenzug bei 555 nm.

Für eine Entscheidung, welche Verschiebung des Farborts für das menschliche Auge noch nicht wahrnehmbar ist, werden die xy -Koordinaten der Farbortkurve in uv -Koordinaten des gleichabständigen Luv-Systems umgerechnet (Bild A.40, rechts). Damit lässt sich über die euklidische Norm die Farbdistanz eines Punktes der Farbortkurve zum Farbort des Referenzweißes berechnen. Diesen Farbabstand zeigt Bild A.41 (links). Menschen können prinzipiell zwei Farborte nicht unterscheiden, wenn sie innerhalb einer sogenannten MacAdam-Ellipse (1 SDCM) liegen [392] [393]. Im Luv-Farbraum sind diese Ellipsen nahe dem planckschen Kurvenzug in guter Näherung Kreise [394]. Für eine MacAdam-Ellipse mit n -Schwelleneinheiten (n SDCM) besitzt der Kreis einen Radius von $0.0011n$ [394]. Farborte innerhalb einer MacAdam-Ellipse von zwei bis drei Einheiten gelten als kaum wahrnehmbar [395]. Die DIN 6169-2 [309] lässt eine Abweichung des Farborts zur Festlegung einer Bezugslichtart innerhalb 5 SDCM zu. Bei LED-Lampen muss gemäß der EU-Verordnung 1194/2012 [38] die Abweichung der Farbwertanteile in einer MacAdam-Ellipse mit sechs Einheiten liegen.

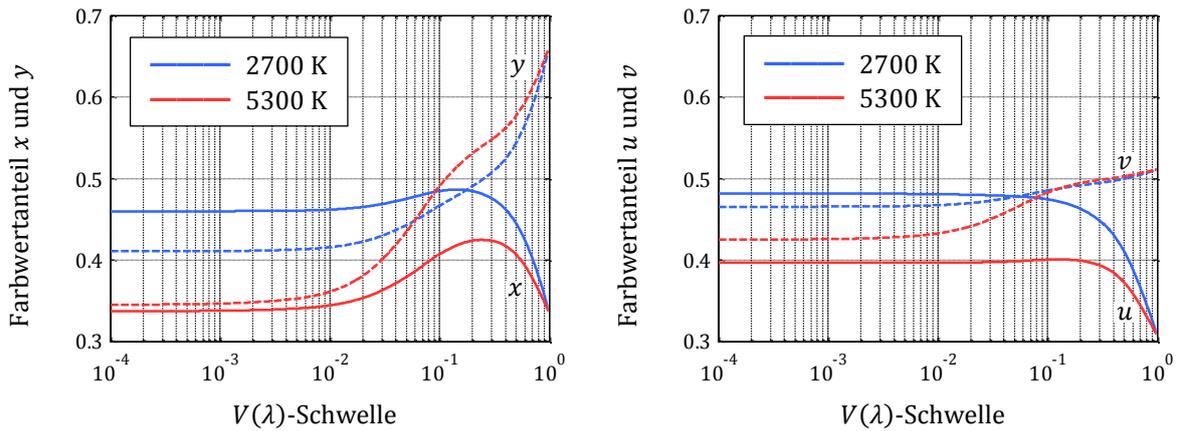


Bild A.40: xy-Koordinaten (links) bzw. uv-Koordinaten (rechts) des Farborts in Abhängigkeit der V(λ)-Schwelle.

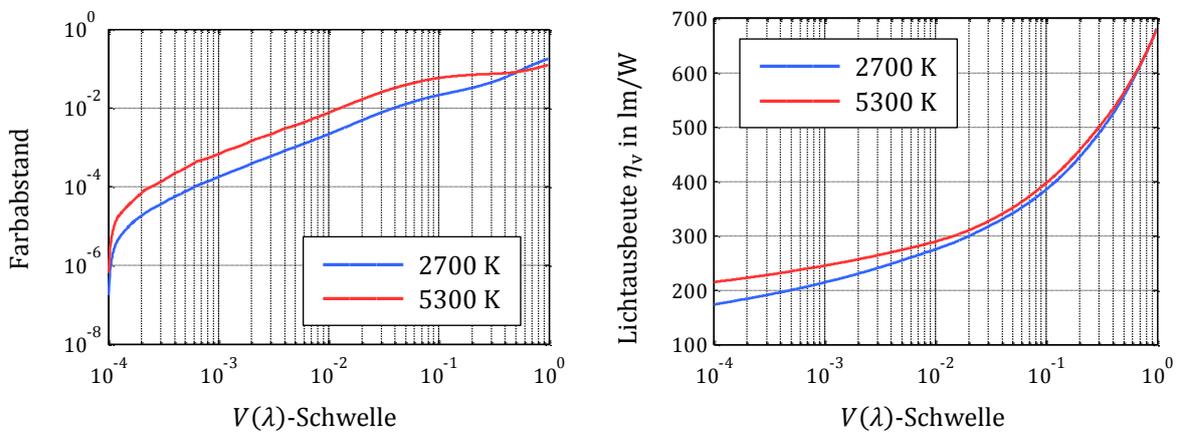


Bild A.41: Farbabstand im uv-Farbraum bezüglich des ursprünglichen planckschen Strahlers (links) sowie die Lichtausbeute (rechts) als Funktion der V(λ)-Schwelle.

Je nachdem welche Anzahl an Schwelleneinheiten für die betrachtete theoretische Lichtquelle tolerierbar ist, ergeben sich unterschiedliche Werte für die Lichtausbeute. Bild A.42 zeigt die Lichtausbeute für die betrachtete Weißlichtquelle in Abhängigkeit der Farbtemperatur für verschiedene Schwelleneinheiten von MacAdam-Ellipsen.

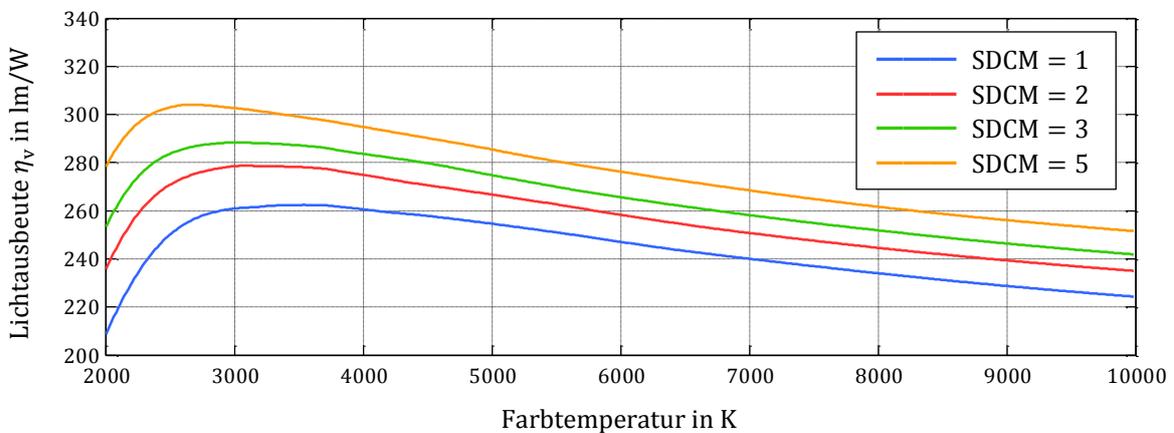


Bild A.42: Lichtausbeute der theoretischen Weißlichtquelle in Abhängigkeit der Farbtemperatur für verschiedene Schwelleneinheiten von MacAdam-Ellipsen.

So liegt beispielsweise die theoretische Grenze der Lichtausbeute einer Weißlichtquelle mit einer Farbtemperatur von 2700 K im Bereich von ca. 260 lm/W bis 300 lm/W. Veröffentlichungen [396] [397] [398] zu dieser Fragestellung nach der maximalen Lichtausbeute bei weißem Licht, die auf anderen Ansätzen beruhen, errechnen Werte im gleichen Bereich.

A.5 Degradation und Lebensdauer von LEDs

Im Kontext von Halbleiterlichtquellen bezeichnet Degradation die Reduzierung des Lichtstroms oder eine Veränderung weiterer Kenngrößen unter verschiedenen Parametern. Dabei übt vor allem die Temperatur einen maßgeblichen Einfluss aus. Im aktuellen Abschnitt erfolgt eine kurze Erläuterung der verschiedenen Degradationsarten. Hier findet eine Unterscheidung in reversible Degradation, Langzeitdegradation sowie kompletten Totalausfall der Leuchtdiode statt.

A.5.1 Reversible thermische Degradation

Die reversible Degradation tritt nur temporär auf und lässt sich hauptsächlich auf die Erhöhung der Temperatur der Leuchtdiode im laufenden Betrieb zurückführen. So führt eine steigende Temperatur zu einer Verringerung des Lichtstroms. Dies liegt daran, dass die nicht-strahlenden Rekombinationen (vgl. Anhang A.4.2) effizienter ablaufen, wodurch der interne Quantenwirkungsgrad sinkt. Für Weißlicht-LEDs basierend auf Lumineszenzkonversion sinkt mit steigender Temperatur ebenfalls der Quantenwirkungsgrad des Leuchtstoffs, aufgrund des sogenannten „Temperature quenchings“¹³⁴.

Mit steigender Temperatur nimmt der Lichtstrom einer LED ab. Die Abhängigkeit geben die Hersteller in ihren Datenblättern in einer Grafik an. Für die Weißlicht-LEDs von *Cree* aus Bild 2.2 verlaufen die Abnahmen nach den Datenblattangaben linear. Im Mittel liegt der auf den Nennlichtstrom bezogene Temperaturkoeffizient bei $-0.24 \text{ \%}/\text{K}$.

Neben dem Lichtstrom hängt auch der Farbort einer LED von der Temperatur ab. Zum einen verschiebt sich gemäß (A.27) das Spektrum einer LED mit steigender Temperatur zu kleineren Wellenlängen, zum anderen führt eine Temperaturerhöhung zu einem Anstieg der Gitterkonstanten und damit zu einer Verkleinerung der Bandlücke [399]¹³⁵. Die Farbkoordinaten oder deren Änderungen als Funktion der Temperatur, aber auch des Vorwärtsstroms, zeigen oftmals Grafiken in den Datenblättern. Im direkten Vergleich nimmt das menschliche Auge selbst kleinste Farbunterschiede wahr. Dagegen fällt eine langsame Verschiebung des Farborts einer Lichtquelle kaum auf.

¹³⁴ Für höhere Vibrationszustände überlappen sich im Konfigurationskoordinatenmodell die Parabeln vom Grund- und angeregtem Zustand. Hier ist ein Wechsel von einem angeregten Zustand in ein hohes Vibrationsniveau des Grundzustands möglich. Von dort erfolgt eine schrittweise Relaxation unter der Aussendung von Phononen.

¹³⁵ Durch den vergrößerten Abstand der Atome verringert sich die Wirkung des Coulomb-Potentials auf das Elektronengas.

A.5.2 Langzeitdegradation

Anders als herkömmliche Glühlampen oder auch Leuchtstofflampen fallen Leuchtdioden in der Regel nicht abrupt aus, sondern der ausgesandte Lichtstrom nimmt mit der Zeit stetig ab [400]. Die Kenngröße der Nutzlebensdauer bzw. der Lichtstromerhalt beschreibt diesen Rückgang des Lichtstroms in dem gegebenen Zeitraum. Eine typische Angabe lautet beispielsweise L70/B50 50000h. Diese besagt, dass innerhalb eines Zeitraums von 50000 Stunden bei maximal 50 % der Leuchtmittel der Lichtstrom auf 70 % des ursprünglichen Werts gesunken ist. Mit dem LM-80-¹³⁶ und dem TM-21-Verfahren¹³⁷ standardisiert die Illumination Engineering Society (IES) die Bestimmung der Werte [401] [402], um mit gleichen Testbedingungen eine Vergleichbarkeit für die verschiedenen Produkte unterschiedlicher Hersteller zu schaffen.

Eine Ursache für die Langzeitdegradation bei Leuchtdioden ist die Erhöhung der Störstellendichte in der aktiven Schicht. An diesen Stellen treten vermehrt strahlungslose Rekombinationen auf. So kommt es aufgrund der hohen Stromdichten in der aktiven Schicht zur Elektromigration, bei der Atome aus der aktiven Schicht migrieren und so dort Punktdefekte erzeugen. Ebenso diffundieren Atome der Metallisierungen in die aktive Zone und bilden dort effiziente Rekombinationszentren. Bei Weißlicht-LEDs kommt es zudem zu einer Degradation des Leuchtstoffs. Hier nehmen ebenfalls die strahlungslosen Übergänge zu. Des Weiteren kann es bei LED-Chips mit direkt aufgebrachter Konversionsschicht (Bild A.27, Mitte) zu einer Delamination des Leuchtstoffs oder einer Rissbildung kommen. Dies hat nicht nur Auswirkungen auf den Lichtstrom, sondern ändert auch die spektrale Zusammensetzung des ausgesandten Lichts und damit die Farbkoordinaten bzw. die Farbtemperatur [403]. Ebenfalls führt die Trübung oder Vergilbung des Epoxidharzes oder der Primäroptik mit zunehmender Alterung zu einer Verminderung des ausgesandten Lichtstroms. Ein Augenmerk ist auch auf die Anwesenheit inkompatibler Stoffe in der näheren Umgebung der Leuchtdiode zu richten. Darunter zählen beispielsweise Kleber, Dichtungen, Vergussmassen, etc. Diese können in die Vergussmasse bzw. Verkapselung der LED diffundieren und zu einer chemischen Reaktion führen [404]. Dadurch kann sich der Lichtstrom in kürzester Zeit signifikant verringern. Der Vorgang ist allerdings unter Umständen reversibel. Die Hersteller veröffentlichen entsprechende Kompatibilitätslisten und Hinweise zu dieser Problematik [405] [406].

A.5.3 Totalausfall

Neben einer stetigen Degradation der Leuchtdiode im Laufe der Betriebsstunden kann es auch zu einem Totalausfall des Bauteils kommen [407] [408]. Eine der häufigsten Ausfallmechanismen bildet das Auftreten eines elektrischen Kurzschlusses oder eines Leerlaufs [409]. Kurzschlüsse treten dabei meist mit der Bildung von „Micropipes“ und „Nanopipes“ [410] sowie mit der Degradierung der Passivierung auf Chipenebene auf [411]. Kurzschlüsse auf der Gehäuseebene, z.B. durch die Bildung von Whisker sind eher seltener.

¹³⁶ IES LM80-2008: Measuring Lumen Maintenance of LED Light Sources

¹³⁷ IES TM21-2011: Projection Long Term Lumen Maintenance of LED Light Sources

Durch thermomechanischen Stress aufgrund unterschiedlicher thermischer Ausdehnungskoeffizienten kann es zum Auftreten eines Leerlaufs kommen. Dazu führt in vielen Fällen die Abhebung des Bonddrahts von der Chipoberfläche oder die Delaminierung des LED-Chips vom Gehäuse. Ebenso kann ein Bruch des Bonddrahts, in Folge der Schwächung durch Elektromigration oder durch einen hohen Stromstoß, zu einem Leerlauf führen. Ein weiterer Ausfall aufgrund thermomechanischen Stresses ist das Abreißen der Primäroptik.

A.5.4 Einfluss der Stromform

Die Lichtausbeute einer Leuchtdiode ist neben der Temperatur auch vom Vorwärtsstrom durch die LED abhängig. Der Absolutwert des Lichtstroms nimmt zwar tendenziell mit steigender Stromstärke zu, die Lichtausbeute nimmt jedoch ab. Bei der Betrachtung des Aspekts verschiedener Stromformen zeigt sich die höchste Effizienz bei einem Betrieb mit einem reinen Gleichstrom [412] [413] [414].

A.6 Binning von LEDs

Der Herstellungsprozess von Leuchtdioden unterliegt auch in den modernsten Anlagen unvermeidlich gewissen Schwankungen, die sich in veränderten Eigenschaften der Bauelemente widerspiegeln [415]. Auch wenn sie derselben Produktionscharge angehören, so weisen die Exemplare leichte Unterschiede zueinander auf. So sind bei LEDs im direkten Vergleich schon kleinste Abweichungen von Farbort und Helligkeit wahrnehmbar. Die Kunden erwarten jedoch vom Hersteller gleichbleibende, chargenunabhängige Eigenschaften, die auch über einen längeren Zeitraum gewährleistet werden. Um die Kundenanforderungen sicherzustellen, klassifiziert der Fertiger im Herstellungsprozess jeden LED-Chip. Dieses Verfahren nennt sich Binning [416]. Dabei wird jede LED vermessen, bewertet und abhängig von ihren Eigenschaften in entsprechende Bins (englisch für Behälter) eingeordnet. Die LEDs sind durch dieses Sortierverfahren qualitativ klassifiziert, sodass diese gezielt, und auf die Anforderung abgestimmt, in Leuchten und Leuchtmitteln verbaut werden können. Diese weisen dadurch allesamt die gleichen photometrischen Werte auf. Eine Differenzierung der LED-Chips erfolgt nach Farbort, Lichtstrom und gegebenenfalls nach der Durchlassspannung. Der folgende Abschnitt stellt kurz das Binning der einzelnen Kategorien vor.

Eng tolerierte Bins ermöglichen prinzipiell das genaue Einstellen eines Farborts und Lichtstroms einer Lampe oder Leuchte vom Hersteller. Die Bestellung eines einzelnen, feinabgestimmten Bins in einer größeren Stückzahl ist jedoch sehr kostenintensiv oder überhaupt nicht möglich. Das liegt daran, dass es nicht möglich ist, einzelne Bins zu produzieren und ein Bin nur einen geringen Anteil an der Gesamtproduktion ausmacht. Anstatt einen eng tolerierten Bin zu nutzen, kann für den Leuchtenhersteller unter Umständen die Kombination von LEDs aus mehreren Bins vorteilhafter sein, um die gewünschte Chromatizität und den gewünschten Lichtstrom einzustellen [417].

Üblicherweise wurde das Binning bei einer Referenztemperatur von 25 °C durchgeführt. In der Praxis erreichen die LEDs jedoch weitaus höhere Chiptemperaturen. So benötigt

beispielsweise die Auslegung eines Leuchtmittels die Einbeziehung der Temperaturabhängigkeit von Farbort und Lichtstrom anhand der Datenblattangaben. Allerdings unterliegen diese Abhängigkeiten ebenfalls Exemplarstreuungen. Mittlerweile hat sich das sogenannte „Hot Binning“ [418] [419] bei den meisten LED-Herstellern etabliert. Die Referenztemperatur beim Binning liegt nun bei 85 °C und damit in den meisten Fällen näher an der zukünftigen Betriebstemperatur des Chips.

A.6.1 Farbort

Grundlage für das Binning von Leuchtdioden bezüglich des Farborts ist das CIE-Normvalenzsystem (siehe Anhang A.2), bei dem die beiden Farbwertanteile x und y den Farbort charakterisieren. In diesem System gelten zwei Farborte vom Menschen prinzipiell als nicht unterscheidbar, wenn sie innerhalb einer sogenannten MacAdam-Ellipse (1 SDCM) liegen [392] [393]. Als weitverbreitete Basis zur Klassifizierung der Farbwerte hat sich der NEMA-Standard ANSI C78.377-2015 [420] etabliert. Er legt im CIE-System acht Farbtemperaturfelder auf dem planckschen Kurvenzug fest. Eine entsprechende Grafik zeigt Bild A.43. Die Felder umschließen eine um den Faktor 7 vergrößerte MacAdam-Ellipse. Die Farborte innerhalb eines solchen Feldes unterscheiden sich demnach immer noch deutlich, sodass diese Einteilung für die Praxis noch viel zu grob ist. Aus diesem Grund unterteilen die Hersteller diese Felder in kleinere Sub-Bins durch fortgesetzte Halbierung der Kantenlängen. Für diese Unterteilung sowie die zugehörige Bezeichnung der Felder existiert allerdings kein Standard und weicht von Hersteller zu Hersteller ab. Gängig sind bis zu 16 Sub-Bins pro NEMA-Klassifizierung sowie zusätzliche Bins außerhalb. Mit diesem Binningmodell entspricht die Größe eines Sub-Bins ungefähr der Größe einer zwei- bis dreistufigen MacAdam-Ellipse. Die Farborte innerhalb eines solchen Bereichs sind für den Menschen als kaum unterscheidbar einzustufen [395].

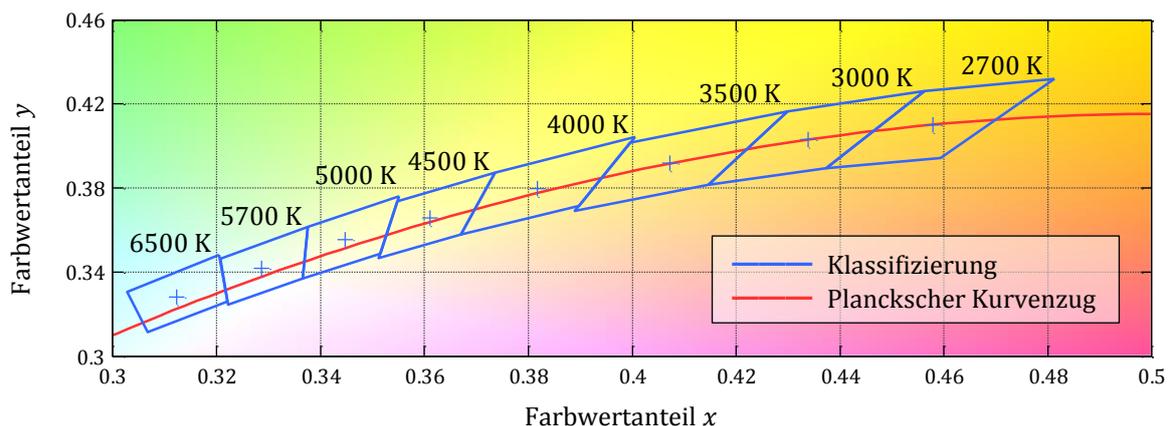


Bild A.43: Klassifizierung der Farbtemperaturfelder nach dem NEMA-Standard [420].

A.6.2 Lichtstrom

Zur Gewährleistung einer einheitlichen Helligkeit der Leuchtdioden erfolgt ein Binning bezüglich des Lichtstroms. Hierbei existiert keine Standardisierung. Die Hersteller definieren Klassen mit einem zugehörigen Bereich des Lichtstroms und teilen beim Binning jede LED gemäß dem gemessenen Wert der entsprechenden Klasse zu.

A.6.3 Durchflussspannung

Herstellungsbedingt weist die Durchflussspannung einer Leuchtdiode eine breite Streuung von ca. $\pm 15\%$ um den Mittelwert [421] [422] auf. Beim Binning wird bei jedem LED-Chip die Vorwärtsspannung beim Nennstrom gemessen und die LED entsprechenden Klassen zugewiesen. Mit der richtigen Ansteuerung der LEDs (siehe Anhang A.7) hat die Durchflussspannung jedoch keinen Einfluss auf die wahrnehmbaren Größen wie Farbort und Helligkeit. Die Auswahl spezieller Bins bezüglich der Vorwärtsspannung ist in den meisten Fällen demnach nicht nötig und würde nur die Kosten des Systems erhöhen. Dennoch muss die relativ große Toleranz der LED-Spannung beim Design des Vorschaltgeräts berücksichtigt werden.

A.7 Möglichkeiten der Ansteuerung und Verschaltung von LEDs

Das elektrische Verhalten einer Leuchtdiode ähnelt sehr dem einer Schaltodiode. In Flussrichtung weisen beide eine exponentielle Strom-Spannungscharakteristik auf. Jedoch ist die Vorwärtsspannung bei einer Leuchtdiode deutlich höher. Die Spannung hängt hauptsächlich vom verwendeten Halbleitermaterial ab und liegt beispielsweise für blaue Leuchtdioden mit Indiumgalliumnitrid im Bereich um die 3 V [421] [422]. Dazu zeigt Bild A.44 das Schaltzeichen einer Leuchtdiode mit zugehöriger Zählrichtung von Diodenspannung u_D und Diodenstrom i_D (links) sowie exemplarisch die typische Durchlasskennlinie¹³⁸ einer weißen Leuchtdiode (rechts). Ab einer bestimmten Schwellspannung steigt der Strom durch die Diode stark an. Im Arbeitspunkt der Leuchtdiode ist der differentielle Widerstand R_D mit

$$\frac{di_D}{du_D} = \frac{1}{R_D} \quad (\text{A.44})$$

entsprechend klein. Demzufolge resultiert eine geringe Änderung der Diodenspannung in einer relativ großen Änderung des Diodenstroms. So führt beispielsweise bei der Kennlinie von Bild A.44 eine Modulation der Diodenspannung bezüglich des Nennarbeitspunkts ($u_D \approx 2.9\text{ V}$, $i_D = 0.35\text{ A}$) um 1 % zu einer Variation des Diodenstroms um 20 %. In Rückwärtsrichtung sperren Leuchtdioden den Stromfluss. Gegenüber Schaltioden liegt die Durchbruchspannung allerdings nur bei wenigen Volt.

¹³⁸ Die Strom-Spannungscharakteristik ist auf Basis der Daten des Spice-Modells der *XLamp XP-G2* [423] von Cree errechnet. Das Modell stellt Cree auf seiner Webseite zur Verfügung.

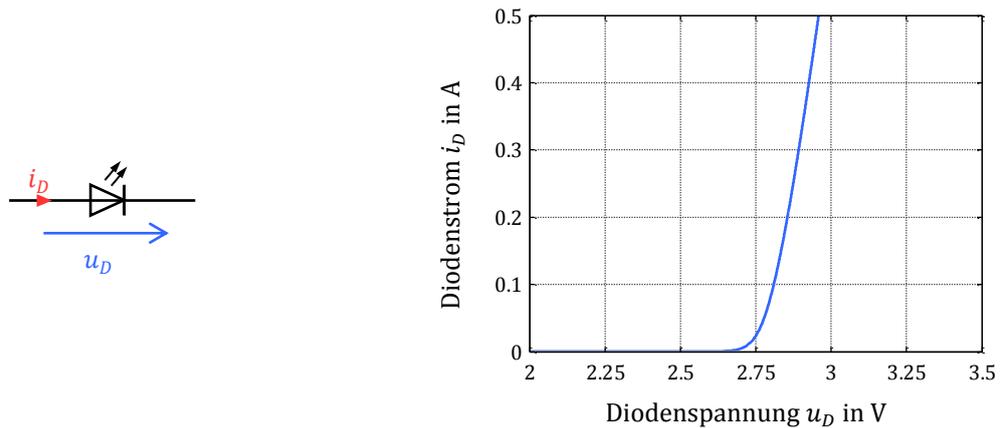


Bild A.44: Schaltzeichen einer Leuchtdiode mit Zähldrichtung von Diodenspannung u_D und Diodenstrom i_D (links) sowie die typische Durchlasskennlinie einer weißen Leuchtdiode (rechts).

Die Durchlassspannung einer Leuchtdiode unterliegt herstellungsbedingt einer starken Streuung. So treten typischerweise Abweichungen von ca. $\pm 15\%$ um den Mittelwert [421] [422] auf. Zudem hängt die Durchlassspannung von der Temperatur ab, wobei die Spannung mit zunehmender Chiptemperatur sinkt. Für die LED-Chips [421] [422] [424] von Cree gibt der Hersteller in den zugehörigen Datenblättern graphisch eine lineare Temperaturabhängigkeit von ca. -3 mV/K an. Eine Veranschaulichung der beiden Effekte zeigt Bild A.45 (links). Diese treten überlagert auf, sodass bei der Auslegung des LED-Treibers insgesamt mit einer breiten Streuung der Durchlassspannung gerechnet werden muss.

Der von einer Leuchtdiode ausgesandte Lichtstrom und der elektrische Strom durch die Diode weisen annähernd eine direkte Proportionalität auf. Eine entsprechende Kennlinie sowie deren Linearisierung im Arbeitspunkt stellt exemplarisch die rechte Grafik von Bild A.45 dar. Um demnach den ausgesandten Lichtstrom konstant zu halten, ist eine Leuchtdiode mit einem konstanten Strom zu betreiben.

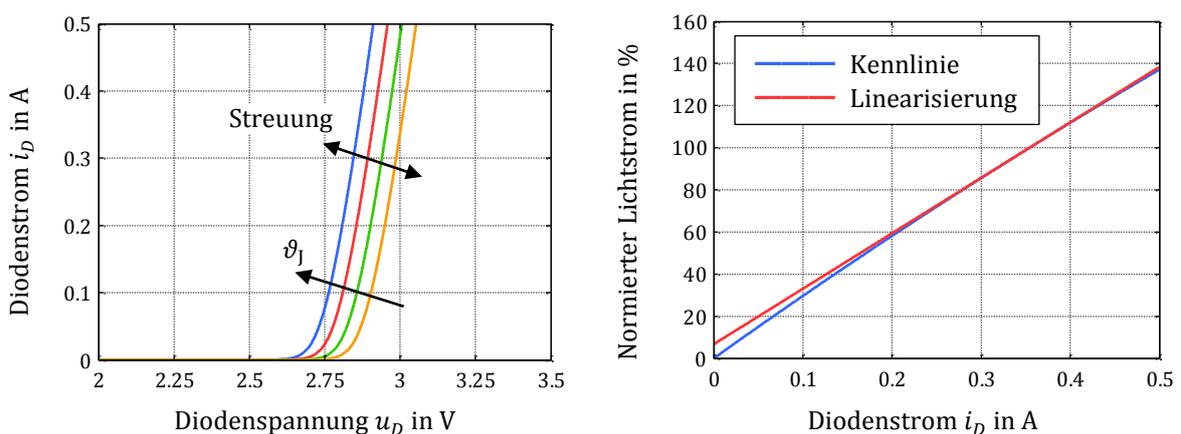


Bild A.45: Exemplarische Abhängigkeit der Kennlinie von Bauteilstreuung und Chiptemperatur (links) sowie der normierte Lichtstrom in Abhängigkeit des Diodenstroms¹³⁹ (rechts).

¹³⁹ Die Kennlinie ist aus dem Datenblatt der *XLamp XP-G2* [423] von Cree extrahiert.

A.7.1 Verschaltungsmöglichkeiten

LED-Leuchtmittel benötigen normalerweise mehrere LEDs, deren Anzahl sich nach dem benötigten Lichtstrom richtet. Die LEDs müssen hierbei elektrisch miteinander verschaltet werden, wobei eine Reihen- oder eine Parallelschaltung aller LEDs sowie eine Kombination von beidem möglich ist. Die verschalteten LEDs bilden einen LED-Strang, dessen Versorgung prinzipiell entweder mit einer Spannungsquelle oder einer Stromquelle erfolgen kann. Der folgende Abschnitt beschreibt in vier Fällen den Betrieb von Leuchtdioden in Parallel- und Reihenschaltung jeweils an einer Spannungs- und Stromquelle. Aus Gründen der Übersichtlichkeit besteht die Verschaltung lediglich aus zwei LEDs. Das Verhalten ist jedoch auf eine beliebige Anzahl erweiterbar. Die beiden LEDs besitzen leicht unterschiedliche Kennlinien, wie sie im Rahmen von Bauteilstreuungen und Temperaturverschiebungen auftreten können. Es sei darauf hingewiesen, dass in den Diagrammen die Diodenspannung und der Diodenstrom auf ihre Werte im typischen Nennarbeitspunkt normiert sind.

A.7.1.1 Parallelschaltung an einer Spannungsquelle

Bild A.46 (links) zeigt die Parallelschaltung zweier LEDs an einer idealen Spannungsquelle. Das rechte Diagramm stellt die zugehörigen Durchlasskennlinien der beiden einzelnen LEDs sowie die resultierende Kennlinie der Verschaltung dar. In einer Parallelschaltung besitzen alle LEDs die gleiche Spannung, die der speisenden Quellspannung U_o entspricht. Die Spannung ist dabei auf die typische Nennspannung im Arbeitspunkt ausgelegt. Mit dieser Spannung stellt sich für jede LED ein Strom gemäß ihrer Kennlinie ein. Die Spannungsquelle liefert den Summenstrom. Aufgrund der unterschiedlichen Strom-Spannungscharakteristika der LEDs sind auch die Ströme nicht gleich, sodass jede LED eine andere Helligkeit aufweist. Die Schaltung reagiert zudem empfindlich auf eine Variation der Quellspannung und der Durchlassspannung der LEDs, da, wie eingangs beschrieben, kleine Spannungsvariationen zu großen Änderungen im LED-Strom bzw. im Lichtstrom führen.

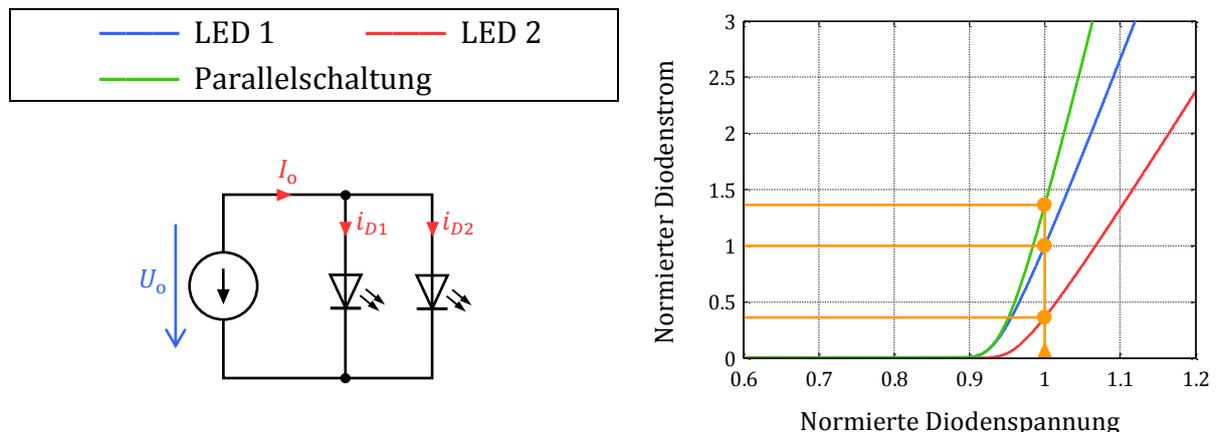


Bild A.46: Schaltbild der Parallelschaltung zweier Leuchtdioden an einer Spannungsquelle (links) sowie die zugehörigen Strom-Spannungskennlinien der Anordnung (rechts).

A.7.1.2 Serienschaltung an einer Spannungsquelle

Bei einer Serienschaltung gemäß Bild A.47 (links) fließt durch jede LED derselbe Strom. Alle LEDs leuchten demnach idealerweise gleich hell. Die speisende Spannungsquelle ist auf den k -fachen Wert der Nenndiodenspannung ausgelegt, wobei hier k die Anzahl der LEDs bezeichnet. Jedoch stellt sich mit den unterschiedlichen Kennlinien nicht der Nennstrom und damit die gewünschte Helligkeit ein. Zudem hängt der Strom bzw. die Helligkeit stark von der Quellspannung und der Durchlassspannung der LEDs ab.

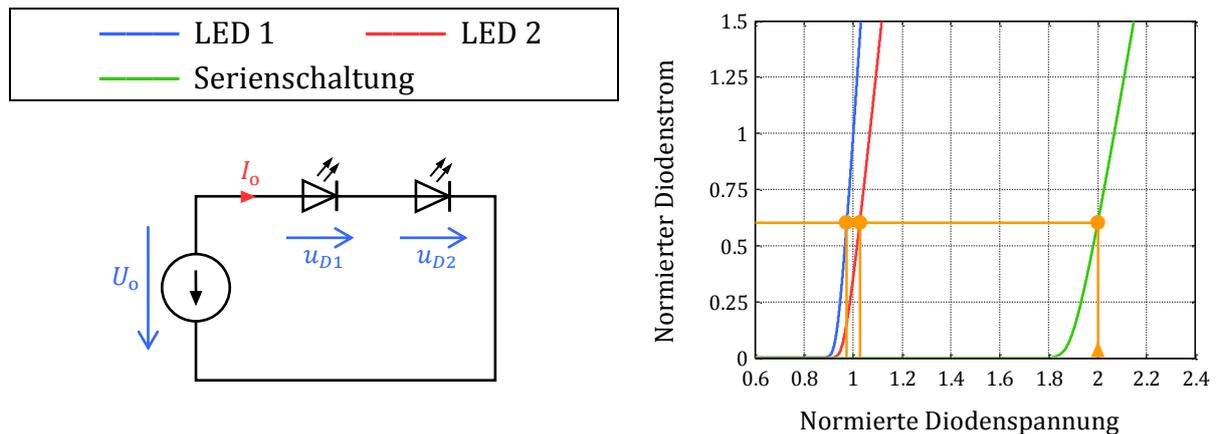


Bild A.47: Schaltbild der Reihenschaltung zweier Leuchtdioden an einer Spannungsquelle (links) sowie die zugehörigen Strom-Spannungskennlinien der Anordnung (rechts).

A.7.1.3 Parallelschaltung an einer Stromquelle

In Bild A.48 sind die LEDs parallel geschaltet. Die Speisung erfolgt durch eine Stromquelle, die bei k LEDs auf den k -fachen Wert des Diodenstroms im typischen Nennarbeitspunkt eingestellt ist. Allerdings teilt sich der Strom aufgrund der unterschiedlichen Vorwärtscharakteristik nicht gleichmäßig auf die LEDs auf, sodass diese unterschiedlich hell leuchten. So wird in dem dargestellten Beispiel die LED mit der niedrigeren Durchflusspannung mit nahezu dem 1,5-fachen ihres Nennstroms belastet.

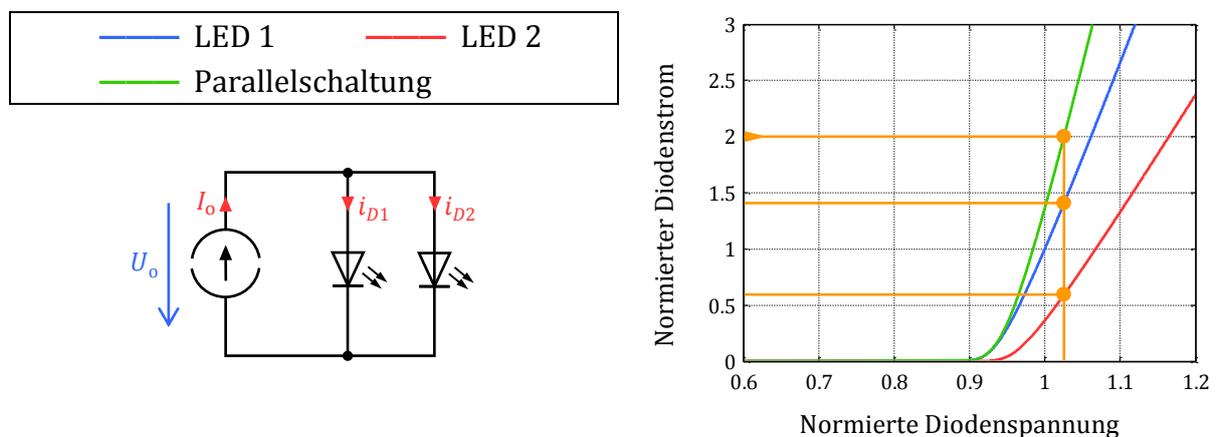


Bild A.48: Schaltbild der Parallelschaltung zweier Leuchtdioden an einer Stromquelle (links) sowie die zugehörigen Strom-Spannungskennlinien der Anordnung (rechts).

Da die LEDs einen negativen Temperaturkoeffizienten besitzen, kann sich dieser Effekt noch verstärken. Die LED mit dem höheren Strom erfährt eine stärkere Erwärmung, womit die Durchflussspannung weiter absinkt. Dadurch tritt eine noch ungünstigere Stromverteilung auf. Insgesamt wirkt sich die Änderung der Durchflussspannung einer LED auf die Helligkeitsverteilung bezüglich aller LEDs aus.

A.7.1.4 Serienschaltung an einer Stromquelle

Bild A.49 zeigt die Serienschaltung der LEDs an einer Stromquelle mit dem Nennwert des Diodenstroms im typischen Arbeitspunkt. Damit fließt durch jede LED derselbe Strom und alle LEDs leuchten mit dem gewünschten Nennlichtstrom gleich hell. Bei der Veränderung einer Durchlasskennlinie kommt es nicht zu einer Änderung des Diodenstroms.

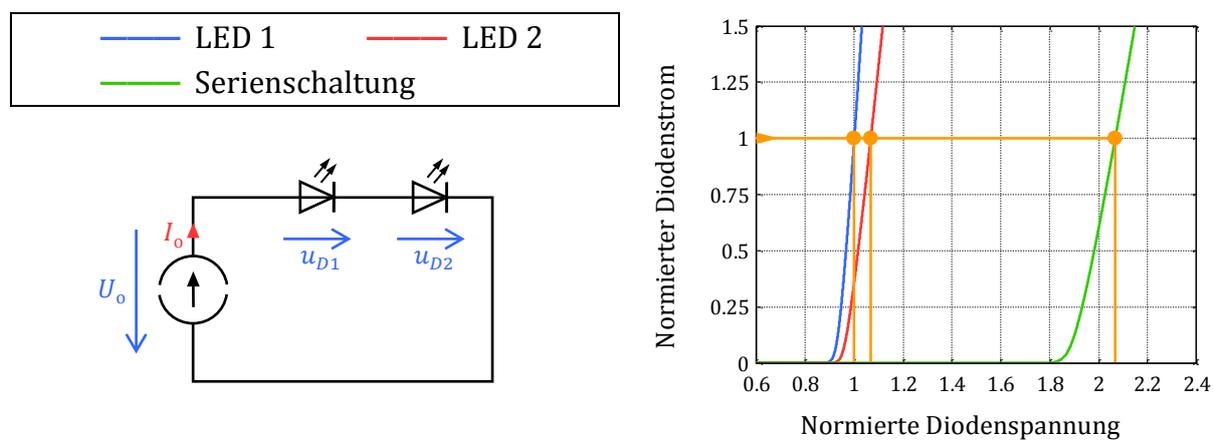


Bild A.49: Schaltbild der Reihenschaltung zweier Leuchtdioden an einer Stromquelle (links) sowie die zugehörigen Strom-Spannungskennlinien der Anordnung (rechts).

A.7.1.5 Zusammenfassung

In einer Serienschaltung fließt durch jede LED der gleiche elektrische Strom, sodass jede LED prinzipiell auch den gleichen Lichtstrom aufweist. Dabei ist der LED-Strang mit einer Stromquelle zu betreiben, die den Nennstrom vorgibt. Den direkten Betrieb an einer Spannungsquelle gilt es zu vermeiden, da schon kleine Änderungen in der speisenden Spannung zu einer relativ großen Variation im elektrischen Strom bzw. Lichtstrom der LEDs führen. Bei einer Serienschaltung addieren sich die Durchflussspannungen aller LEDs, sodass eine mitunter hohe Strangspannung entsteht. Unter Umständen ist die Spannung jedoch durch eine geforderte Schutzklasse begrenzt oder applikationsabhängig anderweitig limitiert. Ein Leerlauf einer LED führt zum Totalausfall des Strangs, während ein Kurzschlussfall den Betrieb mit reduzierter Helligkeit prinzipiell weiterhin ermöglicht.

Eine direkte parallele Verschaltung von LEDs gilt es aufgrund der starken Streuung der Durchflussspannung zu vermeiden, da sich hier der Gesamtstrom ungleichmäßig auf die LEDs aufteilt. Eine gleichmäßige Strom- und damit Helligkeitsverteilung ist nur durch ein Binning der LEDs bezüglich der Durchflussspannung oder durch zusätzliche schaltungstechnische Symmetriermaßnahmen erreichbar. Die Spannung eines Parallelstrangs liegt mit der typischen Durchflussspannung einer LED relativ niedrig. Eine Parallelschaltung

erfordert jedoch mit dem Summenstrom aller LEDs einen größeren Betriebsstrom. Der Kurzschluss einer LED führt zum Ausfall des kompletten Strangs.

Neben der reinen Parallel- und Reihenschaltung ist auch eine Kombination von beidem möglich. Dies lässt einen Kompromiss zwischen mitunter hohen Betriebsspannungen bei einer reinen Reihenschaltung und mitunter hohen Betriebsströmen bei einer reinen Parallelschaltung zu. Gebräuchlich ist hier meist die Serienschaltung von mehreren LEDs mit der anschließenden Parallelschaltung mehrerer Serienstränge [425]. Die gleichmäßige Stromaufteilung auf die parallelen Stränge bedingt eine Symmetrierung [426] [427] [428] [429], die im einfachsten Fall aus einem ohmschen Widerstand [430] [431] besteht.

A.7.2 Ansteuermöglichkeiten

Wie im vorherigen Abschnitt erläutert, erfolgt die Versorgung von Leuchtdioden idealerweise mit einem konstanten Strom. Dabei sind mehrere LEDs in Reihe zu einem Strang zu verschalten. Im Folgenden werden verschiedene Ansteuermöglichkeiten kurz vorgestellt und deren Vor- und Nachteile angesprochen.

A.7.2.1 Betrieb mit Vorwiderstand

Im Bild A.50 (links) ist ein LED-Strang an einer Stromquelle mit endlichem Innenwiderstand R angeschlossen. Für ein ideales Stromquellenverhalten sollte dieser Widerstand gegen unendlich streben, sodass der LED-Strang unabhängig von seiner Strangspannung mit dem konstanten Strom I_o versorgt wird. Die Stromquelle lässt sich mathematisch in eine Spannungsquelle $U_o = I_o R$ mit dem Innenwiderstand R äquivalent umrechnen. Demnach bildet ein ohmscher Widerstand eine einfache und kostengünstige Ballastierung einer LED oder eines LED-Strangs. Für ein möglichst ideales Stromquellenverhalten der Schaltung sollte der Vorwiderstand und damit der Wert der speisenden Spannungsquelle möglichst groß sein. Der Strangstrom wird dann hauptsächlich durch den Widerstandswert und nicht durch die toleranzbehaftete Strangspannung bestimmt. Nachteilig sind jedoch die im Vorwiderstand anfallenden Verluste, die proportional mit dem Widerstandswert skalieren. So ist ein Kompromiss zwischen der Effizienz der Schaltung und der Stromregelfähigkeit notwendig.

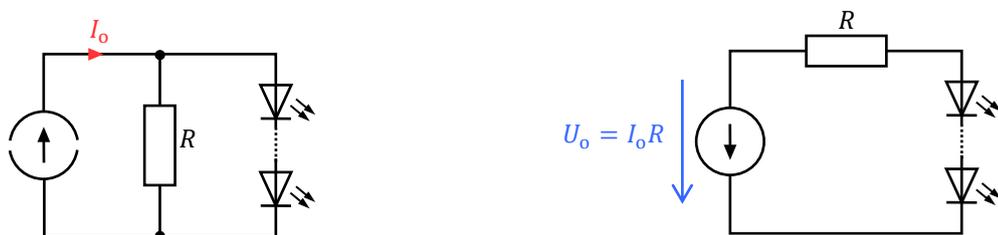


Bild A.50: LED-Strang an einer Stromquelle mit dem Innenwiderstand R (links) sowie derselbe LED-Strang an einer Spannungsquelle mit dem Innenwiderstand R (rechts). Die beiden Schaltungen sind äquivalent ineinander umrechenbar.

Bild A.51 zeigt an einem Beispiel die sich einstellenden Arbeitspunkte bei der Ballastierung mittels eines Widerstands gemäß Bild A.50 (rechts) in einem Strom-Spannungsdiagramm. Dabei ergibt der Schnittpunkt der Arbeitsgeraden (grün) mit der Kennlinie der

LED oder des LED-Strangs (blau, rot) den jeweils auftretenden Arbeitspunkt (orange). Bei einer hohen Quellspannung mit einem großen Vorwiderstand verläuft die Arbeitsgerade relativ flach, sodass eine Änderung der Durchflussspannung einer LED kaum zu einer Stromänderung führt.

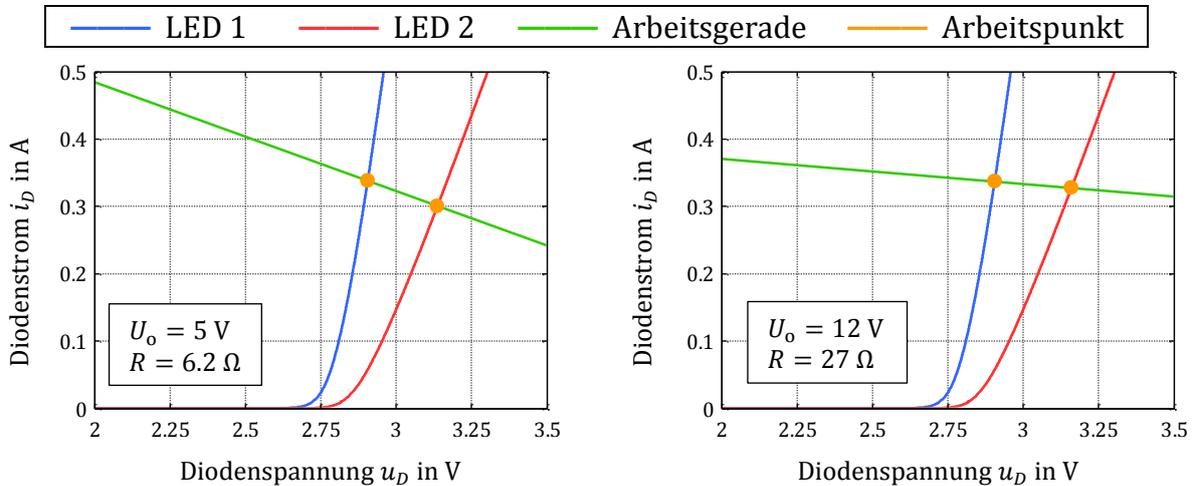


Bild A.51: Die sich einstellenden Arbeitspunkte bei der Ballastierung mittels eines Widerstands gemäß Bild A.50 (rechts).

A.7.2.2 Betrieb mit linearer Stromquelle

Bei der Ballastierung mittels eines ohmschen Widerstands nach Bild A.50 liegt ein konstanter Widerstandswert vor, sodass der Strangstrom von der speisenden Quellspannung und der Strangspannung abhängt. Im Prinzipschaltbild von Bild A.52 ist der Widerstand nun durch ein steuerbares Längselement ersetzt. In der Praxis erfolgt die Realisierung meist durch einen Bipolartransistor oder einen MOSFET. Ein Fehlerverstärker vergleicht nun den gemessenen Ausgangsstrom mit einer Referenz und gibt ein entsprechendes Stellsignal an das Längselement. Somit wird spannungsunabhängig der Strom auf seinen Sollwert geregelt. Die Differenz zwischen der Strangspannung und der Quellspannung fällt über dem Längselement ab. Für die Funktion der Schaltung existiert eine positive, untere Schranke für diese Differenzspannung. Demnach ist eine Quellspannung erforderlich, die mindestens über der höchstmöglichen Strangspannung liegt. Im Hinblick auf eine hohe Effizienz sollte sie dabei so niedrig wie möglich gewählt werden, da die Verluste im Längselement linear mit der darüber abfallenden Spannung steigen.

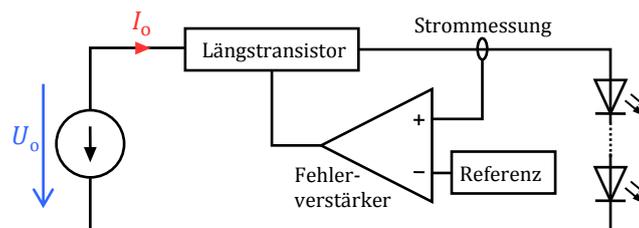


Bild A.52: Prinzipieller Aufbau einer linearen Stromquelle zur Ballastierung eines LED-Strangs.

Zwei Möglichkeiten der praktischen Realisierung einer linearen Stromquelle stellt Bild A.53 dar. Im linken Schaltbild realisiert ein npn-Bipolartransistor das Längselement.

Die Stromrückkopplung erfolgt durch einen Widerstand im Emitterzweig. Bessere Stromregeleigenschaften bietet die Schaltung der rechten Grafik, die auf einem Linearregler basiert. Der Linearregler integriert eine genaue Referenzspannungsquelle sowie einen Differenzverstärker. Ein externer Widerstand misst den Strangstrom. Ebenso sind am Markt genau auf diese Applikation zugeschnittene ICs [432] [433] [434] [435] verfügbar, die gute Regeleigenschaften aufweisen und nur eine geringe Anzahl an weiteren externen Komponenten benötigen sowie zusätzliche Funktionen bieten.

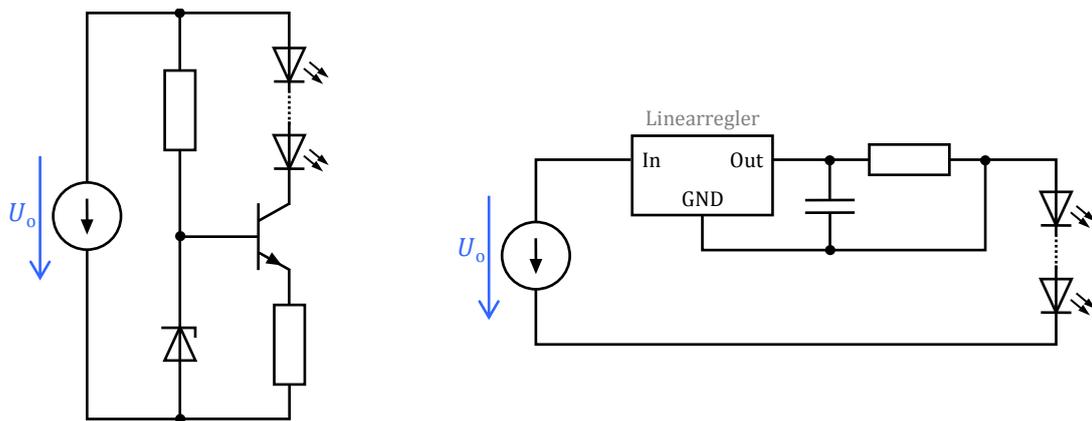


Bild A.53: Möglichkeiten zur Realisierung einer linearen Stromquelle zur Ballastierung eines LED-Strangs.

A.7.2.3 Betrieb mit Schaltregler

Eine effiziente Möglichkeit der Versorgung eines LED-Strangs bietet der Einsatz von Schaltreglern. Hierbei sind Wirkungsgrade von über 90 % realisierbar. Ein entsprechendes System stellt vereinfacht Bild A.54 dar. Der Konverter regelt unabhängig von der Eingangsspannung den Strangstrom auf einen konstanten Wert. Dabei kann je nach Konvertertopologie die Quellspannung auch unterhalb der Strangspannung liegen. Gegenüber den beiden vorherigen Ansteuermöglichkeiten ist jedoch ein erhöhter Bauteil Aufwand erforderlich.

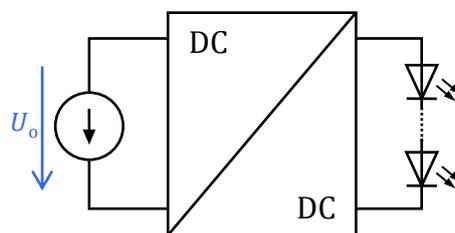


Bild A.54: Versorgung eines LED-Strangs mit einem Schaltregler.

Anhang B Analyse von Schaltungen

B.1 Ergänzungen zu Kapitel 3

B.1.1 Eingangsstufe aus B2-Brücke, Kondensator und Leistungssenke

Bild B.1 zeigt die Eingangsstufe bestehend aus einem Brückengleichrichter mit nachgeschalteter Zwischenkreiskapazität C_B . Als Last ist parallel zum Kondensator eine Leistungssenke geschaltet, welche dem Zwischenkreis eine konstante Leistung P entnimmt. Alle Komponenten sind als ideal zu betrachten. Die Schaltung wird durch die sinusförmige Wechselspannung

$$u_i(\varphi) = \hat{u}_i \sin(\varphi), \quad (\text{B.1})$$

mit $\varphi = \omega t$, gespeist.

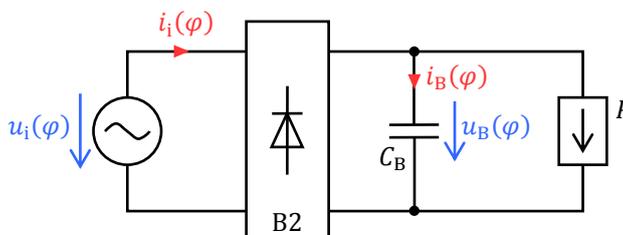


Bild B.1: Prinzipielles Schaltbild der Eingangsstufe mit B2-Brückengleichrichter, Zwischenkreiskondensator C_B und Leistungssenke P .

B.1.1.1 Herleitung der Kurvenverläufe

Zu bestimmen sind die Umschaltwinkel φ_1 und φ_2 der Diodenbrücke sowie die Verläufe von Zwischenkreisspannung $u_B(\varphi)$ und Netzstrom $i_i(\varphi)$. Einen exemplarischen Verlauf der Spannungen über einer Netzperiode mit den relevanten Phasenwinkeln zeigt Bild B.2.

Die Analyse der Schaltung beginnt in der positiven Netzspitze bei $\varphi = \pi/2$, da zu diesem Zeitpunkt sowohl der Zustand der Diodenbrücke als auch die Spannung über der Zwischenkreiskapazität eindeutig bekannt sind.

Im Intervall $\pi/2 \leq \varphi < \varphi_1$ leitet die Diodenbrücke und die Spannung

$$u_B(\varphi) = u_i(\varphi) = \hat{u}_i \sin(\varphi) \quad (\text{B.2})$$

über der Zwischenkreiskapazität folgt direkt der Netzspannung. Der Netzstrom

$$i_i(\varphi) = \frac{P}{u_B(\varphi)} + C_B \frac{d\varphi}{dt} \frac{du_B(\varphi)}{d\varphi} = \frac{P}{\hat{u}_i \sin(\varphi)} + \omega C_B \hat{u}_i \cos(\varphi) \quad (\text{B.3})$$

ist der um den Entladestrom des Kondensators verminderte Laststrom.

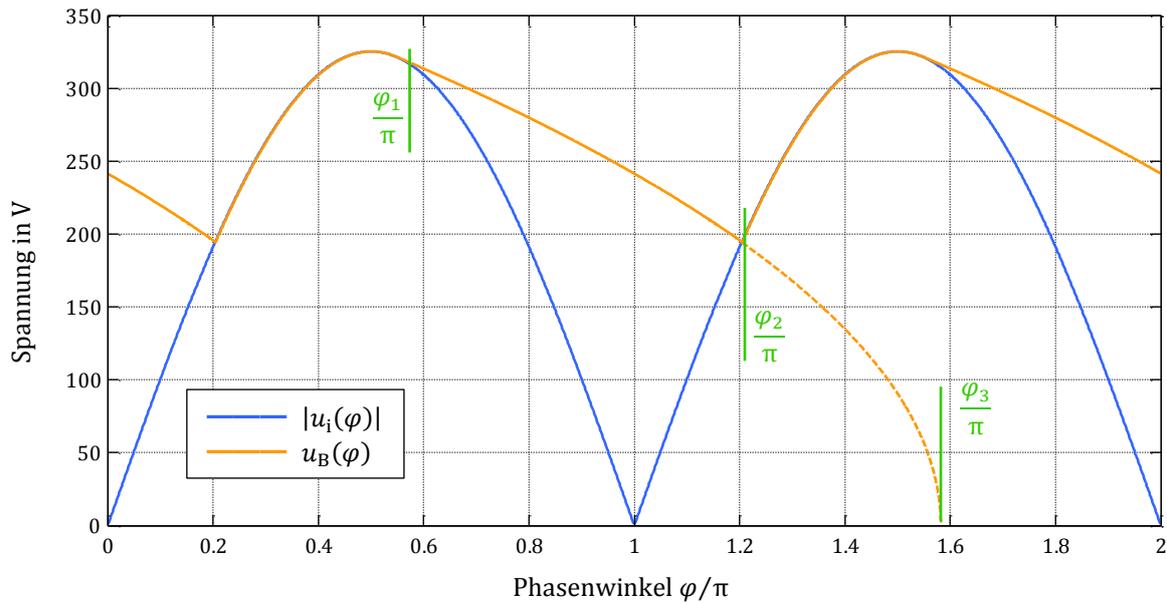


Bild B.2: Exemplarischer Verlauf der Zwischenkreisspannung und relevante Phasenwinkel der Eingangsstufe nach Bild B.1 am europäischen Netz mit $C_B/P = 0.2 \mu\text{F}/\text{W}$.

Die Diodenbrücke geht in den sperrenden Zustand über, wenn für den Winkel

$$\varphi_1 = \frac{\pi}{2} + \frac{1}{2} \arcsin\left(\frac{2P}{\omega C_B \hat{u}_i^2}\right) \quad (\text{B.4})$$

der Netzstrom gerade zu null geworden ist. Im folgenden Intervall $\varphi_1 \leq \varphi < \varphi_2$ bleibt die Brücke in Sperrrichtung gepolt und der Netzstrom ist dementsprechend null:

$$i_i(\varphi) = 0 \quad (\text{B.5})$$

Die Ausgangslast wird ausschließlich von der Zwischenkreiskapazität gespeist, deren Spannung gemäß der geltenden Differentialgleichung

$$C_B \frac{d\varphi}{dt} \frac{du_B(\varphi)}{d\varphi} + \frac{P}{u_B(\varphi)} = 0 \quad (\text{B.6})$$

bzw. der zugehörigen Lösung

$$u_B(\varphi) = \sqrt{[\hat{u}_i \sin(\varphi_1)]^2 - \frac{2P(\varphi - \varphi_1)}{\omega C_B}} \quad (\text{B.7})$$

absinkt. Würde nun kein Netzwerkwechsel stattfinden, so wäre der Kondensator beim Winkel

$$\varphi_3 = \varphi_1 + \frac{\omega C_B}{2P} [\hat{u}_i \sin(\varphi_1)]^2 \quad (\text{B.8})$$

komplett entladen (vgl. Bild B.2). Damit die Kapazität den Nulldurchgang der Netzspannung überbrücken kann, muss $\varphi_3 > \pi$ gelten. Aus dieser Bedingung lässt sich mit (B.4) und (B.8) die transzendente Ungleichung

$$x[\arcsin(x) - \pi] + \sqrt{1 - x^2} + 1 > 0 \quad (\text{B.9})$$

mit der Abkürzung

$$x = \frac{2P}{\omega C_B \hat{u}_1^2} \quad (\text{B.10})$$

ableiten, mit deren Hilfe sich die minimal notwendige leistungsbezogene Kapazität zu

$$\frac{C_B}{P} > 1.38 \frac{2}{\omega \hat{u}_1^2} \quad (\text{B.11})$$

numerisch berechnen lässt. Mit diesem Kapazitätswert ist auch sichergestellt, dass (B.4) reell lösbar ist.

Unter der Randbedingung (B.11) erreicht beim Winkel $\varphi_2 > \pi$ die Zwischenkreisspannung (B.7) die gleichgerichtete Netzspannung und die Diodenbrücke wechselt wieder in den leitenden Zustand, aber diesmal mit umgekehrter Polarität. Der zugehörige Winkel φ_2 muss aus der Gleichung

$$\sqrt{[\hat{u}_i \sin(\varphi_1)]^2 - \frac{2P(\varphi_2 - \varphi_1)}{\omega C_B}} + \hat{u}_i \sin(\varphi_2) = 0 \quad (\text{B.12})$$

numerisch bestimmt werden, da eine analytische Lösung nicht möglich ist. Der Lösungswinkel liegt dabei im Intervall

$$\pi < \varphi_2 < \min\left(\frac{3\pi}{2}, \varphi_3\right). \quad (\text{B.13})$$

Basierend auf der Analyse im betrachteten Bereich $\pi/2 \leq \varphi \leq \varphi_2$ können nun mit den Umschaltwinkeln aus (B.4) und (B.12) die kompletten periodischen Verläufe von Zwischenkreisspannung und Netzstrom angegeben werden:

$$u_B(\varphi) = \begin{cases} u_B(\varphi + \pi) & \text{für } \varphi \leq \varphi_2 - \pi \\ \hat{u}_i \sin(\varphi) & \text{für } \varphi_2 - \pi < \varphi \leq \varphi_1 \\ \sqrt{[\hat{u}_i \sin(\varphi_1)]^2 - \frac{2P(\varphi - \varphi_1)}{\omega C_B}} & \text{für } \varphi_1 < \varphi \leq \varphi_2 \\ u_B(\varphi - \pi) & \text{für } \varphi_2 < \varphi \end{cases} \quad (\text{B.14})$$

$$i_i(\varphi) = \begin{cases} -i_i(\varphi + \pi) & \text{für } \varphi \leq \varphi_2 - \pi \\ \frac{P}{\hat{u}_i \sin(\varphi)} + \omega C_B \hat{u}_i \cos(\varphi) & \text{für } \varphi_2 - \pi < \varphi \leq \varphi_1 \\ 0 & \text{für } \varphi_1 < \varphi \leq \varphi_2 \\ -i_i(\varphi - \pi) & \text{für } \varphi_2 < \varphi \end{cases} \quad (\text{B.15})$$

Mit diesen beiden Größen ist auch die Berechnung des Stroms durch die Zwischenkreis-kapazität

$$i_B(\varphi) = |i_i(\varphi)| - \frac{P}{u_B(\varphi)} \quad (\text{B.16})$$

möglich.

Die Verläufe von Zwischenkreisspannung und Netzstroms nach (B.14) und (B.15) stellt exemplarisch Bild B.3 dar.

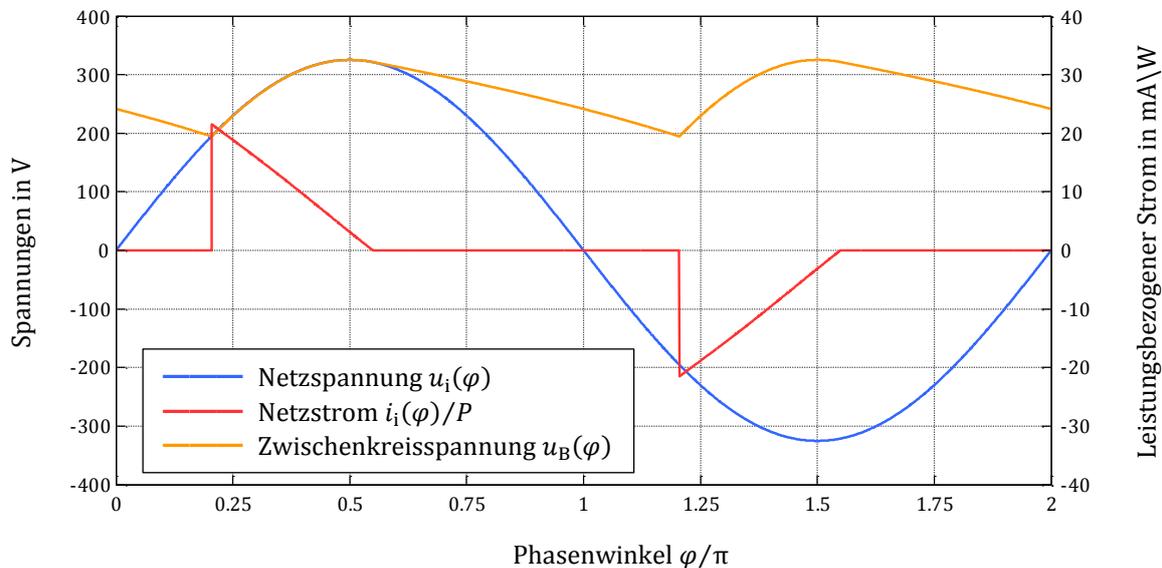


Bild B.3: Exemplarischer Verlauf von Netzspannung, Zwischenkreisspannung und Netzstrom mit $C_B/P = 0.2 \mu\text{F}/\text{W}$. Der Netzstrom ist auf die Leistung P bezogen.

B.1.1.2 Berechnung der Netzharmonischen

Die Amplituden der Oberschwingungen im Eingangsstrom nach (B.15) lassen sich über eine Fourierreihenentwicklung [211] [232] berechnen. Aufgrund der symmetrischen Eigenschaft $i_i(\varphi) = -i_i(\varphi + \pi)$ des Stroms sind dabei nur ungeradzahlige Harmonische ($n \in \{3, 5, 7, \dots\}$) im Spektrum vorhanden. Die Effektivwerte der Oberschwingungen müssen in Relation zu den in der Norm DIN EN 61000-3-2 definierten Grenzwerten betrachtet werden, welche für Beleuchtungseinrichtungen in der Tabelle 2.7 aufgeführt sind. In dem hier betrachteten Leistungsbereich $P \leq 25 \text{ W}$ wird eine Aussteuerung

$$a_n = \frac{I_n/P}{J_n} \quad (\text{B.17})$$

der Grenzwerte für die einzelnen Oberschwingungen definiert. Dabei wird der Effektivwert

$$I_n = \frac{\hat{i}_n}{\sqrt{2}} \quad (\text{B.18})$$

der n -ten Harmonischen auf die Leistung P normiert und durch den zugehörigen leistungsbezogenen Grenzwert J_n aus Tabelle 2.7 dividiert. Demnach muss zur Erfüllung der Oberschwingungsnorm für alle relevanten Harmonischen die Bedingung $a_n \leq 1$ gelten. Für die ersten vier ungeraden Oberschwingungen zeigt Bild B.4 die Aussteuerung in Abhängigkeit der leistungsbezogenen Kapazität. Da über dem gesamten Bereich immer mindestens eine der Kurven oberhalb eins bzw. 100 % liegt, ist ersichtlich, dass mit der betrachteten Eingangsstufe die tabellarischen Grenzwerte der Norm unter keinen Umständen eingehalten werden können.

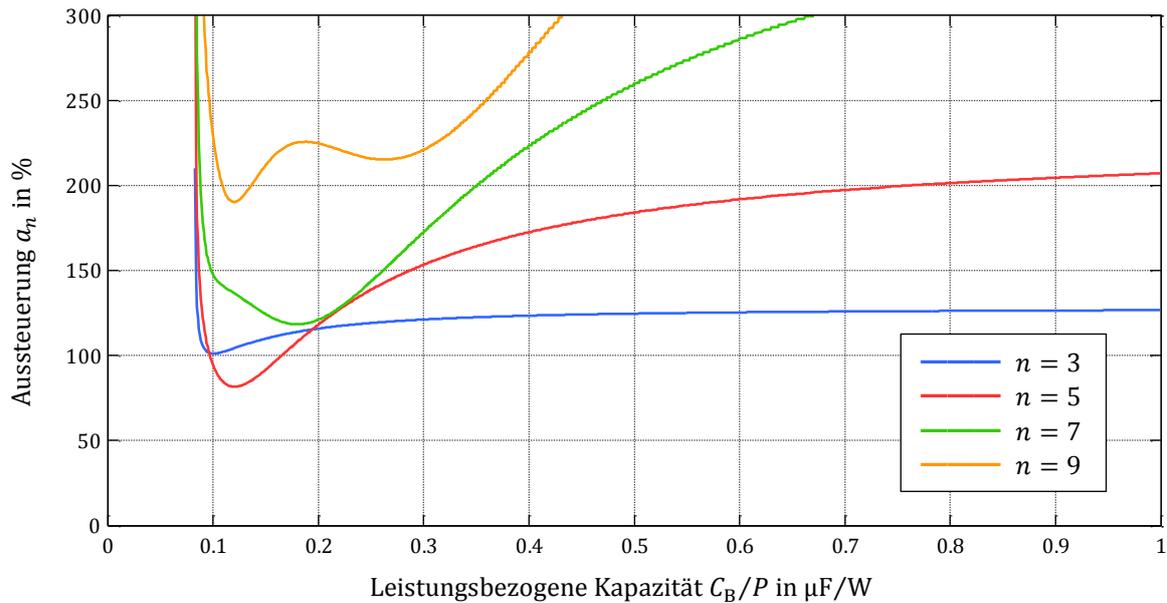


Bild B.4: Aussteuerung der Grenzwerte a_n der Oberschwingungsnorm DIN EN 61000-3-2 für Beleuchtungseinrichtungen mit $P \leq 25$ W für einen Netzstrom nach (B.15).

Die Grenzwerte für Beleuchtungseinrichtungen mit einer Leistung $P > 25$ W liegen noch niedriger, sodass auch hier ohne weitere Maßnahmen keine Normkonformität erreichbar ist.

B.1.1.3 Reduzierung der Netzharmonischen mit Filterdrossel

Zur Reduzierung der Oberschwingungen kann, wie in Bild B.5 abgebildet, eine Induktivität L in die Netzleitung geschaltet werden. Diese sogenannte Netzdrossel kann sowohl vor als auch hinter dem Brückengleichrichter liegen. Die Schaltung mit einer Leistungsenke als Last ist nicht mehr analytisch lösbar. Es muss auf numerische Methoden zur Lösung des resultierenden Differentialgleichungssystems zurückgegriffen werden.

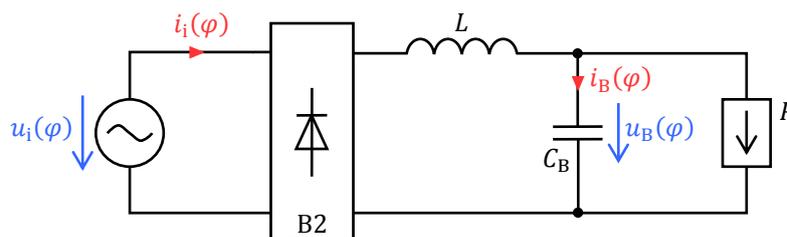


Bild B.5: Schaltbild der Eingangsstufe von Bild B.1 mit zusätzlicher Induktivität L zur Reduzierung der Oberschwingungen im Eingangsstrom.

Die Grafik in Bild B.6 zeigt den minimal erforderlichen Wert des Produkts aus Induktivität L und Leistung P als Funktion der leistungsbezogenen Zwischenkreiskapazität, um die Grenzwerte der Oberschwingungsnorm DIN EN 61000-3-2 für Beleuchtungseinrichtungen mit einer Leistung $P \leq 25$ W einzuhalten.

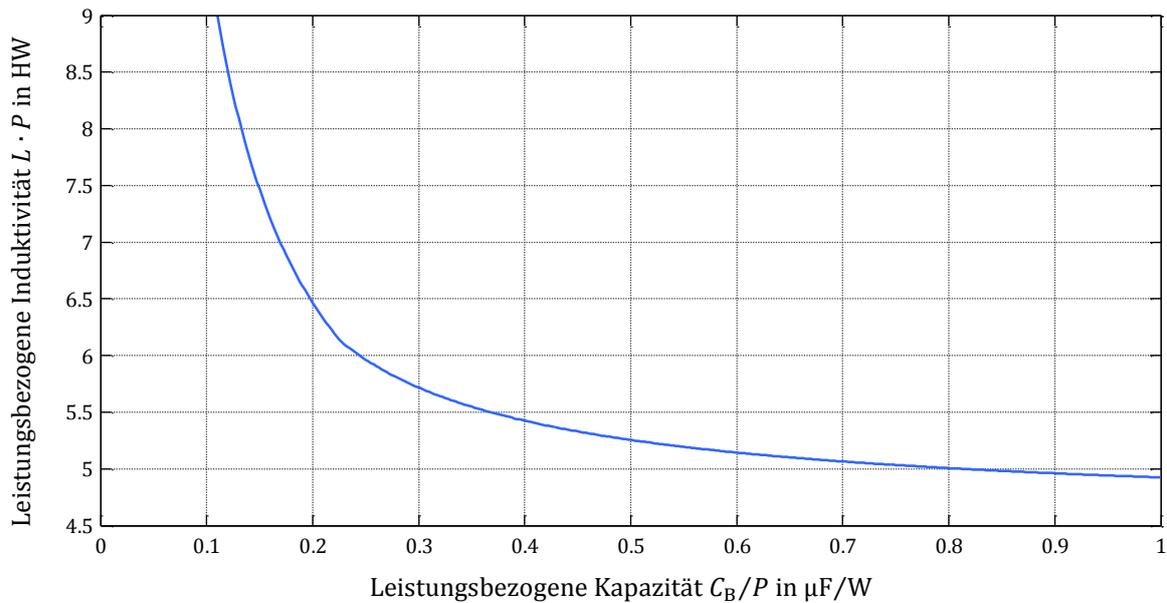


Bild B.6: Minimal notwendiger Wert des Produkts aus Induktivität und Leistung $L \cdot P$ als Funktion der leistungsbezogenen Zwischenkreiskapazität C_B/P , um die Grenzwerte der Oberschwingungsnorm DIN EN 61000-3-2 für Beleuchtungseinrichtungen mit einer Leistung $P \leq 25 \text{ W}$ zu erfüllen.

Für große Kapazitäten strebt das Produkt bei einer nunmehr konstanten Zwischenkreisspannung $U_B = 292 \text{ V}$ asymptotisch gegen den Wert 4.6 HW . Der Induktivitätswert ist bei konstanter Zwischenkreiskapazität umgekehrt proportional zur Leistung. Für den in dieser Arbeit betrachteten Leistungsbereich um die 10 W werden Werte ab ca. 500 mH benötigt. Trotz der relativ kleinen Ströme im zweistelligen mA-Bereich sind diese nur in vergleichsweise großen Bauformen realisierbar, welche die Größe der Leistungsinduktivität deutlich übersteigt.

Es ist darauf hinzuweisen, dass die Eingangsstromform bei extrem großen Werten für das Produkt $L \cdot P$ die Oberschwingungsnorm nicht mehr erfüllt. Im Extremfall für $L \rightarrow \infty$ wirkt die hinter der Brücke liegende Drossel wie eine Stromquelle und es fließt ein blockförmiger Netzstrom. Dieser besitzt zwar mit $\lambda \approx 0.9$ einen relativ großen Leistungsfaktor, die Harmonischen liegen aber oberhalb der Grenzwerte.

Des Weiteren sind nicht für alle Kombinationen von Induktivität und Kapazität die stationären Lösungen mit einer Periode von π stabil. Bei kleinen Schwankungen läuft die Schaltung von Bild B.5 in einen 2π -periodischen Zustand, in welchem der Stromverlauf in der positiven und negativen Netzhalbschwingung unterschiedlich ist. Das Auftreten derartiger Unsymmetrien wurde bereits in [436] festgestellt. Eigenständige Messungen bestätigen ebenfalls das vorhergesagte Verhalten.

B.1.2 Eingangsstufe aus B2-Brücke, Kondensator und Stromsenke

Gegenüber der Schaltung von Bild B.1 ist die Last nicht durch eine Leistungssenke, sondern durch eine Konstantstromquelle mit dem Wert I_o modelliert. Das geänderte Ersatzschaltbild zeigt Bild B.7. Alle Komponenten sind als ideal zu betrachten. Die Schaltung wird wieder durch die sinusförmige Wechselspannung

$$u_i(\varphi) = \hat{u}_i \sin(\varphi) \quad (\text{B.19})$$

gespeist.

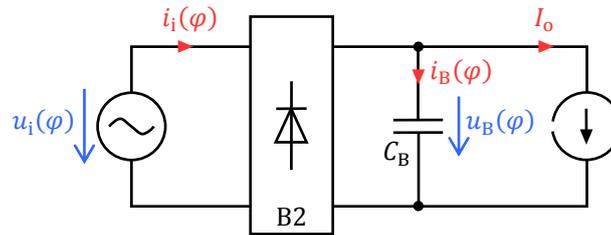


Bild B.7: Prinzipielles Schaltbild der Eingangsstufe mit B2-Brückengleichrichter, Zwischenkreis-kondensator C_B und Stromsenke I_o .

B.1.2.1 Herleitung der Kurvenverläufe

Analog zur Vorgehensweise von Anhang B.1.1.1 sind die Verläufe von Zwischenkreisspannung $u_B(\varphi)$, Netzstrom $i_i(\varphi)$ sowie die dafür benötigten Umschaltwinkel φ_1 und φ_2 der Diodenbrücke zu bestimmen. Exemplarisch zeigt Bild B.8 den Verlauf der Spannungen mit den beiden relevanten Phasenwinkeln.

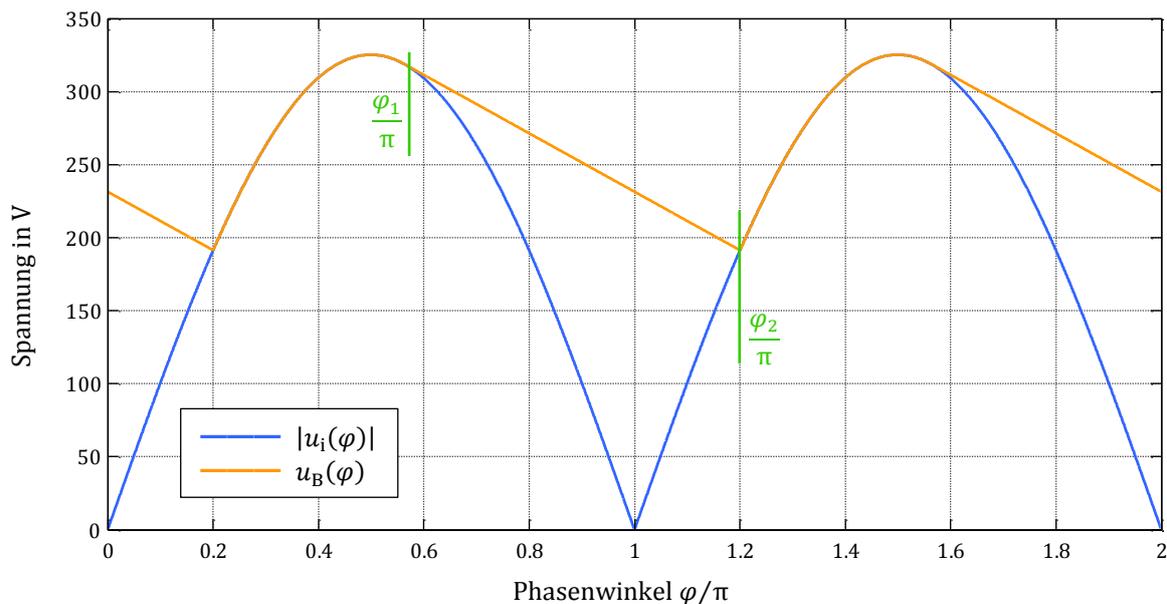


Bild B.8: Exemplarischer Verlauf der Zwischenkreisspannung und relevante Phasenwinkel der Eingangsstufe nach Bild B.7 am europäischen Netz mit $C_B/I_o = 50 \mu\text{F}/\text{A}$.

Mit dem Beginn der Analyse bei der positiven Netzspitze bei $\varphi = \pi/2$ befindet sich die Diodenbrücke für das Intervall $\pi/2 \leq \varphi < \varphi_1$ im leitenden Zustand und die Spannung

$$u_B(\varphi) = u_i(\varphi) = \hat{u}_i \sin(\varphi) \quad (\text{B.20})$$

über der Zwischenkreiskapazität folgt der Netzspannung. Der Netzstrom

$$i_i(\varphi) = I_o + C_B \frac{d\varphi}{dt} \frac{du_B(\varphi)}{d\varphi} = I_o + \omega C_B \hat{u}_i \cos(\varphi) \quad (\text{B.21})$$

ist der um den Entladestrom des Kondensators verminderte Laststrom. Beim Winkel

$$\varphi_1 = \frac{\pi}{2} + \arcsin\left(\frac{I_o}{\omega C_B \hat{u}_i}\right) \quad (\text{B.22})$$

wird der Netzstrom zu null und die Diodenbrücke wechselt in den Sperrzustand. Mit dem Argument der arcsin-Funktion in (B.22) ergibt sich über den Definitionsbereich des Hauptzweigs der Arkusfunktion eine minimal notwendige strombezogene Kapazität

$$\frac{C_B}{I_o} > \frac{1}{\omega \hat{u}_i}, \quad (\text{B.23})$$

die überschritten werden muss, damit das Intervall $\varphi_1 \leq \varphi < \varphi_2$ mit sperrender Brücke überhaupt auftritt. In diesem Intervall ist der Netzstrom identisch null:

$$i_i(\varphi) = 0 \quad (\text{B.24})$$

Die Ausgangslast wird ausschließlich von der Zwischenkreiskapazität gespeist, deren Spannung gemäß der geltenden Differentialgleichung

$$C_B \frac{d\varphi}{dt} \frac{du_B(\varphi)}{d\varphi} + I_o = 0 \quad (\text{B.25})$$

mit dem linearen Verlauf

$$u_B(\varphi) = \hat{u}_i \sin(\varphi_1) - \frac{I_o}{\omega C_B} (\varphi - \varphi_1) \quad (\text{B.26})$$

absinkt. Beim Phasenwinkel φ_2 erreicht die gleichgerichtete Netzspannung die Zwischenkreisspannung und die Diodenbrücke wechselt wieder in den leitenden Zustand. Wie auch bei der Leistungssenke als Last muss der zugehörige Winkel φ_2 numerisch bestimmt werden. Bei der Stromquelle am Ausgang ist die notwendige Gleichung durch

$$\hat{u}_i \sin(\varphi_1) - \frac{I_o}{\omega C_B} (\varphi_2 - \varphi_1) + \hat{u}_i \sin(\varphi_2) = 0 \quad (\text{B.27})$$

gegeben, wobei der Lösungswinkel im Intervall

$$\pi < \varphi_2 < \frac{3\pi}{2} \quad (\text{B.28})$$

liegt.

Basierend auf der Analyse im betrachteten Bereich $\pi/2 \leq \varphi \leq \varphi_2$ können nun zusammen mit den Umschaltwinkeln aus (B.22) und (B.27) die kompletten periodischen Verläufe von Zwischenkreisspannung, Netzstrom sowie des Stroms durch den Zwischenkreiskondensator angegeben werden:

$$u_B(\varphi) = \begin{cases} u_B(\varphi + \pi) & \text{für } \varphi \leq \varphi_2 - \pi \\ \hat{u}_i \sin(\varphi) & \text{für } \varphi_2 - \pi < \varphi \leq \varphi_1 \\ \hat{u}_i \sin(\varphi_1) - \frac{I_o}{\omega C_B} (\varphi - \varphi_1) & \text{für } \varphi_1 < \varphi \leq \varphi_2 \\ u_B(\varphi - \pi) & \text{für } \varphi_2 < \varphi \end{cases} \quad (\text{B.29})$$

$$i_i(\varphi) = \begin{cases} -i_i(\varphi + \pi) & \text{für } \varphi \leq \varphi_2 - \pi \\ I_o + \omega C_B \hat{u}_i \cos(\varphi) & \text{für } \varphi_2 - \pi < \varphi \leq \varphi_1 \\ 0 & \text{für } \varphi_1 < \varphi \leq \varphi_2 \\ -i_i(\varphi - \pi) & \text{für } \varphi_2 < \varphi \end{cases} \quad (\text{B.30})$$

$$i_B(\varphi) = |i_i(\varphi)| - I_o \quad (\text{B.31})$$

Neben der Netzspannung stellt Bild B.9 exemplarisch die Verläufe von Zwischenkreisspannung und Netzstrom nach (B.29) und (B.30) dar.

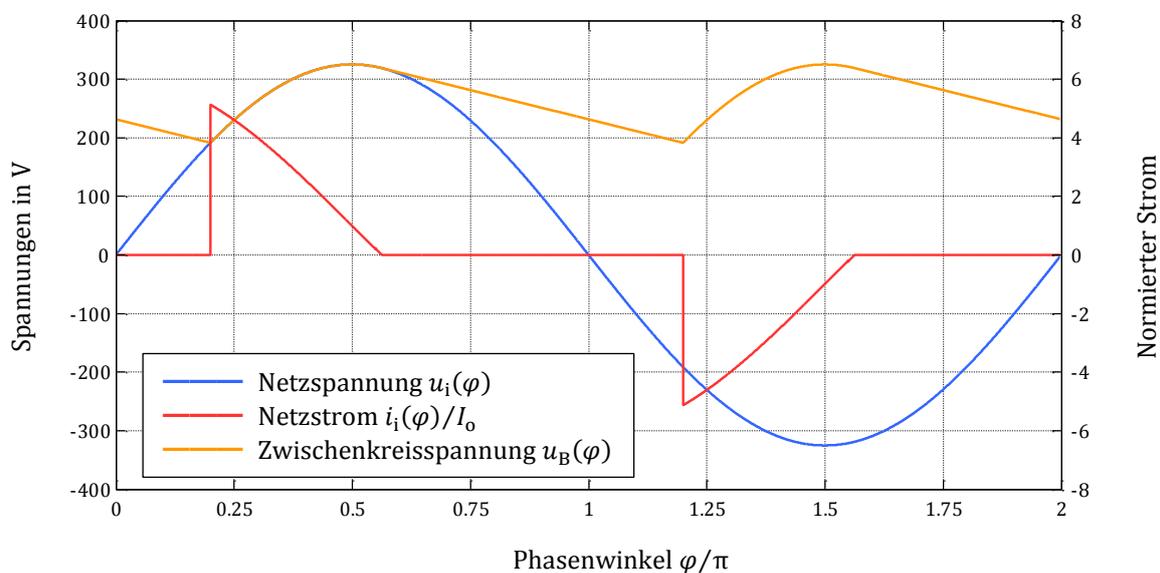


Bild B.9: Exemplarischer Verlauf von Netzspannung, Zwischenkreisspannung und Netzstrom mit $C_B/I_o = 50 \mu\text{F}/\text{A}$. Der Netzstrom ist auf den Ausgangsstrom I_o bezogen.

Gehorchen die Kapazitätswerte nicht der Bedingung (B.23), so ist kein Intervall mit sperrender Diodenbrücke mehr vorhanden. Im Nulldurchgang der Netzspannung findet lediglich ein Polaritätswechsel statt. Die Kurvenverläufe sind dann vereinfacht durch

$$u_B(\varphi) = \hat{u}_i |\sin(\varphi)| \quad (\text{B.32})$$

und

$$i_i(\varphi) = [\omega C_B \hat{u}_i \cos(\varphi) + I_o] \cdot \text{sgn}[\sin(\varphi)] \quad (\text{B.33})$$

gegeben.

B.2 Ergänzungen zu Kapitel 4

B.2.1 Einstufige Konvertertopologie mit sinusförmigem Eingangsstrom

Basierend auf den Erläuterungen von Kapitel 4.2.1 zeigt Bild B.10 das Modell der Ausgangsstufe mit der Ausgangskapazität C_B , die von einer linearen Spannungsquelle U_D in Reihe mit dem Widerstand R belastet wird. Die Speisung der Schaltung erfolgt durch eine

Stromquelle, die den Ausgang der Konverterstufe repräsentiert. Der Strom ist mit der Netzspannung

$$u_i(\varphi) = \hat{u}_i \sin(\varphi) \quad (\text{B.34})$$

und dem Netzstrom

$$i_i(\varphi) = \hat{i}_i \sin(\varphi), \quad (\text{B.35})$$

von zwei externen Größen abhängig, die beide einen sinusförmigen Verlauf mit gleicher Frequenz und Phasenbeziehung aufweisen. Der Spitzenwert des Netzstroms gibt dabei für eine gegebene Netzspannung die aufgenommene Leistung an. Des Weiteren wird der Strom in erster Näherung durch den Mittelwert der Kondensatorspannung

$$U_B = \frac{1}{\pi} \int_{\varphi_0 - \pi}^{\varphi_0} u_B(\varphi) d\varphi \quad (\text{B.36})$$

bezüglich einer Netzhalbschwingung zusätzlich durch eine interne Größe mitbestimmt.

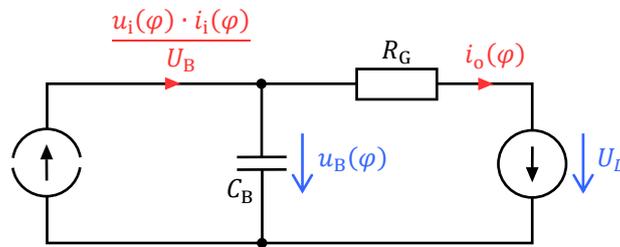


Bild B.10: Schaltbild der Ausgangsstufe mit Ausgangskondensator C_B , Widerstand R und Spannungsquelle U_D .

B.2.1.1 Lösung der Differentialgleichung

Das System von Bild B.10 ist durch die lineare, inhomogene Differentialgleichung mit konstanten Koeffizienten

$$\frac{\hat{u}_i \hat{i}_i R_G}{2U_B} [1 - \cos(2\varphi)] = \omega R_G C_B \frac{du_B(\varphi)}{d\varphi} + u_B(\varphi) - U_D \quad (\text{B.37})$$

beschreibbar. Für diese Klasse von Differentialgleichungen sind einschlägige analytische Lösungsmethoden [437] bekannt, sodass hier direkt die Lösung

$$u_B(\varphi) = -\frac{\hat{u}_i \hat{i}_i R_G}{2U_B} \frac{2\omega R_G C_B \sin(2\varphi) + \cos(2\varphi)}{(2\omega R_G C_B)^2 + 1} + \left(\frac{\hat{u}_i \hat{i}_i R_G}{2U_B} + U_D \right) \quad (\text{B.38})$$

angegeben wird. Die Kondensatorspannung weist einen harmonischen Verlauf mit der doppelten Netzfrequenz zuzüglich eines Gleichanteils auf. Das Einsetzen des Verlaufs in die Definition des Mittelwerts (B.36) liefert mit der daraus folgenden Bestimmungsgleichung

$$U_B = \frac{\hat{u}_i \hat{i}_i R_G}{2U_B} + U_D \quad (\text{B.39})$$

den Mittelwert bzw. Gleichanteil

$$U_B = \frac{1}{2} \left[U_D + \sqrt{U_D^2 + 2R_G \hat{u}_i \hat{i}_i} \right] \quad (\text{B.40})$$

in Abhängigkeit der Schaltungs- und Netzeingangsgrößen. Ferner gilt mit dem Mittelwert des Strangstroms I_o

$$U_B = I_o R_G + U_D. \quad (\text{B.41})$$

Damit ist (B.38) als

$$u_B(\varphi) = -\frac{\sqrt{U_D^2 + 2R_G \hat{u}_i \hat{i}_i} - U_D}{2[(2\omega R_G C_B)^2 + 1]} [2\omega R_G C_B \sin(2\varphi) + \cos(2\varphi)] + U_B \quad (\text{B.42})$$

darstellbar. In einem weiteren Schritt werden die beiden Schwingungsterme unterschiedlicher Amplitude und Phase, aber gleicher Frequenz zur Lösung

$$u_B(\varphi) = \hat{u}_B \sin \left[2\varphi + \text{atan} \left(\frac{1}{2\omega R_G C_B} \right) + \pi \right] + U_B \quad (\text{B.43})$$

mit

$$\hat{u}_B = \frac{\sqrt{U_D^2 + 2R_G \hat{u}_i \hat{i}_i} - U_D}{2\sqrt{(2\omega R_G C_B)^2 + 1}} \quad (\text{B.44})$$

zusammengefasst.

B.2.1.2 Berechnung von Kenngrößen

Die sich ändernde Kondensatorspannung führt ebenfalls zu einer Variation im Ausgangsstrom I_o . Diese wird mit der Modulation (2.2) erfasst und ist für die Anordnung dieses Kapitels mit

$$M = \frac{(U_B + \hat{u}_B - U_D) - (U_B - \hat{u}_B - U_D)}{(U_B + \hat{u}_B - U_D) + (U_B - \hat{u}_B - U_D)} = \frac{\hat{u}_B}{U_B - U_D} = \frac{1}{\sqrt{(2\omega R_G C_B)^2 + 1}} \quad (\text{B.45})$$

gegeben. Der Mittelwert des Ausgangsstroms berechnet sich über die Gleichspannungsgrößen zu

$$I_o = \frac{U_B - U_D}{R_G} = \frac{\sqrt{U_D^2 + 2R_G \hat{u}_i \hat{i}_i} - U_D}{2R_G} \quad (\text{B.46})$$

und wird über den Spitzenwert des Netzstroms \hat{i}_i auf seinen Arbeitspunktwert eingestellt. Für viele Betrachtungsweisen ist es sinnvoll den Spitzenwert (B.44) und den Mittelwert (B.40) der Kondensatorspannung als Funktion des mittleren Ausgangsstroms und nicht in Abhängigkeit der Netzgrößen anzugeben:

$$\hat{u}_B = \frac{I_o R_G}{\sqrt{(2\omega R_G C_B)^2 + 1}} \quad (\text{B.47})$$

$$U_B = I_o R_G + U_D \quad (\text{B.48})$$

Neben dem Mittelwert des Ausgangsstroms ist für die Berechnung der Verlustleistung eines optionalen Vorwiderstands auch der Effektivwert des Ausgangsstroms

$$I_{o,\text{rms}} = \frac{1}{R_G} \sqrt{(U_B - U_D)^2 + \frac{1}{2} \hat{u}_B^2} = I_o \sqrt{1 + \frac{1}{2} M^2} \approx I_o \quad (\text{B.49})$$

interessant, der aber aufgrund der niedrigen Modulation nur wenig über dem Mittelwert liegt¹⁴⁰. Auch der Effektivwert des Stroms durch den Ausgangskondensator

$$I_{B,\text{rms}} = \sqrt{2} \omega C_B \hat{u}_B = \frac{\sqrt{2} \omega R_G C_B}{\sqrt{(2\omega R_G C_B)^2 + 1}} I_o = \frac{\sqrt{2}}{2} I_o \sqrt{1 - M^2} \approx \frac{\sqrt{2}}{2} I_o \quad (\text{B.50})$$

hängt in guter Näherung nur vom mittleren Ausgangsstrom ab.

B.2.1.3 Fehlerbetrachtung

Mit der Linearisierung (4.13) wurde die nichtlineare Differentialgleichung (4.12) durch die lineare Differentialgleichung (4.15) bzw. (B.37) angenähert. Im Folgenden soll gezeigt werden, dass der dadurch entstehende Fehler zur exakten Lösung vernachlässigbar gering ist.

Für eine konkrete Strangleistung $P = 9 \text{ W}$ ist bei nomineller Eingangsspannung ein Spitzenwert des Netzstroms von

$$\hat{i}_i = \frac{2P}{\hat{u}_i} \approx 55.4 \text{ mA} \quad (\text{B.51})$$

nötig. Die Ausgangskapazität

$$C_B = \frac{1}{2\omega R_G} \sqrt{M_{\text{max}}^{-2} - 1} \quad (\text{B.52})$$

ist in Abhängigkeit des Widerstands R kleinstmöglich gewählt, da hier die höchste Modulation und auch der größte Fehler auftritt. Neben der Näherungslösung der Modulation $M = M_{\text{max}}$ wird nun durch Lösen der nichtlinearen Differentialgleichung zusätzlich der exakte Wert von M berechnet. Als Funktion des Widerstands R zeigt Bild B.11 für drei unterschiedliche Knickspannungen U_D den relativen Fehler [438] in Prozent.

Zum einen ist der Fehler stets positiv. Die Näherung sagt demnach eine höhere Modulation voraus als tatsächlich auftritt. Zum anderen liegt der Fehler betragsmäßig bei lediglich wenigen zehntel Prozent bei niedrigen Strangspannung und nimmt mit höheren Spannungen tendenziell sogar noch ab. Eine Dimensionierung der Ausgangskapazität auf Basis der genäherten analytischen Lösung ist demnach möglich.

¹⁴⁰ Der relative Fehler ist betragsmäßig bei $M = M_{\text{max}}$ am größten und liegt dort bei -0.42 %.

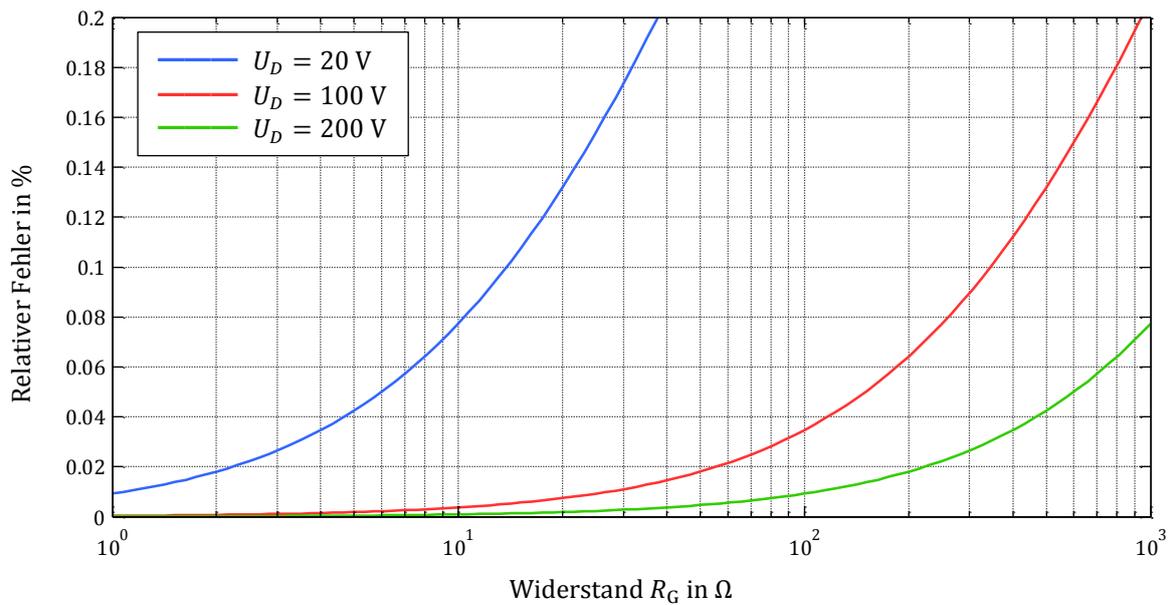


Bild B.11: Relativer Fehler der Linearisierung bezüglich der exakten Lösung in Abhängigkeit des Widerstands R_G für drei verschiedene Knickspannungen U_D .

B.2.2 Abschätzung des minimalen Leistungsfaktors der Stromformen

Die Grenzwerte der Oberschwingungen des Eingangsstroms dürfen die Vorgaben der DIN EN 61000-3-2 nicht überschreiten. Gleichzeitig muss am Eingang der Schaltung ein Leistungsfaktor von mindestens 0.5 vorliegen. Das vorliegende Kapitel zeigt, dass für die untersuchten Stromformen praktisch stets die Forderung des Mindestleistungsfaktors erfüllt ist, wenn die Eingangstromform die Grenzwerte der Oberschwingungsströme einhält.

Der Effektivwert des Eingangsstroms

$$I_i = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \approx \sqrt{\sum_{n=1}^{40} I_n^2} \quad (\text{B.53})$$

ist durch die Effektivwerte I_n der einzelnen Harmonischen darstellbar. Ein Gleichanteil ist dabei nicht vorhanden. Prinzipiell ist die Summation bis $n \rightarrow \infty$ durchzuführen. In der Praxis fallen jedoch die Amplituden der Harmonischen mit mindestens $1/n$ ab, sodass höhere Harmonische nur einen verschwindend geringen Beitrag leisten. Die Summation in (B.53) erfolgt daher nur bis zur 40. Harmonischen. Bis zu dieser Ordnung sind auch von der DIN EN 61000-3-2 Grenzwerte vorgegeben. Bei den untersuchten Stromformen handelt es sich mit

$$i_i(t) = -i_i(-t) = -i_i\left(t + \frac{1}{2} \frac{2\pi}{\omega}\right) \quad (\text{B.54})$$

um eine ungerade Funktionen mit Halbwellensymmetrie. Damit treten mit

$$n \in \{1, 3, 5, 7, \dots\} \quad (\text{B.55})$$

nur ungeradzahlige Harmonische auf, die sich durch Sinusterme der Form

$$i_n(t) = \hat{i}_n \sin(n\omega t) \quad (\text{B.56})$$

darstellen lassen. Mit diesen Stromformen ist eine Verzerrungsblindleistung, aber keine Verschiebungsblindleistung vorhanden. Der niedrigste Leistungsfaktor wird demnach erreicht, wenn die Verzerrung maximal wird und die Höhe der Oberschwingungen genau den Grenzwerten entspricht. Der Effektivwert des Eingangsstroms

$$I_i = \sqrt{I_1^2 + P^2 \sum_{n=3,5,\dots}^{39} J_n^2} \quad (\text{B.57})$$

ist somit neben dem Effektivwert der Grundschwingung I_1 , welche die Wirkleistung überträgt, durch die leistungsabhängigen Grenzwerte J_n aus Tabelle 2.7 darstellbar. Mit

$$I_1 = \frac{P}{U_i} = \frac{\sqrt{2}P}{\hat{u}_i} \quad (\text{B.58})$$

lässt sich (B.57) zu

$$I_i = P \sqrt{\frac{2}{\hat{u}_i^2} + \sum_{n=3,5,\dots}^{39} J_n^2} \quad (\text{B.59})$$

umschreiben, wodurch der minimale Leistungsfaktor

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P}{\frac{1}{\sqrt{2}} \hat{u}_i I_i} = \frac{\sqrt{2}}{\hat{u}_i} \left[\frac{2}{\hat{u}_i^2} + \sum_{n=3,5,\dots}^{39} J_n^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{B.60})$$

gegeben ist. Dieser ist unabhängig von der übertragenen Leistung P , aber abhängig von der Netzspannung. Der konkrete Zahlenwert bei der Nenneingangsspannung beträgt

$$\lambda \approx 0.727. \quad (\text{B.61})$$

Unterschreiten die Oberschwingungen die vorgeschriebenen Grenzwerte, so liegt der Leistungsfaktor über dem Wert von (B.61), womit auch der Minimalwert der Spezifikation $\lambda = 0.5$ überschritten wird.

Im praktischen Aufbau befindet sich am Eingang der Schaltzelle eine Filterkapazität. Diese Kapazität wird periodisch von der (gleichgerichteten) Netzspannung umgeladen und erzeugt damit eine zusätzliche Verschiebungsblindleistung, welche den Leistungsfaktor der Schaltung herabsetzt. Mit der Berücksichtigung¹⁴¹ einer Filterkapazität C_F erweitert sich (B.60) zu

¹⁴¹ Die Formel gilt strenggenommen nur für eine Kapazität vor dem Brückengleichrichter, direkt an der Netzspannung. Mit einer Kapazität hinter dem Brückengleichrichter tritt um die Nulldurchgänge ein Intervall mit sperrender Diodenbrücke auf und es entsteht eine zusätzliche Verzerrungsblindleistung [192].

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P}{\frac{1}{\sqrt{2}} \hat{u}_i I_i} = \frac{\sqrt{2}}{\hat{u}_i} \left[\frac{2}{\hat{u}_i^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{\omega C_F \hat{u}_i}{P} \right)^2 + \sum_{n=3,5,\dots}^{39} J_n^2 \right]^{-\frac{1}{2}}. \quad (\text{B.62})$$

Um bei einer kompletten Aussteuerung der Grenzwerte den minimalen Leistungsfaktor von $\lambda = 0.5$ auch bei vorhandenen Filterkondensatoren nicht zu unterschreiten, darf der leistungsbezogene Kapazitätswert 87 nF/W nicht überschreiten.

B.2.3 Kennwerte zur Stromform 6

Im Folgenden sind einige Kenngrößen zur Stromform 6 nach (4.56) des Kapitels 4.2.6 aufgelistet. Die Herleitung der Formeln ist analog zur beschriebenen Vorgehensweise in Kapitel 4.2.2.

Die Amplitude der Grundschwingung ist durch

$$\hat{i}_1 = \frac{4}{\pi} \hat{i}_i \left[\cos(\varphi_1) - \cos(\varphi_2) - \left(\frac{\pi}{2} - \varphi_1 \right) \sin(\varphi_1) + \left(\frac{\pi}{2} - \varphi_2 \right) \sin(\varphi_2) \right] \quad (\text{B.63})$$

gegeben. Mit diesem Ausdruck ist ebenfalls der Stromparameter

$$\hat{i}_i = \frac{2P}{\hat{u}_i} \frac{\pi/4}{\cos(\varphi_1) - \cos(\varphi_2) - \left(\frac{\pi}{2} - \varphi_1 \right) \sin(\varphi_1) + \left(\frac{\pi}{2} - \varphi_2 \right) \sin(\varphi_2)} \quad (\text{B.64})$$

zur Übertragung der Leistung P bekannt. Mit $n \in \{3,5,7, \dots\}$ sind die ungeraden Oberschwingungen durch

$$\hat{i}_n = \frac{4}{\pi} \hat{i}_i \left[\frac{\cos(n\varphi_1) - \cos(n\varphi_2)}{n} - \sin(\varphi_1) \left[\frac{\pi}{2} - \varphi_1 - \sum_{k=1}^{(n-1)/2} \frac{\sin(2k\varphi_1)}{k} \right] + \sin(\varphi_2) \left[\frac{\pi}{2} - \varphi_2 - \sum_{k=1}^{(n-1)/2} \frac{\sin(2k\varphi_2)}{k} \right] \right] \quad (\text{B.65})$$

definiert. Aufgrund der Halbwellensymmetrie verschwinden dagegen die geraden Oberschwingungen $n \in \{2,4,6, \dots\}$. Der Leistungsfaktor lässt sich über den Ausdruck

$$\lambda = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \left[\cos(\varphi_1) - \cos(\varphi_2) - \left(\frac{\pi}{2} - \varphi_1 \right) \sin(\varphi_1) + \left(\frac{\pi}{2} - \varphi_2 \right) \sin(\varphi_2) \right] \cdot \left[\varphi_2 - \varphi_1 - 2 \sin(\varphi_1) \ln \left[\tan \left(\frac{\varphi_2}{2} \right) \cot \left(\frac{\varphi_1}{2} \right) \right] + \frac{1}{2} \sin(2\varphi_1) + \frac{1}{2} \sin(2\varphi_2) - 2 \sin(\varphi_1) \cos(\varphi_2) \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{B.66})$$

berechnen.

B.2.4 Alternative Stromform zur Stromform 5

Mit der Stromform 5 (Kapitel 4.2.5) und der Stromform 6 (Kapitel 4.2.6) wurden bereits zwei Stromformen vorgestellt, die auf den Buck-Konverter zugeschnitten sind. Der aktuelle Abschnitt stellt dazu zwei entsprechende Alternativen vor. Während die Stromform 5 mit kleiner werdendem Phasenwinkel φ_1 sich zunehmend einem blockförmigen Strom nähert, so weist die folgende Alternative einen zunehmend sinusförmigen Verlauf auf. Im Anschluss wird auch diese Stromform, in Anlehnung an Stromform 6, um ein Intervall konstanter Leistung erweitert.

B.2.4.1 Alternative Stromform

Neben der Stromform 5 aus dem Kapitel 4.2.5 ist mit (B.67) eine weitere Eingangsstromform gegeben, die mit einem Buck-Konverter realisierbar ist. Während für einen Phasenwinkel $\varphi_1 = 0$ die Stromform 5 blockförmig ist, weist die alternative Stromform (B.67) bei diesem Winkel einen perfekt sinusförmigen Verlauf auf.

$$i_i(\varphi) = \begin{cases} 0 & \text{für } 0 \leq \varphi < \varphi_1 \\ \hat{i}_i[\sin(\varphi) - \sin(\varphi_1)] & \text{für } \varphi_1 \leq \varphi < \pi/2 \\ i_i(\pi - \varphi) & \text{für } \pi/2 \leq \varphi < \pi \end{cases} \quad (\text{B.67})$$

Bild B.12 stellt den Stromverlauf (B.67) beispielhaft für die positive Netzhalbschwingung dar. Eine Erweiterung auf eine komplette Netzperiode sowie deren periodische Fortsetzung erfolgt durch (4.23).

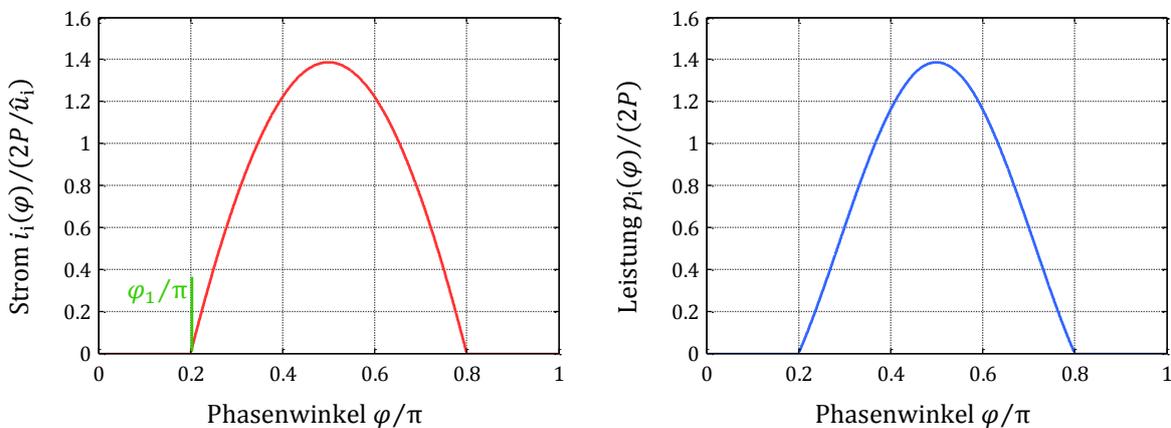


Bild B.12: Verlauf des normierten Eingangstroms (links) nach (B.67) und der zugehörigen normierten Eingangsleistung (rechts) für die positive Netzhalbschwingung.

Der Stromparameter

$$\hat{i}_i = \frac{2P}{\hat{u}_i} \frac{\pi}{\pi - 2\varphi_1 - \sin(2\varphi_1)} \quad (\text{B.68})$$

zur Übertragung der Leistung P ist aus der Amplitude der Grundschwingung

$$\hat{i}_1 = \frac{1}{\pi} \hat{i}_i [\pi - 2\varphi_1 - \sin(2\varphi_1)] \quad (\text{B.69})$$

des Eingangstroms (B.67) mit (4.23) berechenbar. Die ungeraden Oberschwingungen mit $n \in \{3,5,7, \dots\}$ sind mit

$$\hat{i}_n = \frac{4}{\pi} \hat{i}_1 \left[\frac{n \sin(\varphi_1) \cos(n\varphi_1) - \sin(n\varphi_1) \cos(\varphi_1)}{n^2 - 1} - \frac{\sin(\varphi_1) \cos(n\varphi_1)}{n} \right] \quad (\text{B.70})$$

gegeben. Darauf basierend zeigt Bild B.13 die Aussteuerung (4.27) der Grenzwerte der Netznorm DIN EN 61000-3-2 für die ersten sechs ungeraden Oberschwingungen in Abhängigkeit des Phasenwinkels φ_1 . Um die Grenzwerte einzuhalten muss der Winkel die Bedingung

$$\varphi_1 \leq 0.324\pi \quad (\text{B.71})$$

erfüllen. Oberhalb dieses Grenzwerts wird die Norm zunächst durch die elfte Harmonische verletzt. Für die Nenneingangsspannung bedeutet der Grenzwinkel (B.71) mit (4.48) eine maximale Ausgangsspannung eines Buck-Konverters von $U_o \approx 276 \text{ V}$.

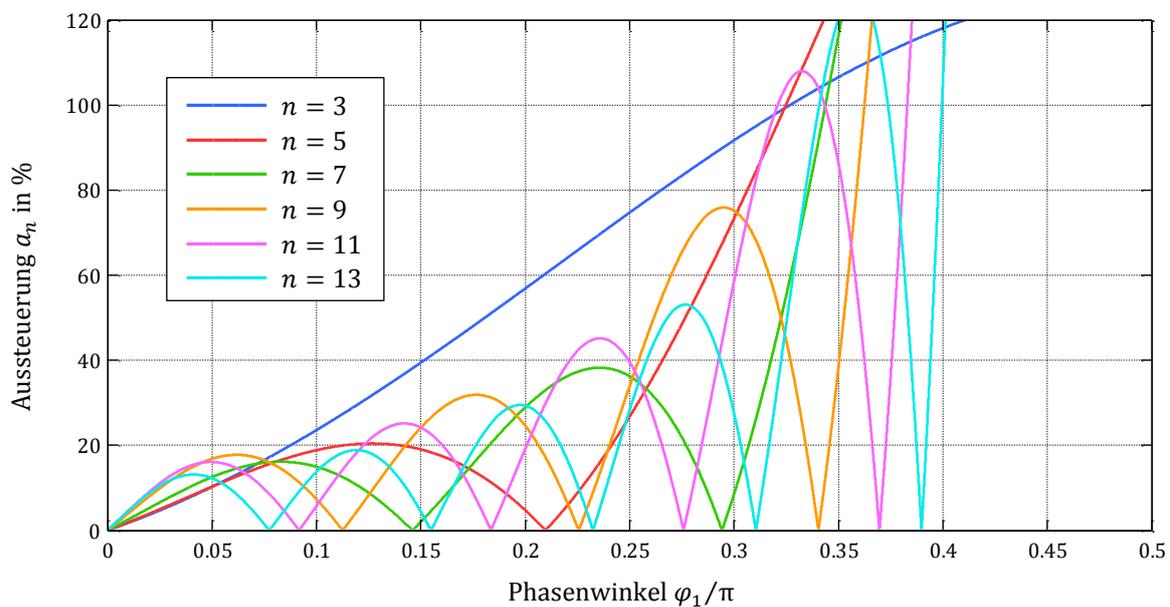


Bild B.13: Aussteuerung der Grenzwerte a_n der Oberschwingungsnorm DIN EN 61000-3-2 für die Eingangsstromform nach (B.67) mit (4.23).

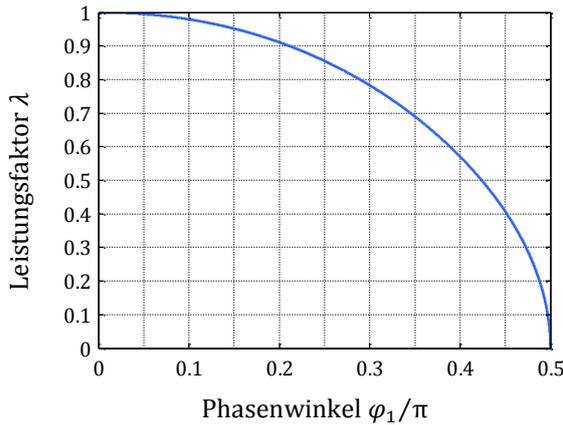
Bild B.14 stellt den Leistungsfaktor

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{\pi - 2\varphi_1 - \sin(2\varphi_1)}{\sqrt{(\pi - 2\varphi_1)[2 - \cos(2\varphi_1)] - 3 \sin(2\varphi_1)}} \quad (\text{B.72})$$

am Eingang des Konverters in Abhängigkeit des Phasenwinkels φ_1 dar.

Mit der Verringerung des Leitwinkels der Diodenbrücke muss der Spitzenwert des Eingangsstroms ansteigen, um die nötige Leistung zum Ausgang des Konverters zu übertragen. Das Verhalten stellt Bild B.15 (links) dar.

Mit der Vergrößerung des Phasenwinkels φ_1 vergrößert sich ebenfalls das Teilintervall der Netzhalbperiode, in dem keine Leistung vom Netz aufgenommen wird. Entsprechend vergrößert sich auch der notwendige Kapazitätswert des Kondensators C_B , um den spezifizierten Maximalwert der Modulation M_{\max} nicht zu überschreiten. Bild B.15 (rechts) zeigt den sich ergebenden Faktor $C_B(\varphi_1)/C_{B,\sin}$.



Ausgewählte Leistungsfaktoren:

- $\lambda(\varphi_1 \approx 0.212\pi) = 0.9$
- $\lambda(\varphi_1 = 0.324\pi) \approx 0.74$
- $\lambda(\varphi_1 \approx 0.424\pi) = 0.5$

Bild B.14: Leistungsfaktor als Funktion des Phasenwinkels φ_1 .

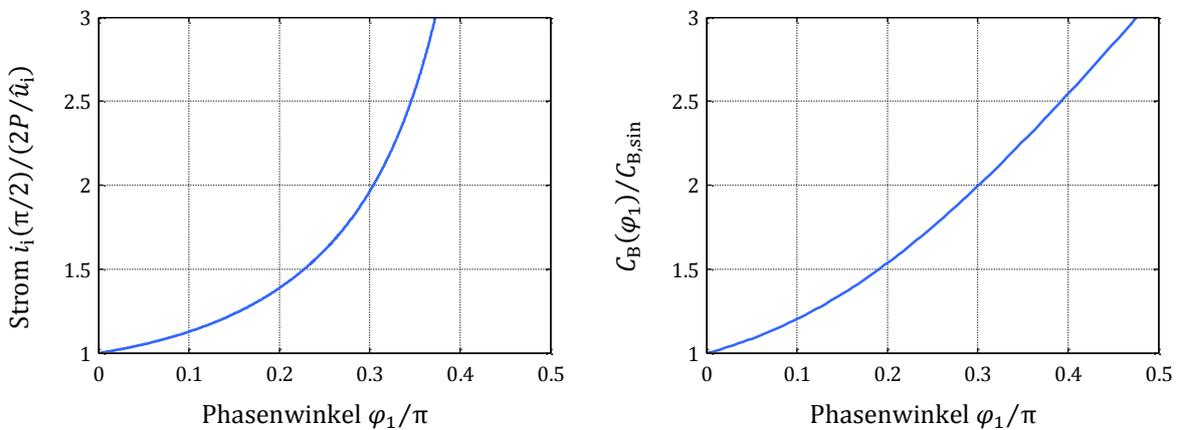


Bild B.15: Normierter Maximalwert des Eingangsstroms (links) sowie der Skalierungsfaktor für die Kapazität für Phasenwinkel $\varphi_1 < 0.5\pi$ (rechts).

Eine praktische Realisierung der beschriebenen Stromform ist mit einem Buck-Konverter möglich, der festfrequent mit konstantem Tastgrad bzw. konstanter Einschaltzeit im diskontinuierlichen Betriebsmodus arbeitet.

B.2.4.2 Alternative Stromform mit Konstantleistungsbereich

Mit der Stromform nach (B.73) wird die alternative Stromform (B.67) um einen Bereich konstanter Eingangsleistung im Intervall $\varphi_2 \leq \varphi < \pi/2$ um die Netzspitze erweitert. Dadurch soll eine Reduzierung der Ausgangskapazität zur Einhaltung der maximalen Modulation erreicht werden.

$$i_i(\varphi) = \begin{cases} 0 & \text{für } 0 \leq \varphi < \varphi_1 \\ \hat{i}_i[\sin(\varphi) - \sin(\varphi_1)] & \text{für } \varphi_1 \leq \varphi < \varphi_2 \\ \hat{i}_i \frac{\sin(\varphi_2) [\sin(\varphi_2) - \sin(\varphi_1)]}{\sin(\varphi)} & \text{für } \varphi_2 \leq \varphi < \pi/2 \\ i_i(\pi - \varphi) & \text{für } \pi/2 \leq \varphi < \pi \end{cases} \quad (\text{B.73})$$

Eine beispielhafte, graphische Darstellung von Eingangstrom und zugehöriger Eingangsleistung zeigt Bild B.16. Die alternative Stromform (B.67) bzw. die Stromform 3 mit (4.35) stellen mit $\varphi_2 = \pi/2$ bzw. $\varphi_1 = 0$ einen Spezialfall von (B.73) dar.

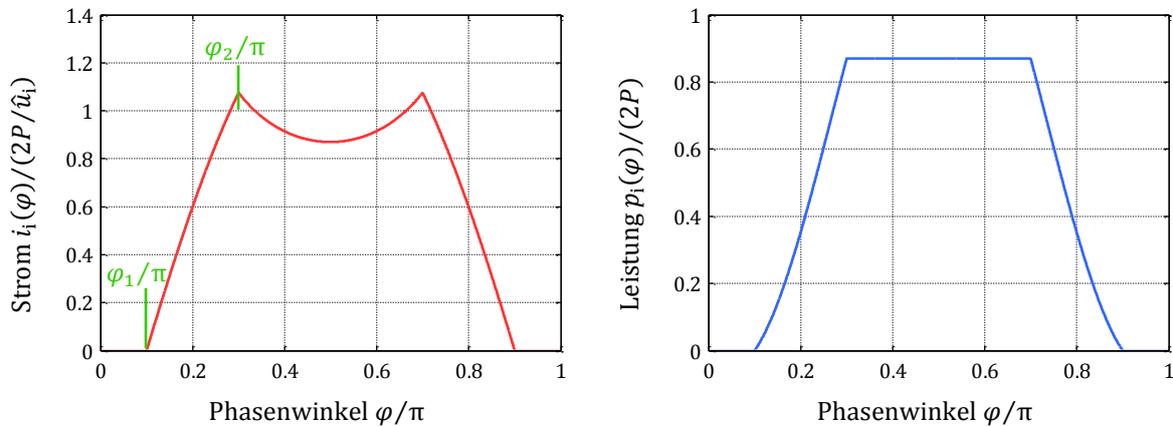


Bild B.16: Verlauf des normierten Eingangstroms (links) nach (B.73) und der zugehörigen normierten Eingangsleistung (rechts) für die positive Netzhalbschwingung.

Die Amplitude der Grundschwingung ist durch

$$\hat{i}_1 = \frac{1}{\pi} \hat{i}_i \left[2(\varphi_2 - \varphi_1) + \sin(2\varphi_1) - \sin(2\varphi_2) - 4 \sin(\varphi_1) [\cos(\varphi_1) - \cos(\varphi_2)] \right. \\ \left. + 4 \sin(\varphi_2) [\sin(\varphi_2) - \sin(\varphi_1)] \left(\frac{\pi}{2} - \varphi_2 \right) \right] \quad (\text{B.74})$$

gegeben. Mit diesem Ausdruck ist ebenfalls der Stromparameter

$$\hat{i}_i = \frac{2P}{\hat{u}_i} \pi \left[2(\varphi_2 - \varphi_1) + \sin(2\varphi_1) - \sin(2\varphi_2) \right. \\ \left. - 4 \sin(\varphi_1) [\cos(\varphi_1) - \cos(\varphi_2)] \right. \\ \left. + 4 \sin(\varphi_2) [\sin(\varphi_2) - \sin(\varphi_1)] \left(\frac{\pi}{2} - \varphi_2 \right) \right]^{-1} \quad (\text{B.75})$$

zur Übertragung der Leistung P bekannt. Mit $n \in \{3,5,7, \dots\}$ sind die ungeraden Oberschwingungen durch

$$\hat{i}_n = \frac{4}{\pi} \hat{i}_i \left[\frac{1}{n^2 - 1} [\sin(n\varphi_2) \cos(\varphi_2) - \sin(n\varphi_1) \cos(\varphi_1) + n \cos(n\varphi_1) \sin(\varphi_1) \right. \\ \left. - n \cos(n\varphi_2) \sin(\varphi_2)] - \frac{1}{n} \sin(\varphi_1) [\cos(n\varphi_1) - \cos(n\varphi_2)] \right. \\ \left. + \sin(\varphi_2) [\sin(\varphi_2) - \sin(\varphi_1)] \left[\frac{\pi}{2} - \varphi_2 - \sum_{k=1}^{(n-1)/2} \frac{\sin(2k\varphi_2)}{k} \right] \right] \quad (\text{B.76})$$

definiert. Aufgrund der Halbwellensymmetrie verschwinden dagegen die geraden Oberschwingungen $n \in \{2,4,6, \dots\}$. Der Leistungsfaktor lässt sich über den Ausdruck

$$\begin{aligned}
 \lambda = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot & \left[2(\varphi_2 - \varphi_1) + \sin(2\varphi_1) - \sin(2\varphi_2) \right. \\
 & - 4 \sin(\varphi_1) [\cos(\varphi_1) - \cos(\varphi_2)] \\
 & \left. + 4 \sin(\varphi_2) [\sin(\varphi_2) - \sin(\varphi_1)] \left(\frac{\pi}{2} - \varphi_2 \right) \right] \\
 & \cdot [(\varphi_2 - \varphi_1)(2 - \cos(2\varphi_1)) - 3 \cos(\varphi_1) \sin(\varphi_1) \\
 & + 4 \cos(\varphi_2) \sin(\varphi_1) - \cos(\varphi_2) \sin(\varphi_2) \\
 & + 2 \sin(\varphi_2) \cos(\varphi_2) [\sin(\varphi_1) - \sin(\varphi_2)]^2]^{-\frac{1}{2}}
 \end{aligned} \tag{B.77}$$

berechnen.

Die Oberschwingungen der Stromform dürfen die Grenzwerte der DIN EN 61000-3-2 nicht überschreiten. In Abhängigkeit der beiden Phasenwinkel φ_1 und φ_2 zeigt Bild B.17 (links) farblich gekennzeichnet, ob die Norm erfüllt ist oder nicht. Im grünen Bereich werden alle Grenzwerte eingehalten, während im roten Bereich für mindestens eine Oberschwingung eine Überschreitung auftritt. Im blau markierten Areal ist die Stromform (B.73) nicht definiert, da immer $\varphi_2 \geq \varphi_1$ gelten muss.

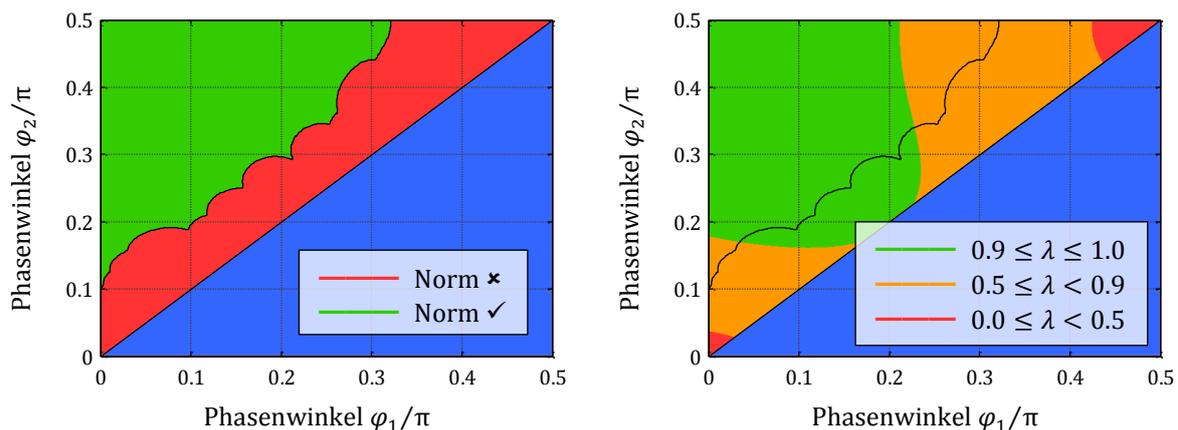


Bild B.17: Farbliche Codierung, ob die Oberschwingungsnorm für die Stromform nach (4.56) erfüllt (grün) oder nicht erfüllt (rot) ist (links), sowie der Leistungsfaktor für drei Bereiche (rechts) jeweils in Abhängigkeit der Phasenwinkel φ_1 und φ_2 . Im blauen Bereich ist die Stromform nicht definiert.

Der Leistungsfaktor, unterteilt in drei Intervalle, stellt Bild B.17 (rechts) dar. Gleichzeitig ist die Grenze zur Normerfüllung von Bild B.17 (links) als schwarze Linie eingezeichnet. Der Leistungsfaktor liegt im gültigen Bereich stets über 0,5 bzw. 0,72 (siehe Anhang B.2.2), wobei auch ein Wert größer als 0,9 in einem weiten Bereich gegeben ist.

Das normierte Maximum im Eingangsstrom an der Stelle φ_2 ist in Abhängigkeit dieses Parameters für drei unterschiedliche Phasenwinkel φ_1 in Bild B.18 (links) dargestellt. Für diese Phasenwinkel φ_1 zeigt die rechte Grafik in Bild B.18 den normierten Wert der Kapazität C_B , welcher für die Modulation M_{\max} benötigt wird. So kann der Kapazitätswert (vgl. Bild B.15, rechts) durch eine Verkleinerung des Winkels φ_2 verringert werden.

Wie in Kapitel 4.2.6 erläutert ist eine Realisierung eines Konstantleistungsbereichs möglich, indem der Buck-Konverter im Grenzbetrieb bei festem Spulenstromspitzenwert betrieben wird. Ein Umschalten der Regel-Strategie innerhalb der Netzperiode ist nötig.

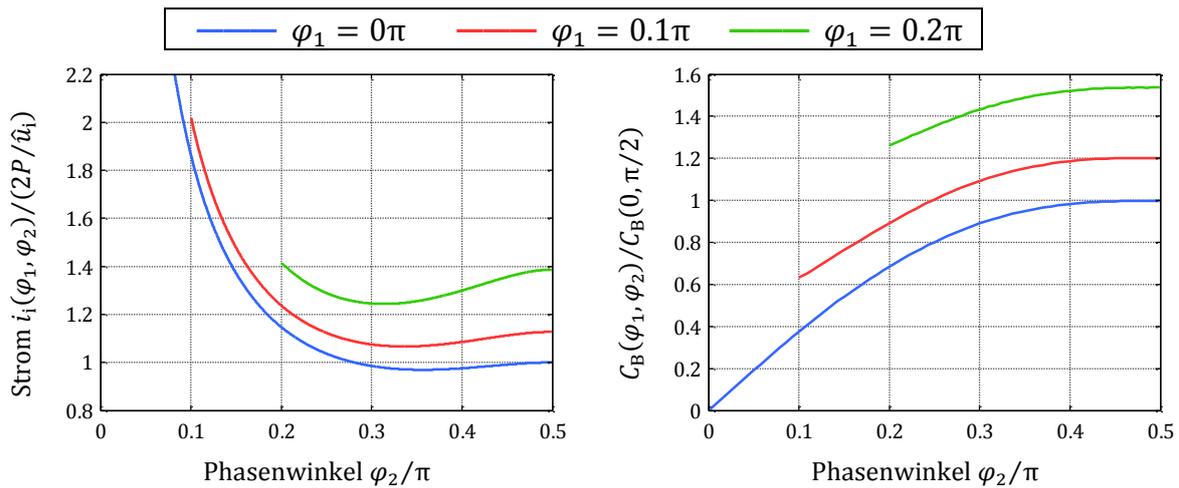


Bild B.18: Normierter Maximalwert des Eingangsstroms (links) sowie der Skalierungsfaktor für die Kapazität (rechts) als Funktion des Phasenwinkels $\varphi_1 < \varphi_2 \leq \pi/2$ für drei Phasenwinkel φ_1 .

B.3 Ergänzungen zu Kapitel 5

B.3.1 Fehlerrechnung zur Herleitung des Stromverlaufs der Boost-Eingangsstufe

Die Herleitungen der Eingangsströme der Eingangsstufen von Kapitel 5.2 treffen mit

$$f \ll f_s \tag{B.78}$$

die Annahme einer im Vergleich zur Netzfrequenz deutlich höheren Schaltfrequenz. Mit dieser Bedingung kann die Netzspannung während eines Hochfrequenzzyklus als konstant angesehen werden, sodass sich deutlich einfachere Gleichungen für die Stromverläufe ergeben. Am folgenden Beispiel des Boost-Konverters soll der errechnete Fehler zwischen der exakten Lösung und der Näherungslösung die Rechtfertigung der gemachten Annahme zeigen. Dazu sei innerhalb einer Netzperiode eine HF-Periode betrachtet, die beim Phasenwinkel φ_0 mit dem Einschalten des Leistungsschalters beginnt. Den prinzipiellen Verlauf des Spulenstroms sowie der Spannung über der Spule stellt Bild B.19 dar. Dabei bezeichnet ω die Kreisfrequenz der Netzspannung.

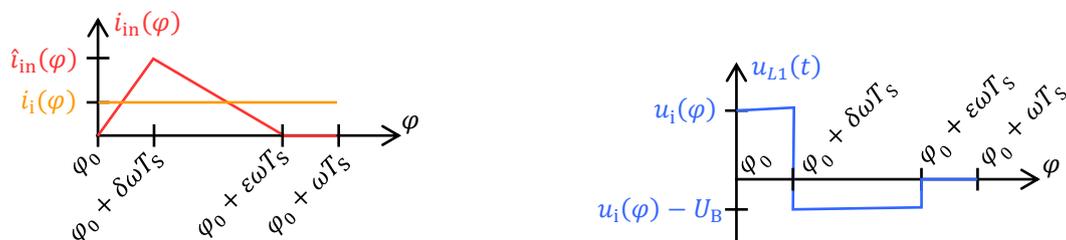


Bild B.19: Prinzipieller dreiecksförmiger Verlauf (links) des Eingangsstroms i_{in} der Boost-Schaltzelle sowie die Spannung u_{L1} über der Spule (rechts) für eine Hochfrequenzperiode $[\varphi_0; \varphi_0 + \omega T_s[$. Der Mittelwert des Eingangsstroms i_{in} entspricht dem Netzstrom i_i . Die dargestellten Verläufe gelten exemplarisch für eine Position $0 < \varphi < \pi/2$ innerhalb der Netzhalfschwingung mit $0 < u_i(\varphi) < U_B$.

Im Intervall $\varphi_0 \leq \varphi < \varphi_0 + \delta\omega T_S$ steigt der Strom von seinem Anfangswert $i_{\text{in}}(\varphi_0) = 0$ aus an:

$$\begin{aligned} i_{\text{in}}(\varphi) &= \frac{1}{\omega L_1} \int_{\varphi_0}^{\varphi} \hat{u}_i \sin(v) \, dv = \frac{\hat{u}_i}{\omega L_1} [\cos(\varphi_0) - \cos(\varphi)] \\ &= 2 \frac{\hat{u}_i}{\omega L_1} \sin\left(\frac{\varphi - \varphi_0}{2}\right) \sin\left(\frac{\varphi + \varphi_0}{2}\right) \end{aligned} \quad (\text{B.79})$$

In der Abmagnetisierungsphase $\varphi_0 + \delta\omega T_S \leq \varphi < \varphi_0 + \varepsilon\omega T_S$ fällt der Spulenstrom von seinem Spitzenwert

$$\begin{aligned} \hat{i}_{\text{in}}(\varphi) &= \frac{\hat{u}_i}{\omega L_1} [\cos(\varphi_0) - \cos(\varphi_0 + \delta\omega T_S)] \\ &= 2 \frac{\hat{u}_i}{\omega L_1} \sin\left(\frac{\delta\omega T_S}{2}\right) \sin\left(\varphi_0 + \frac{\delta\omega T_S}{2}\right) \end{aligned} \quad (\text{B.80})$$

gemäß

$$\begin{aligned} i_{\text{in}}(\varphi) &= \frac{\hat{u}_i}{\omega L_1} [\cos(\varphi_0) - \cos(\varphi_0 + \delta\omega T_S)] - \frac{1}{\omega L_1} \int_{\varphi_0 + \delta\omega T_S}^{\varphi} U_B - \hat{u}_i \sin(v) \, dv \\ &= \frac{\hat{u}_i}{\omega L_1} [\cos(\varphi_0) - \cos(\varphi) - \xi(\varphi - \varphi_0 - \delta\omega T_S)] \end{aligned} \quad (\text{B.81})$$

ab, bis dieser zum Phasenwinkel $\varphi_0 + \varepsilon\omega T_S$ wieder die null erreicht. Dabei muss der Abmagnetisierungszeitpunkt numerisch aus der Gleichung

$$\cos(\varphi_0) - \cos(\varphi_0 + \varepsilon\omega T_S) - \xi\omega T_S(\varepsilon - \delta) = 0 \quad (\text{B.82})$$

bestimmt werden. Der Mittelwert des Spulenstroms bezüglich der HF-Periode an der Position φ_0 errechnet sich zu

$$\begin{aligned} \hat{i}_i(\varphi_0) &= \frac{\hat{u}_i}{\omega^2 L_1 T_S} \left[\sin(\varphi_0) - \sin(\varphi_0 + \varepsilon\omega T_S) - \varepsilon\omega T_S \cos(\varphi_0) \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{2} \xi(\omega T_S)^2 (\varepsilon - \delta)^2 \right]. \end{aligned} \quad (\text{B.83})$$

Aus diesen exakten Ergebnissen leiten sich die Näherungslösungen

$$\hat{i}_{\text{in}}(\varphi_0) \approx \frac{\hat{u}_i \sin(\varphi_0)}{L_1 f_S} \delta \quad (\text{B.84})$$

$$\varepsilon(\varphi_0) \approx \frac{\xi}{\xi - \sin(\varphi_0)} \delta \quad (\text{B.85})$$

$$\hat{i}_i(\varphi_0) \approx \frac{\hat{u}_i \delta^2 \xi}{2L_1 f_S} \frac{\sin(\varphi_0)}{\xi - \sin(\varphi_0)} \quad (\text{B.86})$$

ab.

Bild B.20 (links) zeigt an einem Beispiel den relativen Fehler zwischen den exakten Lösungen und den Näherungslösungen bezüglich dem Spulenstromspitzenwert nach (B.80) bzw. (B.84), dem Abmagnetisierungszeitpunkt aus (B.82) bzw. nach (B.85) und bezüglich dem Strommittelwert nach (B.83) bzw. (B.86) in Abhängigkeit der Position φ_0 innerhalb der Netzhalbschwingung. Der relative Fehler liegt im Bereich weniger Zehntel-Prozent und rechtfertigt so die Nutzung der Näherungslösungen. Eine weitere Reduzierung des Fehlers würde eine Anpassung des Arguments $\varphi_0 \rightarrow \varphi_0 + \delta\omega T_S/2$ der Sinusfunktionen in den Näherungen (B.84) bis (B.86) erzielen. Eine graphische Darstellung dieses Falls zeigt die rechte Grafik in Bild B.20. Für den Stromspitzenwert tritt hier ein von der Netzposition unabhängiger, vernachlässigbarer Fehler $1/\text{si}(\delta\omega T_S/2) - 1 \approx 0$ auf. Auch das Integral über den Absolutwert des Fehlers für den Strommittelwert liegt hier nahe seines Minimums. Eine graphische Darstellung des Stromverlaufs stellt Bild B.21 dar. Beide Kurvenformen von exakter Lösung und Näherung liegen praktisch ununterscheidbar übereinander.

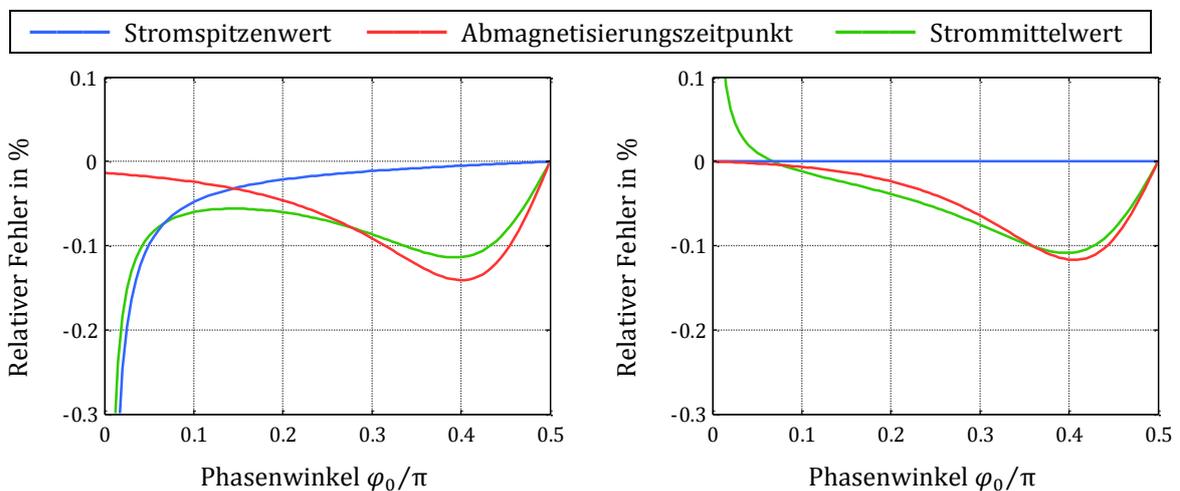


Bild B.20: Relativer Fehler zwischen den exakten Lösungen (B.80), (B.82), (B.83) und den Näherungslösungen (B.84), (B.85), (B.86). Für die linke Grafik gilt in den Näherungslösungen der Winkel φ_0 im Argument, in der rechten Grafik gilt der Winkel $\varphi_0 + \delta\omega T_S/2$. Daten für die Berechnung: $\xi = 1.15$, $\delta = 0.1$, $f = 50$ Hz, $f_S = 100$ kHz.

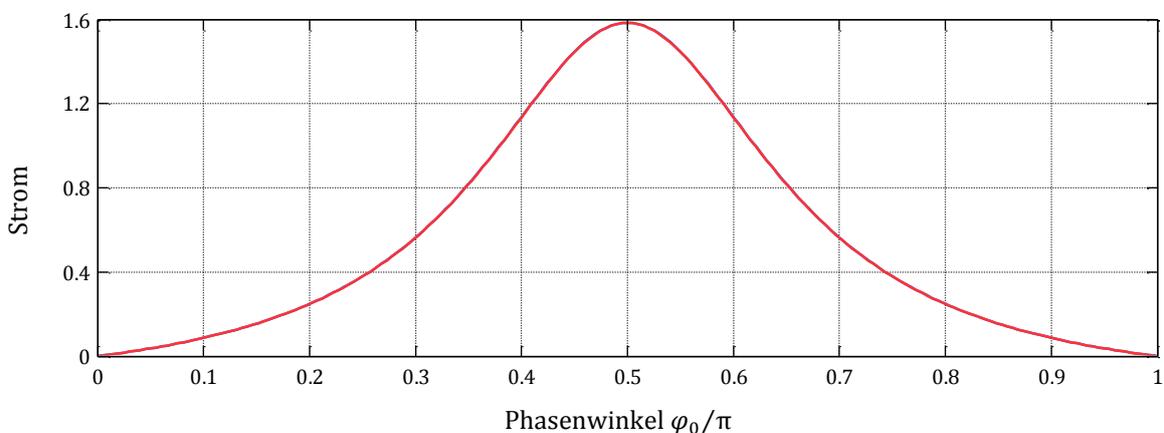


Bild B.21: Verlauf des Strommittelwerts zu Bild B.20 für exakte Lösung nach (B.83) und Näherungslösung nach (B.86). Es sind keine Unterschiede erkennbar.

Die beiden Grafiken von Bild B.20 basieren auf einer Schaltfrequenz von 100 kHz. Für davon abweichende Frequenzen stellt Bild B.22 den relativen Fehler dar. Im Bereich schaltteiltypischer Frequenzen, oberhalb von 20 kHz, liegt dieser unter 0.5 %.

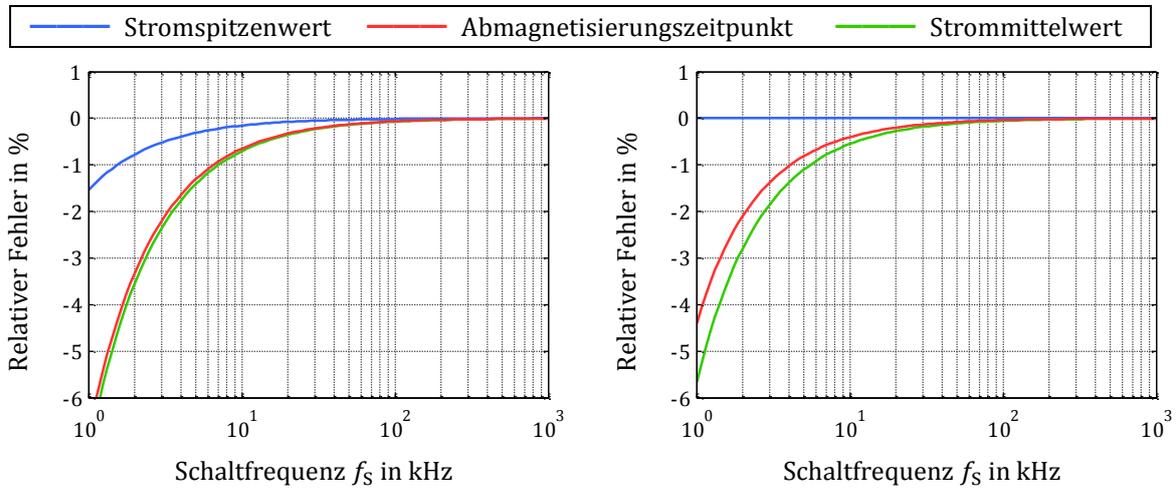


Bild B.22: Relativer Fehler zwischen den exakten Lösungen (B.80), (B.82), (B.83) und den Näherungslösungen (B.84), (B.85), (B.86). Für die linke Grafik gilt in den Näherungslösungen der Winkel φ_0 im Argument, in der rechten Grafik gilt der Winkel $\varphi_0 + \delta\omega T_S/2$. Daten für die Berechnung: $\xi = 1.15$, $\delta = 0.1$, $f = 50$ Hz, $\varphi_0 = \pi/4$.

B.3.2 Analytische Lösung des Integrals zur Bestimmung der Grundschwingung im Eingangsstrom der Boost-Eingangsstufe

Als Ausgangspunkt sei das Integral

$$\Xi(\xi) = \int_0^{\pi/2} \frac{\sin(\varphi)^2}{\xi - \sin(\varphi)} d\varphi \quad (\text{B.87})$$

nach (5.10) zur Bestimmung der Grundschwingung (5.9) im Eingangsstrom (5.8) der Boost-Eingangsstufe von Kapitel 5.2.1 gegeben. Mit der Substitution

$$v = \tan\left(\frac{\varphi}{2}\right) \quad (\text{B.88})$$

erfolgt gemäß

$$\sin(\varphi) = \frac{2v}{v^2 + 1} \quad (\text{B.89})$$

und

$$d\varphi = \frac{2}{v^2 + 1} dv \quad (\text{B.90})$$

eine Umformung des Integrals (B.87) zu

$$\Xi(\xi) = \int_0^1 \frac{\left(\frac{2v}{v^2 + 1}\right)^2}{\xi - \frac{2v}{v^2 + 1}} \frac{2}{v^2 + 1} dv = \int_0^1 \frac{8v^2}{(v^2 + 1)^2 \cdot (\xi v^2 - 2v + \xi)} dv. \quad (\text{B.91})$$

Der gebrochenrationale Integrand ist nun mit Hilfe der Partialbruchzerlegung [206] [439] in eine Summe gebrochenrationaler Funktionen zerlegbar. Damit lässt sich (B.91) in drei einfachere Teilintegrale

$$\begin{aligned}\Xi(\xi) &= \int_0^1 \left[\frac{2\xi^2}{\xi v^2 - 2v + \xi} - \frac{2\xi}{v^2 + 1} - \frac{4v}{(v^2 + 1)^2} \right] dv \\ &= 2\xi^2 \int_0^1 \frac{1}{\xi v^2 - 2v + \xi} dv - 2\xi \int_0^1 \frac{1}{v^2 + 1} dv - 4 \int_0^1 \frac{v}{(v^2 + 1)^2} dv\end{aligned}\quad (\text{B.92})$$

aufspalten, deren Stammfunktion über entsprechende Integraltabellen [206] [440] bekannt sind:

$$\begin{aligned}\Xi(\xi) &= 2\xi^2 \left[\frac{\operatorname{atan}\left(\frac{\xi v - 1}{\sqrt{\xi^2 - 1}}\right)}{\sqrt{\xi^2 - 1}} \right]_{v=0}^{v=1} - 2\xi [\operatorname{atan}(v)]_{v=0}^{v=1} - 4 \left[\frac{-1}{2(v^2 + 1)} \right]_{v=0}^{v=1} \\ &= \frac{2\xi^2}{\sqrt{\xi^2 - 1}} \left[\operatorname{atan}\left(\frac{\xi - 1}{\sqrt{\xi^2 - 1}}\right) - \operatorname{atan}\left(\frac{-1}{\sqrt{\xi^2 - 1}}\right) \right] - \frac{\pi}{2}\xi - 1\end{aligned}\quad (\text{B.93})$$

In einem letzten Schritt können die beiden Arkustangens-Funktionen noch über die zugehörigen Additionstheoreme [441] zu

$$\Xi(\xi) = \frac{2\xi^2}{\sqrt{\xi^2 - 1}} \operatorname{atan}\left(\frac{\sqrt{\xi^2 - 1}}{\xi - 1}\right) - \frac{\pi}{2}\xi - 1\quad (\text{B.94})$$

zusammengefasst werden.

Bis auf Veröffentlichungen des Autors dieser Dissertation [255] [256] sind in der Literatur bisher nur Näherungslösungen [442] [443] bekannt, die jedoch im interessanten Bereich bei kleinen Werten von ξ knapp über eins die größten Abweichungen besitzen. Der Online-Dienst *Wolfram Alpha* ist in der Lage das Integral analytisch zu lösen.

B.3.3 Ansatz zur Lösung des Integrals zur Bestimmung der Oberschwingungen im Eingangsstrom der Boost-Eingangsstufe

Zur Bestimmung der Amplituden der Oberschwingungen im Eingangsstrom (5.12) der Boost-Eingangsstufe von Kapitel 5.2.1 wird im Folgenden kurz ein Ansatz zur analytischen Lösung des Integrals

$$\int_0^{\pi/2} \frac{\sin(\varphi) \sin(n\varphi)}{\xi - \sin(\varphi)} d\varphi\quad (\text{B.95})$$

aus der Definitionsgleichung (5.14) aufgezeigt. Als Ansatz sei wieder die Substitution

$$v = \tan\left(\frac{\varphi}{2}\right)\quad (\text{B.96})$$

mit (B.90) gewählt. Mit Hilfe der *Formel von de Moivre* [206] ist die Sinus-Funktion mit n -fachem Argument und $n \in \{3,5,7, \dots\}$ aus (B.95) durch die Summe

$$\sin(n\varphi) = \sum_{k=1}^{\frac{n+1}{2}} (-1)^{k+1} \binom{n}{2k-1} \cos(\varphi)^{n-(2k-1)} \sin(\varphi)^{2k-1} \quad (\text{B.97})$$

darstellbar. In dieser treten nur noch die trigonometrischen Funktionen mit einfachem Argument auf, die durch die entsprechenden Funktionen (B.89) und

$$\cos(\varphi) = \frac{1-v^2}{1+v^2} \quad (\text{B.98})$$

der Substitutionsvariablen v ersetzt werden können. Damit ist eine Darstellung des Integrals (B.95) für eine beliebige ungerade Harmonische in der Form

$$\hat{i}_n = \sum_{k=1}^{\frac{n+1}{2}} 2^{2k+1} \cdot (-1)^{k+1} \cdot \binom{n}{2k-1} \cdot \int_0^1 \frac{(1-v^2)^{n-2k+1} \cdot v^{2k}}{(\xi v^2 - 2v + \xi)(v^2 + 1)^{n+1}} dv \quad (\text{B.99})$$

möglich. Bei dem Integranden handelt es sich um eine echt gebrochen rationale Funktion, welche die Partialbruchzerlegung in eine Summe einfacher echt gebrochen rationaler Funktionen zerlegen kann. Deren Stammfunktionen sind über Integraltabellen bekannt. Eine einfache und übersichtliche Darstellung existiert allerdings nicht.

B.3.4 Kontinuierlicher Betriebsmodus der Boost-Eingangsstufe

Damit der Boost-Konverter als Eingangsstufe über die komplette Netzperiode stets im diskontinuierlichen Betriebsmodus arbeitet, muss für den normierten Zeitpunkt nach (5.6) im kritischen Fall an der Netzspitze

$$\varepsilon\left(\frac{\pi}{2}\right) = \frac{\xi}{\xi-1} \delta \leq 1 \quad (\text{B.100})$$

gelten. Den Tastgrad gibt dabei die Ausgangsstufe vor. Er soll wie die Zwischenkreisspannung konstant sein. Bei einer Verletzung der Bedingung (B.100) wechselt der Boost-Konverter beim Winkel

$$\varphi_1 = \text{asin}[\xi(1-\delta)] \quad (\text{B.101})$$

in den kontinuierlichen Betriebsmodus. Es tritt hier jedoch kein „echter“ CCM auf, da das Integral der Spannung über der Spule bezüglich einer Hochfrequenzperiode nicht verschwindet. Somit weist der Spulenstrom am Anfang und am Ende einer HF-Periode unterschiedliche Werte auf. Bei der Betrachtung einer Netzhalbschwingung erfolgt zunächst ab φ_1 eine stetige Aufmagnetisierung der Induktivität über mehrere HF-Perioden hinweg. In einem anschließenden Intervall magnetisiert die Induktivität dann wieder ab, bis bei einem Winkel φ_2 der Konverter zurück in den DCM wechselt. Die folgenden Ausführungen befassen sich mit der Herleitung des Netzstromverlaufs im Intervall $\varphi_1 \leq \varphi < \varphi_2$, indem ein Betrieb im CCM stattfindet. Den Netzstrom im DCM (5.12) leitet das Kapitel 5.2.1 her. Bild B.23 zeigt den prinzipiellen Verlauf des Spulenstroms für eine beliebige Hochfrequenzperiode k im CCM sowie die entsprechende Spannung $u_L(\varphi)$ über der Spule. Die

Kurven $i_{L\downarrow}(\varphi)$ und $i_{L\uparrow}(\varphi)$ hüllen den hochfrequenten Induktivitätsstrom ein. Der Strommittelwert bezüglich einer HF-Periode entspricht dem Eingangsstrom $i_i(\varphi)$.

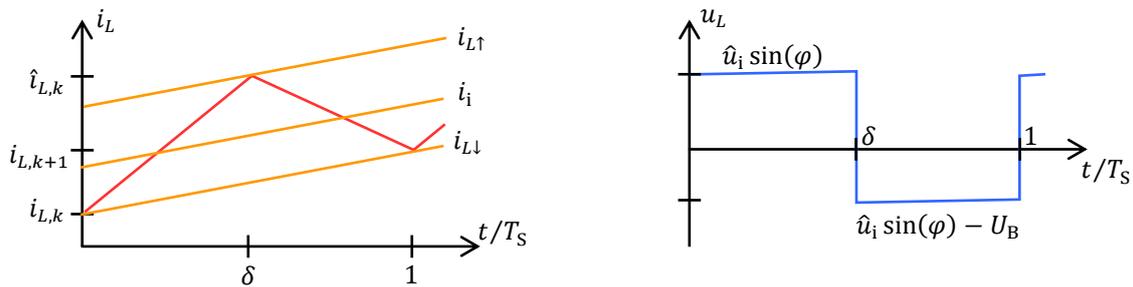


Bild B.23: Prinzipieller Verlauf des Spulenstroms des Boost-Konverters im CCM für eine Hochfrequenzperiode der Periodendauer T_S mit dem Beginn beim Phasenwinkel φ sowie die auftretende Spannung über der Spule.

Die Änderung des Spulenstroms verknüpft die Gleichung

$$u_L(\varphi) = L_1 \frac{d\varphi}{dt} \frac{di_L(\varphi)}{d\varphi} = \omega L_1 \frac{di_L(\varphi)}{d\varphi} \quad (\text{B.102})$$

mit der Spannung über der Spule. Mit diesem Ansatz berechnet sich mit $i_{L\downarrow}(\varphi_1) = 0$ die untere Einhüllende zu

$$\begin{aligned} i_{L\downarrow}(\varphi) &= \frac{1}{\omega L_1} \int_{\varphi_1}^{\varphi} [\hat{u}_i \sin(v) \delta - [U_B - \hat{u}_i \sin(v)](1 - \delta)] dv + i_{L\downarrow}(\varphi_1) \\ &= \frac{\hat{u}_i}{\omega L_1} [\cos(\varphi_1) - \cos(\varphi) - \xi(1 - \delta)(\varphi - \varphi_1)]. \end{aligned} \quad (\text{B.103})$$

Für die obere Einhüllende gilt entsprechend

$$\begin{aligned} i_{L\uparrow}(\varphi) &= i_{L\downarrow}(\varphi) + \frac{1}{\omega L_1} \int_{\varphi - \delta\omega T_S}^{\varphi} \hat{u}_i \sin(v) dv \\ &= i_{L\downarrow}(\varphi) + 2 \frac{\hat{u}_i}{\omega L_1} \sin\left(\frac{\delta\omega T_S}{2}\right) \sin\left(\varphi - \frac{\delta\omega T_S}{2}\right). \end{aligned} \quad (\text{B.104})$$

Bei den Konverterschaltungen übersteigt die Schaltfrequenz f_S die Netzfrequenz f bei weitem. Damit vereinfacht sich (B.104) zu

$$i_{L\uparrow}(\varphi) = i_{L\downarrow}(\varphi) + \frac{\hat{u}_i}{L_1} \delta T_S \sin(\varphi). \quad (\text{B.105})$$

Der CCM-Betrieb endet, wenn der Verlauf des Anfangswerts $i_{L\downarrow}(\varphi)$ wieder null erreicht. Der zugehörige Phasenwinkel φ_2 liegt dabei im Intervall $\pi/2 < \varphi_2 < \pi$ und muss numerisch aus

$$\cos(\varphi_1) - \cos(\varphi_2) - \xi(1 - \delta)(\varphi_2 - \varphi_1) = 0 \quad (\text{B.106})$$

bestimmt werden.

Die Mittelung des Spulenstroms bezüglich einer Hochfrequenzperiode an der Netzposition φ ergibt den niederfrequenten Netzstrom. Im CCM-Betrieb bei $\varphi_1 \leq \varphi < \varphi_2$ errechnet er sich zu

$$i_i(\varphi) = i_{L\downarrow}(\varphi) + \frac{\hat{u}_i}{\omega L_1} \left[\cos(\varphi) - \frac{2}{\omega T_S} \sin\left(\frac{\omega T_S}{2}\right) \cos\left(\varphi + \frac{\omega T_S}{2}\right) - \frac{1}{2} \xi \omega T_S (1 - \delta)^2 \right]. \quad (\text{B.107})$$

Unter der Annahme $f \ll f_S$ gibt

$$i_i(\varphi) = i_{L\downarrow}(\varphi) + \frac{\hat{u}_i}{2L_1 f_S} [\sin(\varphi) - \xi(1 - \delta)^2]. \quad (\text{B.108})$$

eine gute Näherung zu (B.107) an.

Ein weiterer Ansatz zur Berechnung der unteren Einhüllenden basiert auf der Differenzgleichung

$$i_{L,k+1} - i_{L,k} = \frac{1}{L_1 f_S} [\hat{u}_i \sin(\varphi) \delta - [U_B - \hat{u}_i \sin(\varphi)](1 - \delta)] \quad (\text{B.109})$$

$$i_{L,k+1} - i_{L,k} = \frac{\hat{u}_i}{L_1 f_S} [\sin(\varphi) - \xi(1 - \delta)] \quad (\text{B.110})$$

Bei (B.110) handelt es sich um eine lineare, inhomogene Differenzgleichung 1. Ordnung mit dem Anfangswert

$$i_{L,k=0} = 0. \quad (\text{B.111})$$

Zu deren Lösung sei auf entsprechende Literatur [444] verwiesen, sodass an dieser Stelle nur die Lösung

$$i_{L,k} = \frac{\hat{u}_i}{2L_1 f_S} \left[\cot\left(\frac{\omega T_S}{2}\right) [\cos(\varphi_1) - \cos(\varphi_1 + k\omega T_S)] + \sin(\varphi_1) - \sin(\varphi_1 + k\omega T_S) - 2k\xi(1 - \delta) \right] \quad (\text{B.112})$$

angegeben wird. Mit

$$k = \frac{\varphi - \varphi_1}{\omega T_S} \quad (\text{B.113})$$

erfolgt ein Übergang zur kontinuierlichen Funktion

$$\begin{aligned} i_{L\downarrow}(\varphi) &= \frac{\hat{u}_i}{2L_1 f_S} \left[\cot\left(\frac{\omega T_S}{2}\right) [\cos(\varphi_1) - \cos(\varphi)] + \sin(\varphi_1) - \sin(\varphi) - 2\frac{\varphi - \varphi_1}{\omega T_S} \xi(1 - \delta) \right] \\ &= \frac{\hat{u}_i}{\omega L_1} \left[\frac{\omega T_S}{2} \cot\left(\frac{\omega T_S}{2}\right) [\cos(\varphi_1) - \cos(\varphi)] + \frac{\omega T_S}{2} [\sin(\varphi_1) - \sin(\varphi)] - \xi(1 - \delta)(\varphi - \varphi_1) \right], \end{aligned} \quad (\text{B.114})$$

die sich aufgrund der hohen Schaltfrequenz wieder zu (B.103) vereinfachen lässt.

An einem konkreten Beispiel zeigt Bild B.24 mit der roten Kurve den Netzstrom über eine Netzhalbschwingung. Die blauen Kurven geben die Einhüllende des Spulenstroms an. Es ist deutlich der kontinuierliche Betrieb des Konverters um die Netzspitze zu erkennen. In diesem Intervall steigt der Netzstrom stark an. Der Stromverlauf erfüllt bei weitem nicht die Grenzwerte für die Netzharmonischen nach DIN EN 61000-3-2.

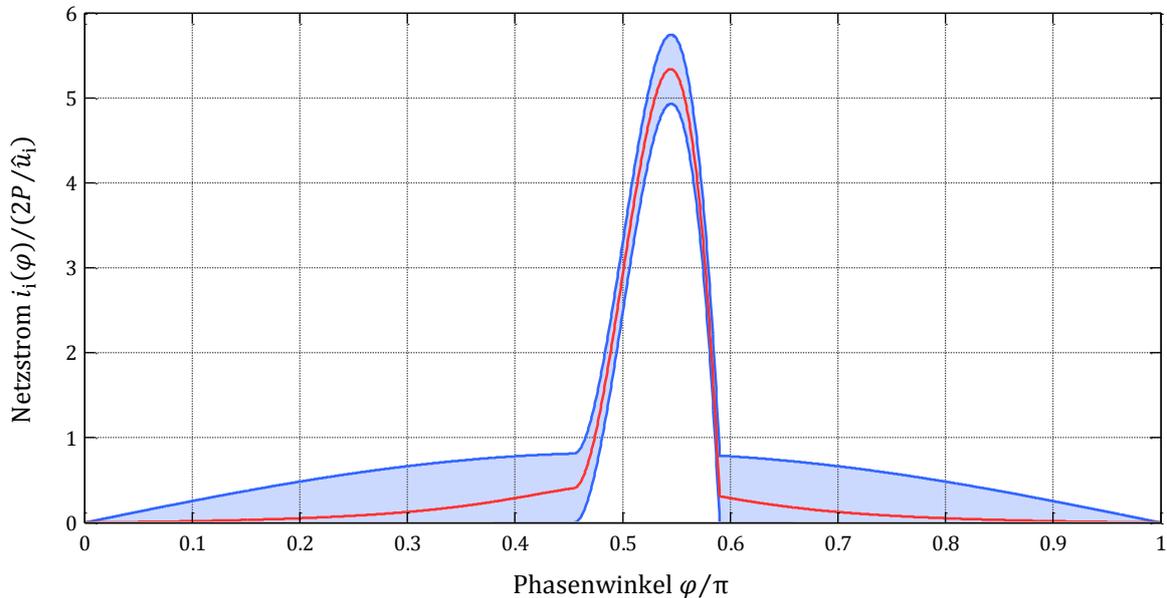


Bild B.24: Beispielhafter Verlauf des Netzstroms (rote Kurve) für eine Boost-Eingangsstufe im kombinierten DCM/CCM Betrieb. Die blauen Begrenzungslinien geben den minimalen und maximalen Strom einer HF-Periode an. Daten für die Berechnung: $\xi = 1.1$, $\delta = 0.1$, $\omega T_S = 2\pi \cdot 50 / (100 \cdot 10^3)$

Die dargestellten Betrachtungen gelten für eine konstante Zwischenkreisspannung, Schaltfrequenz und einen konstanten Tastgrad sowie einer linearen Induktivität. In der Praxis ist der Zwischenkreis jedoch durch eine endliche Kapazität realisiert. Mit einem Wechsel der Eingangsstufe in den CCM wird durch den resultierenden hohen Energietransfer die Spannung über der Zwischenkreiskapazität steigen. Die Ausgangsstufe reduziert dementsprechend den Tastgrad gemäß Tabelle 5.2, um weiterhin den Ausgangsstrom konstant halten zu können. Der reduzierte Tastgrad wirkt dem CCM-Betrieb der Eingangsstufe entgegen, sodass die Stromüberhöhung aus dieser Hinsicht niedriger ausfallen wird. Allerdings ist die Spule in der Regel nicht auf solche hohen Ströme ausgelegt, sodass das Kernmaterial im Bereich um die Netzspitze sättigt. Durch diesen Effekt steigt der Strom. Insgesamt gilt es einen kontinuierlichen Betrieb der Eingangsstufe zu vermeiden.

B.3.5 Boost-Buck-Konverter mit angezapfter Spule

Soll beim Boost-Buck-Konverter nach Bild 5.18 bzw. Bild 5.19 die Zwischenkreisspannung den Wert von 450 V nicht überschreiten, so sind gemäß (5.44) nur Strangspannungen bis maximal 73 V ($U_i = 205$ V) bzw. 81 V ($U_i = 230$ V) möglich. Andernfalls tritt ein kontinuierlicher Betrieb der Boost-Eingangsstufe um die Netzspitze herum auf, der eine Verzerrung der Eingangsstromform hervorruft (vgl. Bild B.24). Jedoch lässt sich die Abmagnetisierungszeit mit Hilfe einer angezapften Spule reduzieren, sodass der Konverter

auch bei höheren Strangspannungen stets im diskontinuierlichen Betrieb arbeitet. Die Modifikation der ursprünglichen Topologie von Bild 5.18 zeigt Bild B.25. Die Induktivität L_1 der Boost-Stufe besitzt insgesamt N Windungen. Nach N_x Windungen befindet sich eine Anzapfung, die den Anschluss für die Freilaufdiode D_3 bildet. Für $N_x = N$ ist das Verhalten der beiden Topologien von Bild 5.18 und Bild B.25 identisch. Eine weitere Diode D_4 zwingt den Freilauf von L_1 , wie gewünscht, über D_3 und verhindert so einen Abmagnetisierungspfad über D_1 und D_2 . Durch die Diode entsteht allerdings auch ein weiterer zu beachtender Verlustbeitrag, da sie sich ebenfalls im Leistungspfad der Ausgangsstufe befindet. Des Weiteren koppelt die Diode den LED-Strang vom hochfrequenzmäßig ruhigen Potential der Zwischenkreiskapazität ab, sodass mit der modifizierten Schaltung höhere Gleichtaktstörungen zu erwarten sind. In der Praxis koppeln zudem die Abschnitte der Spule L_1 nicht perfekt. Die nicht verschwindende Streuinduktivität besitzt keinen Freilauf, wodurch unerwünschte Oszillationen entstehen.

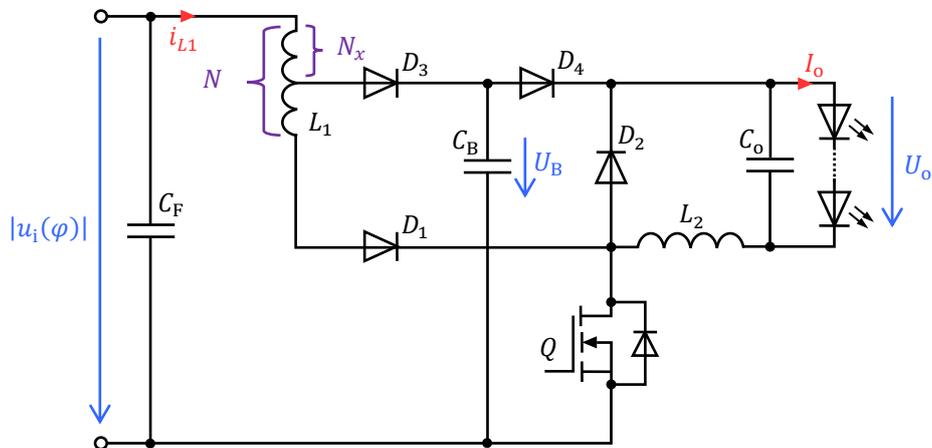


Bild B.25: Prinzipschaltbild des Boost-Buck-Konverters mit angezapfter Spule.

Bild B.26 zeigt eine Modifikation der Schaltung von Bild 5.19. Mit dieser Anordnung der Bauelemente liegt nun der LED-Strang wieder auf einem hochfrequenzmäßig ruhigen Potential, während dagegen die Potentiale an der Zwischenkreiskapazität mit der Schaltfrequenz wechseln.

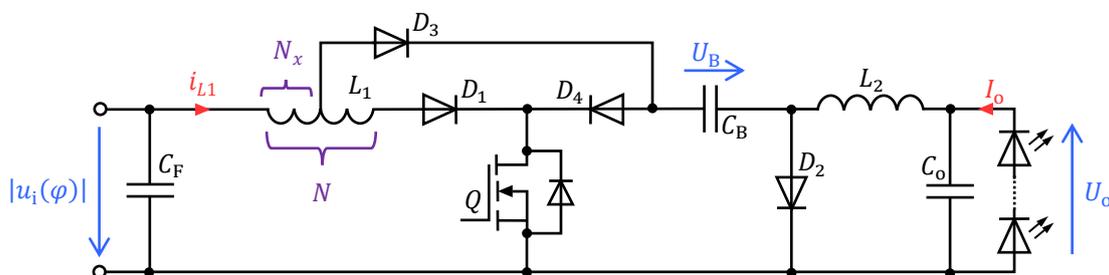


Bild B.26: Prinzipschaltbild des Boost-Buck-Konverters mit angezapfter Spule.

Den prinzipiellen Verlauf des Spulenstroms für eine Hochfrequenzperiode stellt Bild B.27 dar.

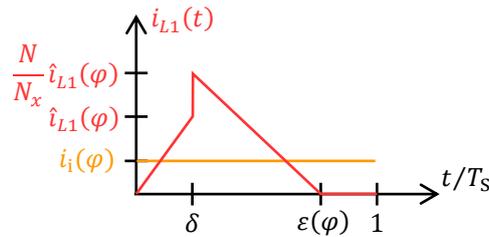


Bild B.27: Prinzipieller dreiecksförmiger Verlauf des Spulenstroms i_{L1} der Eingangsstufe für eine Hochfrequenzperiode $[0; T_S]$. Der Mittelwert des Spulenstroms i_{L1} entspricht dem Netzstrom i_i . Die Verläufe gelten für eine beliebige Position φ innerhalb der Netzhalb-schwingung mit $0 < u_i(\varphi) < U_B$.

Während dem Aufmagnetisierungsintervall $[0; \delta T_S[$ wirkt die volle Induktivität L_1 . Der Spulenstrom steigt linear von null aus auf seinen Spitzenwert \hat{i}_{L1} . Beim Ausschaltvorgang des MOSFETs kommutiert der Strom auf den Abschnitt der Spule zwischen dem Eingang und der Freilaufdiode D_3 mit der anteilmäßigen Induktivität $(N_x/N)^2 L_1$. Aufgrund der Energieerhaltung [445] erhöht sich bei der Kommutierung der Spulenstrom um das Verhältnis N/N_x der Windungszahlen. Es folgt ein linearer Abfall des Stroms, bis dieser zum normierten Abmagnetisierungszeitpunkt

$$\varepsilon(\varphi) = \frac{\xi - \left(1 - \frac{N_x}{N}\right) \sin(\varphi)}{\xi - \sin(\varphi)} \delta \quad (\text{B.115})$$

wieder null erreicht. Der Netzstrom, als hochfrequente Mittelung des Spulenstroms, hängt nicht vom Windungsverhältnis N/N_x ab, sodass weiterhin der niederfrequente Verlauf nach (5.12) gilt.

Die angezapfte Eingangsinduktivität L_1 ermöglicht über das Windungsverhältnis N_x/N eine Verringerung der Abmagnetisierungszeit gemäß (B.115). Gegenüber (5.43) erhöht sich dadurch die obere Schranke

$$\chi \leq \frac{\xi(\xi - 1)}{\xi - \left(1 - \frac{N_x}{N}\right)} \quad (\text{B.116})$$

für die normierte Ausgangsspannung. Eine graphische Auswertung der Gleichung zeigt Bild B.28. Die Berechnungen nehmen ein Spannungsverhältnis von $\xi = 1.25$ an, das bei der höchsten Netzspannung im europäischen Versorgungsnetz einer Zwischenkreisspannung von ca. 450 V entspricht. Im Falle einer nicht angezapften Spule mit dem Windungsverhältnis $N_x/N = 1$ liegt die maximale normierte Ausgangsspannung bei $\chi = 0.25$. Die Grenze erhöht sich durch eine Verringerung des Verhältnisses, bis der theoretische Grenzfall $N_x/N \rightarrow 0$ mit $\chi = \xi$ Strangspannungen bis hin zur Zwischenkreisspannung ermöglicht.

Mit einer Verringerung des Verhältnisses der Windungszahlen steigt allerdings auch der Spitzenstrom durch die Boost-Induktivität, wobei der höchste Werte in der Netzspitze bei $\varphi = \pi/2$ auftritt. Mit der Vergrößerung der normierten Ausgangsspannung χ bei konstantem Spannungsverhältnis ξ nimmt für eine angezapfte Spule der Spitzenstrom gemäß

$$\hat{i}_{L1}\left(\frac{\pi}{2}\right) = \frac{2P}{\hat{u}_i} \frac{\pi}{2\Xi(\xi)} \frac{1}{(\xi - \chi)(\xi - 1)} \quad (\text{B.117})$$

zu, wohingegen bei einer nicht angezapften Spule der Wert nach

$$\hat{i}_{L1}\left(\frac{\pi}{2}\right) = \frac{2P}{\hat{u}_i} \frac{\pi}{2\Xi(\xi)} \frac{1}{\chi} \quad (\text{B.118})$$

absinkt. Das Verhalten stellt Bild B.29 für drei verschiedene Spannungsverhältnisse ξ graphisch dar. An den markanten Stellen mit un stetiger Steigung erfolgt ein Wechsel von der nicht angezapften Spule (links) mit $N_x/N = 1$ zu der angezapften Spule (rechts) mit $N_x/N < 1$. Bis zu dieser Stelle nimmt zunächst mit steigender normierter Ausgangsspannung χ der normierte Abmagnetisierungszeitpunkt

$$\varepsilon\left(\frac{\pi}{2}\right) = \frac{\chi}{\xi - 1} \quad (\text{B.119})$$

an der Netzspitze linear bis zu seinem Maximalwert eins zu. Darüber ist das Windungsverhältnis gemäß (B.116) so angepasst, das stets $\varepsilon(\pi/2) = 1$ gilt.

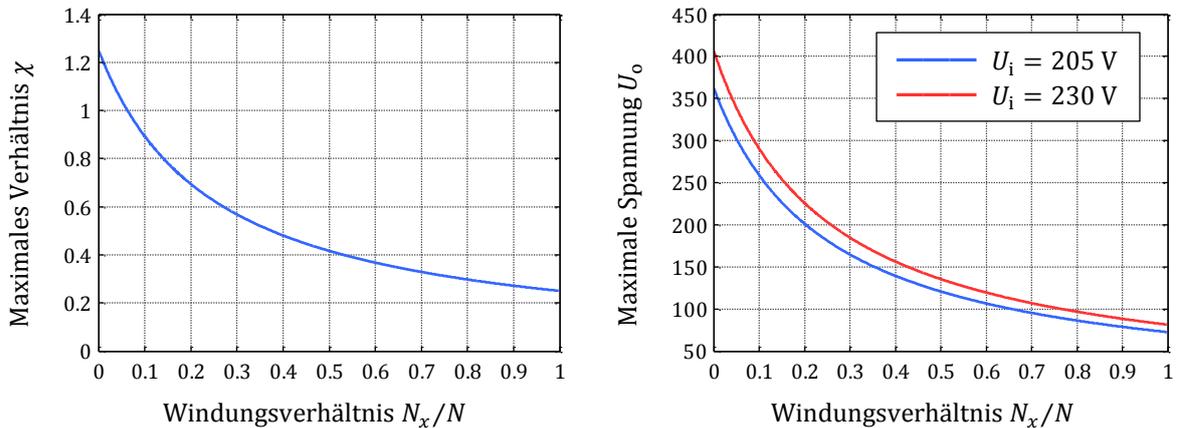


Bild B.28: Maximales Spannungsverhältnis χ (links) sowie entnormiert die maximale Ausgangsspannung U_o (rechts) in Abhängigkeit des Windungsverhältnisses N_x/N für $\xi = 1.25$.

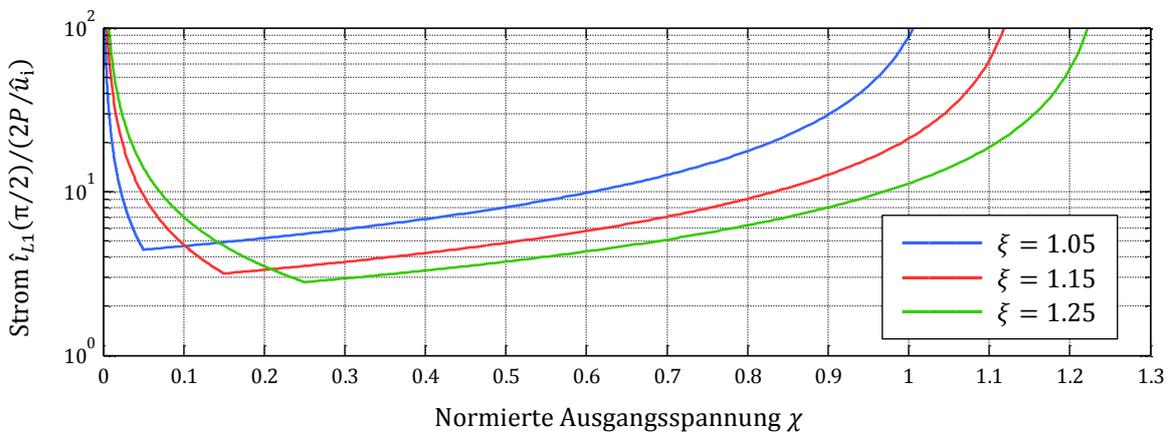


Bild B.29: Spitzenwert \hat{i}_{L1} des Spulenstroms der Boost-Induktivität für drei feste Spannungsverhältnisse ξ in Abhängigkeit der normierten Ausgangsspannung χ .

B.3.6 Ergänzungen zum erweiterten Buck-Buck-Konverter

Gegeben sei die Netzstromform (5.57) des erweiterten Buck-Buck-Konverters von Bild 5.24. Deren Grundschiwingung berechnet sich zu

$$\begin{aligned}
 \hat{i}_1 &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} i_i(\varphi) \cdot \sin(\varphi) \, d\varphi \\
 &= \frac{4P}{\pi \hat{u}_i} \left[\frac{1}{\Lambda \xi (\xi - \chi)} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} [\sin(\varphi) - \xi] \sin(\varphi) \, d\varphi \right. \\
 &\quad \left. + (\Lambda + 1) \int_{\varphi_2}^{\pi/2} \frac{\sin(\varphi)}{\chi(\Lambda + 1) + [\sin(\varphi) - \xi]} \, d\varphi \right] \\
 &= \frac{2P}{\hat{u}_i} \frac{2}{\pi} \Xi(\xi, \chi, \Lambda),
 \end{aligned} \tag{B.120}$$

wobei mit

$$\begin{aligned}
 \Xi(\xi, \chi, \Lambda) &= \frac{1}{2\Lambda \xi (\xi - \chi)} \left[\operatorname{asin}(w) - \operatorname{asin}(\xi) - \xi \sqrt{1 - \xi^2} + (2\xi - w) \sqrt{1 - w^2} \right] \\
 &\quad + (\Lambda + 1) \left[\frac{\Lambda \chi}{\sqrt{1 - (\Lambda \chi)^2}} \ln[\tilde{w}] + \frac{\pi}{2} - \operatorname{asin}(w) \right]
 \end{aligned} \tag{B.121}$$

und

$$\tilde{w} = \frac{[1 + \Lambda \chi + \sqrt{1 - (\Lambda \chi)^2}] [w(1 - \sqrt{1 - (\Lambda \chi)^2}) + \Lambda \chi(1 - \sqrt{1 - w^2})]}{[1 + \Lambda \chi - \sqrt{1 - (\Lambda \chi)^2}] [w(1 + \sqrt{1 - (\Lambda \chi)^2}) + \Lambda \chi(1 - \sqrt{1 - w^2})]} \tag{B.122}$$

eine analytische Lösung des Integrals vorhanden ist. Den Effektivwert des Netzstroms gibt

$$\begin{aligned}
 I_i &= \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} i(\varphi)^2 \, d\varphi} \\
 &= \frac{2P}{\hat{u}_i} \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \left[\frac{1}{[\Lambda \xi (\xi - \chi)]^2} \left[(4\xi - w) \sqrt{1 - w^2} - 3\xi \sqrt{1 - \xi^2} \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + (2\xi^2 + 1) [\operatorname{arcsin}(w) - \operatorname{arcsin}(\xi)] \right] \right. \\
 &\quad \left. + \frac{2(1 + \Lambda)^2}{1 - (\Lambda \chi)^2} \left[\frac{\Lambda \chi}{\sqrt{1 - (\Lambda \chi)^2}} \ln[\tilde{w}] + \frac{\sqrt{1 - w^2}}{\Lambda \chi + w} \right] \right]^{\frac{1}{2}}
 \end{aligned} \tag{B.123}$$

an. Dabei ist für das Argument der natürlichen Logarithmusfunktion erneut (B.122) einzusetzen. Über den Effektivwert nach (B.123) und der Grundschiwingungsamplitude (B.120) lässt sich der Leistungsfaktor über das Verhältnis

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\hat{i}_1}{I_i} \quad (\text{B.124})$$

berechnen. Bild B.30 stellt diesen für vier verschiedene, normierte Ausgangsspannungen χ als Funktion des Induktivitätsverhältnisses Λ dar.

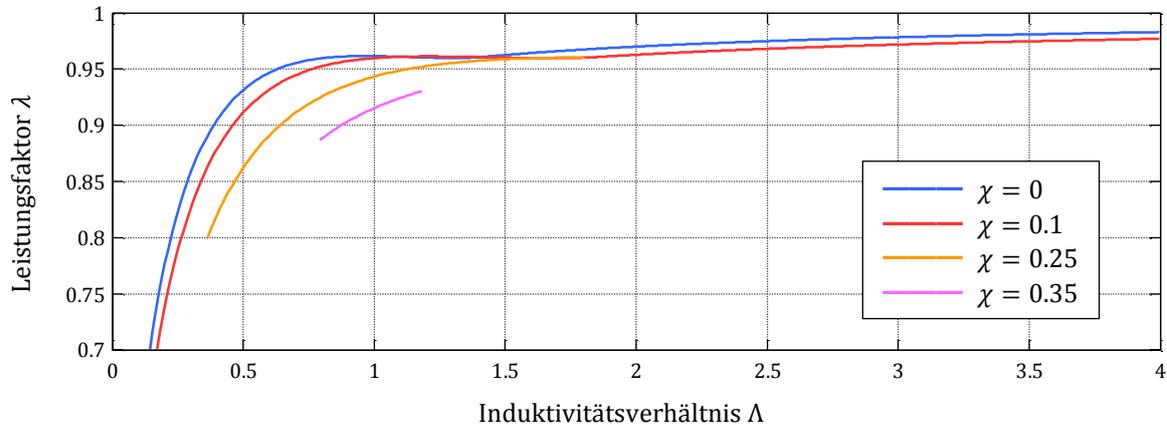


Bild B.30: Leistungsfaktor als Funktion des Induktivitätsverhältnisses Λ .

B.3.7 Sperrspannungen und Ströme der Bauelemente

Die folgenden Unterkapitel listen für die einzelnen Topologien von Kapitel 5.4 tabellarisch die Sperrspannungen an den Bauelementen sowie die Ströme durch die Bauelemente auf. Die Spannungen gelten für eine Hochfrequenzperiode in der Netzspitze bei $\varphi = \pi/2$, da hier bis auf wenige Ausnahmen die höchsten Werte auftreten. Die Sperrspannungen sind zudem auf die Netzspitzenspannung \hat{u}_i normiert. In den Tabellen erfolgt eine Aufteilung auf die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode mit der Periodendauer T_S . Die Hochfrequenzperiode beginnt mit dem Leitintervall $0 \leq t < \delta T_S$ des Leistungsschalters. Es folgen die Abmagnetisierungsintervalle der beiden Induktivitäten, wobei $\varepsilon_1 T_S$ den Abmagnetisierungszeitpunkt der Eingangsinduktivität L_1 und $\varepsilon_2 T_S$ den Abmagnetisierungszeitpunkt der Ausgangsinduktivität L_2 bezeichnet. Da die Eingangsstufe im DCM und die Ausgangsstufe im erweiterten BCM arbeitet gilt stets $\varepsilon_1 T_S < \varepsilon_2 T_S$. Im verbleibenden Intervall $\varepsilon_2 T_S < t < T_S$ der HF-Periode sperren alle Leistungshalbleiterbauelemente. Für die Stromrichtung an der Zwischenkreiskapazität C_B ist das Erzeugerzählpeilsystem [446] gewählt. Ein positiver Wert bedeutet somit eine Leistungsabgabe, ein negativer Wert eine Aufnahme von Leistung.

Die Tabellen zeigen für jede Topologie die Anzahl der Halbleiterbauelemente, mit welchen Strömen sie belastet werden sowie die nötige minimale Sperrspannung.

B.3.7.1 Boost-Buck

Tabelle B.1 und Tabelle B.2 und gelten für den Boost-Buck-Konverter von Bild 5.18 bzw. Bild 5.19 ohne die optionale Diode D_3 .

Tabelle B.1: Ströme durch die Bauelemente für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	$i_{L1} + i_{L2}$	0	0	0
Diode D_1	i_{L1}	i_{L1}	0	0
Diode D_2	0	$i_{L1} + i_{L2}$	i_{L2}	0
Kapazität C_B	i_{L2}	$-i_{L1}$	0	0

Tabelle B.2: Sperrspannungen in der Netzspitze an den Bauelementen für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode. Die Spannungen sind auf die Netzspitzenspannung \hat{u}_i normiert.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	0	ξ	ξ	$\xi - \chi$
Diode D_1	0	0	$\xi - 1$	$\xi - 1 - \chi$
Diode D_2	ξ	0	0	χ

B.3.7.2 Buck-Buck

Tabelle B.3 und Tabelle B.4 sowie Tabelle B.5 gelten für den Buck-Buck-Konverter von Bild 5.22. Für die Auflistung der Ströme durch die Bauelemente gilt für verschiedene Konfigurationen folgende Zuweisung:

- Tabelle B.3 für $i_{L1}(0 \leq t < \delta T_S) \leq i_{L2}(0 \leq t < \delta T_S)$
- Tabelle B.4 für $i_{L1}(0 \leq t < \delta T_S) > i_{L2}(0 \leq t < \delta T_S)$

Tabelle B.3: Ströme durch die Bauelemente für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	i_{L2}	0	0	0
Diode D_1	0	i_{L1}	0	0
Diode D_2	0	i_{L2}	i_{L2}	0
Diode D_3	$i_{L2} - i_{L1}$	0	0	0
Diode D_4	0	0	0	0
Kapazität C_B	$i_{L2} - i_{L1}$	$-i_{L1}$	0	0

Tabelle B.4: Ströme durch die Bauelemente für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	i_{L1}	0	0	0
Diode D_1	0	i_{L1}	0	0
Diode D_2	0	i_{L2}	i_{L2}	0
Diode D_3	0	0	0	0
Diode D_4	$i_{L1} - i_{L2}$	0	0	0
Kapazität C_B	$i_{L2} - i_{L1}$	$-i_{L1}$	0	0

Tabelle B.5: Sperrspannungen in der Netzspitze an den Bauelementen für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode. Die Spannungen sind auf die Netzspitzenspannung \hat{u}_i normiert.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	0	$\xi + 1$	1	$1 - \chi$
Diode D_1	1	0	ξ	ξ
Diode D_2	ξ	0	0	χ
Diode D_3	0	1	$1 - \xi$	$1 - \xi$
Diode D_4	0	ξ	ξ	$\xi - \chi$

B.3.7.3 BuckBoost-Buck

Tabelle B.6 und Tabelle B.7 bis Tabelle B.9 gelten für den BuckBoost-Buck-Konverter von Bild 5.28. Für die Auflistung der Sperrspannungen gilt für verschiedene Konfigurationen von Zwischenkreis- und Ausgangsspannung folgende Zuweisung:

- Tabelle B.7 für $\xi \leq 1$
- Tabelle B.8 für $\xi > 1$ und $\chi \leq \xi - 1$
- Tabelle B.9 für $\xi > 1$ und $\chi > \xi - 1$

Tabelle B.6: Ströme durch die Bauelemente für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	$i_{L1} + i_{L2}$	0	0	0
Diode D_1	0	i_{L1}	0	0
Diode D_2	0	i_{L2}	i_{L2}	0
Diode D_3	i_{L2}	0	0	0
Diode D_4	i_{L1}	0	0	0
Kapazität C_B	i_{L2}	$-i_{L1}$	0	0

Tabelle B.7: Sperrspannungen in der Netzspitze an den Bauelementen für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode. Die Spannungen sind auf die Netzspitzenspannung \hat{u}_i normiert.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	0	$\xi + 1$	1	1
Diode D_1	$\xi + 1$	0	ξ	ξ
Diode D_2	ξ	0	0	χ
Diode D_3	0	1	$1 - \xi$	$1 - \xi + \chi$
Diode D_4	0	0	0	0

Tabelle B.8: Sperrspannungen in der Netzspitze an den Bauelementen für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode. Die Spannungen sind auf die Netzspitzenspannung \hat{u}_i normiert.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	0	$\xi + 1$	ξ	ξ
Diode D_1	$\xi + 1$	0	ξ	ξ
Diode D_2	ξ	0	0	χ
Diode D_3	0	1	0	0
Diode D_4	0	0	$\xi - 1$	$\xi - \chi - 1$

Tabelle B.9: Sperrspannungen in der Netzspitze an den Bauelementen für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode. Die Spannungen sind auf die Netzspitzenspannung \hat{u}_i normiert.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	0	$\xi + 1$	ξ	1
Diode D_1	$\xi + 1$	0	ξ	ξ
Diode D_2	ξ	0	0	χ
Diode D_3	0	1	0	$1 - \xi + \chi$
Diode D_4	0	0	$\xi - 1$	0

B.3.7.4 Boost-BuckBoost

Tabelle B.10 und Tabelle B.11 gelten für den Boost-BuckBoost-Konverter von Bild 5.30.

Tabelle B.10: Ströme durch die Bauelemente für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	$i_{L1} + i_{L2}$	0	0	0
Diode D_1	i_{L1}	0	0	0
Diode D_2	0	i_{L2}	i_{L2}	0
Diode D_3	0	i_{L1}	0	0
Kapazität C_B	i_{L2}	$-i_{L1}$	0	0

Tabelle B.11: Sperrspannungen in der Netzspitze an den Bauelementen für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode. Die Spannungen sind auf die Netzspitzenspannung \hat{u}_i normiert.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	0	$\xi + \chi$	$\xi + \chi$	ξ
Diode D_1	0	χ	$\xi + \chi - 1$	$\xi - 1$
Diode D_2	$\xi + \chi$	0	0	χ
Diode D_3	ξ	0	$\xi - 1$	$\xi - 1$

B.3.7.5 Buck-BuckBoost

Tabelle B.12 und Tabelle B.13 sowie Tabelle B.14 gelten für den Buck-BuckBoost-Konverter von Bild 5.33. Für die Auflistung der Ströme durch die Bauelemente gilt für verschiedene Konfigurationen folgende Zuweisung:

- Tabelle B.12 für $i_{L1}(0 \leq t < \delta T_S) \leq i_{L2}(0 \leq t < \delta T_S)$
- Tabelle B.13 für $i_{L1}(0 \leq t < \delta T_S) > i_{L2}(0 \leq t < \delta T_S)$

Tabelle B.12: Ströme durch die Bauelemente für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	i_{L2}	0	0	0
Diode D_1	0	i_{L1}	0	0
Diode D_2	0	i_{L2}	i_{L2}	0
Diode D_3	$i_{L2} - i_{L1}$	0	0	0
Diode D_4	0	0	0	0
Kapazität C_B	$i_{L2} - i_{L1}$	$-i_{L1}$	0	0

Tabelle B.13: Ströme durch die Bauelemente für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	i_{L1}	0	0	0
Diode D_1	0	i_{L1}	0	0
Diode D_2	0	i_{L2}	i_{L2}	0
Diode D_3	0	0	0	0
Diode D_4	$i_{L1} - i_{L2}$	0	0	0
Kapazität C_B	$i_{L2} - i_{L1}$	$-i_{L1}$	0	0

Tabelle B.14: Sperrspannungen in der Netzspitze an den Bauelementen für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode. Die Spannungen sind auf die Netzspitzenspannung \hat{u}_i normiert.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	0	$\xi + \chi + 1$	$\chi + 1$	1
Diode D_1	1	0	ξ	ξ
Diode D_2	$\xi + \chi$	0	0	χ
Diode D_3	0	1	$1 - \xi$	$1 - \xi$
Diode D_4	0	$\xi + \chi$	$\xi + \chi$	ξ

B.3.7.6 BuckBoost-BuckBoost

Tabelle B.15 und Tabelle B.16 bis Tabelle B.17 gelten für den BuckBoost-BuckBoost-Konverter von Bild 5.37. Für die Auflistung der Sperrspannungen gilt für verschiedene Konfigurationen von Zwischenkreis- und Ausgangsspannung folgende Zuweisung:

- Tabelle B.16 für $\chi < 1$ (mit D_4)
- Tabelle B.17 für $\chi \geq 1$ und $\xi \geq 1$ (ohne D_4)

Ein Betrieb des Konverters mit $\xi < 1$ und $\chi \geq 1$ ist gemäß (5.77) nicht möglich.

Tabelle B.15: Ströme durch die Bauelemente für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	$i_{L1} + i_{L2}$	0	0	0
Diode D_1	0	i_{L1}	0	0
Diode D_2	0	i_{L2}	i_{L2}	0
Diode D_3	i_{L2}	0	0	0
Diode D_4	i_{L1}	0	0	0
Kapazität C_B	i_{L2}	$-i_{L1}$	0	0

Tabelle B.16: Sperrspannungen in der Netzspitze an den Bauelementen für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode. Die Spannungen sind auf die Netzspitzenspannung \hat{u}_i normiert.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	0	$\xi + 1$	$\xi + \chi$	ξ
Diode D_1	$\xi + 1$	0	ξ	ξ
Diode D_2	$\xi + \chi$	0	0	χ
Diode D_3	0	0	$\max(\xi + \chi - 1, 0)$	$\max(\xi - 1, 0)$
Diode D_4	0	$1 - \chi$	$\max(1 - \xi - \chi, 0)$	$\max(1 - \xi, 0)$

Tabelle B.17: Sperrspannungen in der Netzspitze an den Bauelementen für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode. Die Spannungen sind auf die Netzspitzenspannung \hat{u}_i normiert.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	0	$\xi + \chi$	$\xi + \chi$	ξ
Diode D_1	$\xi + 1$	0	ξ	ξ
Diode D_2	$\xi + \chi$	0	0	χ
Diode D_3	0	$\chi - 1$	$\xi + \chi - 1$	$\xi - 1$

B.3.7.7 Boost-Boost

Tabelle B.18 und Tabelle B.19 und gelten für den Boost-Boost-Konverter von Bild 5.40.

Tabelle B.18: Ströme durch die Bauelemente für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	$i_{L1} + i_{L2}$	0	0	0
Diode D_1	0	i_{L1}	0	0
Diode D_2	0	i_{L2}	i_{L2}	0
Diode D_3	i_{L1}	0	0	0
Kapazität C_B	i_{L2}	$i_{L2} - i_{L1}$	0	0

Tabelle B.19: Sperrspannungen in der Netzspitze an den Bauelementen für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode. Die Spannungen sind auf die Netzspitzenspannung \hat{u}_i normiert.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	0	χ	χ	ξ
Diode D_1	ξ	0	$\xi - 1$	$\xi - 1$
Diode D_2	χ	0	0	$\chi - \xi$
Diode D_3	0	$\chi - \xi$	$\xi - 1$	$\xi - 1$

B.3.7.8 Buck-Boost

Tabelle B.20 und Tabelle B.21 sowie Tabelle B.22 gelten für den Buck-Boost-Konverter von Bild 5.42. Für die Auflistung der Ströme durch die Bauelemente gilt für verschiedene Konfigurationen folgende Zuweisung:

- Tabelle B.20 für $i_{L1}(0 \leq t < \delta T_S) \leq i_{L2}(0 \leq t < \delta T_S)$
- Tabelle B.21 für $i_{L1}(0 \leq t < \delta T_S) > i_{L2}(0 \leq t < \delta T_S)$

Tabelle B.20: Ströme durch die Bauelemente für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	i_{L2}	0	0	0
Diode D_1	0	i_{L1}	0	0
Diode D_2	0	i_{L2}	i_{L2}	0
Diode D_3	$i_{L2} - i_{L1}$	0	0	0
Diode D_4	0	0	0	0
Kapazität C_B	$i_{L2} - i_{L1}$	$i_{L2} - i_{L1}$	i_{L2}	0

Tabelle B.21: Ströme durch die Bauelemente für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	i_{L1}	0	0	0
Diode D_1	0	i_{L1}	0	0
Diode D_2	0	i_{L2}	i_{L2}	0
Diode D_3	0	0	0	0
Diode D_4	$i_{L1} - i_{L2}$	0	0	0
Kapazität C_B	$i_{L2} - i_{L1}$	$i_{L2} - i_{L1}$	i_{L2}	0

Tabelle B.22: Sperrspannungen in der Netzspitze an den Bauelementen für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode. Die Spannungen sind auf die Netzspitzenspannung \hat{u}_i normiert.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	0	$\chi + 1$	$1 - \xi + \chi$	1
Diode D_1	1	0	ξ	ξ
Diode D_2	χ	0	0	$\xi - \chi$
Diode D_3	0	1	$1 - \xi$	$1 - \xi$
Diode D_4	0	χ	χ	ξ

B.3.7.9 BuckBoost-Boost

Tabelle B.23 und Tabelle B.24 bis Tabelle B.27 gelten für den BuckBoost-Boost-Konverter von Bild 5.44. Für die Auflistung der Sperrspannungen gilt für verschiedene Konfigurationen von Zwischenkreis- und Ausgangsspannung folgende Zuweisung:

- Tabelle B.24 für $\chi \leq 1$ und $\xi \leq 1$
- Tabelle B.25 für $\chi > 1, \chi < 1 + \xi$ und $\xi \leq 1$
- Tabelle B.26 für $\chi > 1, \chi < 1 + \xi$ und $\xi > 1$
- Tabelle B.27 für $\chi > 1 + \xi$ und $\xi \geq 1$

Ein Betrieb des Konverters mit $\chi < 1$ und $\xi \geq 1$ sowie mit $\chi > 1 + \xi$ und $\xi < 1$ ist nicht möglich.

Tabelle B.23: Ströme durch die Bauelemente für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	$i_{L1} + i_{L2}$	0	0	0
Diode D_1	0	i_{L1}	0	0
Diode D_2	0	i_{L2}	i_{L2}	0
Diode D_3	i_{L2}	0	0	0
Diode D_4	i_{L1}	0	0	0
Kapazität C_B	i_{L2}	$i_{L2} - i_{L1}$	i_{L2}	0

Tabelle B.24: Sperrspannungen in der Netzspitze an den Bauelementen für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode. Die Spannungen sind auf die Netzspitzenspannung \hat{u}_i normiert.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	0	$\xi + 1$	1	1
Diode D_1	$\xi + 1$	0	ξ	ξ
Diode D_2	χ	0	0	$\chi - \xi$
Diode D_3	0	$\xi - \chi + 1$	$1 - \chi$	$1 - \xi$
Diode D_4	0	0	0	0

Tabelle B.25: Sperrspannungen in der Netzspitze an den Bauelementen für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode. Die Spannungen sind auf die Netzspitzenspannung \hat{u}_i normiert.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	0	$\xi + 1$	χ	1
Diode D_1	$\xi + 1$	0	ξ	ξ
Diode D_2	χ	0	0	$\chi - \xi$
Diode D_3	0	$1 + \xi - \chi$	0	$1 - \xi$
Diode D_4	0	0	$\chi - 1$	0

Tabelle B.26: Sperrspannungen in der Netzspitze an den Bauelementen für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode. Die Spannungen sind auf die Netzspitzenspannung \hat{u}_i normiert.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	0	$\xi + 1$	χ	ξ
Diode D_1	$\xi + 1$	0	ξ	ξ
Diode D_2	χ	0	0	$\chi - \xi$
Diode D_3	0	$1 + \xi - \chi$	0	0
Diode D_4	0	0	$\chi - 1$	$\xi - 1$

Tabelle B.27: Sperrspannungen in der Netzspitze an den Bauelementen für die einzelnen Phasen einer Hochfrequenzperiode. Die Spannungen sind auf die Netzspitzenspannung \hat{u}_i normiert.

Bauelement	$0 \leq t < \delta T_S$	$\delta T_S \leq t < \varepsilon_1 T_S$	$\varepsilon_1 T_S \leq t < \varepsilon_2 T_S$	$\varepsilon_2 T_S < t < T_S$
MOSFET Q	0	$\xi + 1$	χ	ξ
Diode D_1	$\xi + 1$	0	ξ	ξ
Diode D_2	χ	0	0	$\chi - \xi$
Diode D_3	0	0	0	0
Diode D_4	0	$\chi - \xi - 1$	$\chi - 1$	$\xi - 1$

B.3.8 Welligkeit der Zwischenkreisspannung bei sinusförmiger Stromaufnahme.

Gegeben ist das Modell nach Bild 5.52 zur Abschätzung der Welligkeit der Zwischenkreisspannung mit der zugehörigen Differentialgleichung (5.92). Bei einer sinusförmigen Stromaufnahme lässt sich die Gleichung zu

$$\omega C_B u_B(\varphi) \frac{du_B(\varphi)}{d\varphi} = 2P \sin(\varphi)^2 - P \quad (\text{B.125})$$

bzw.

$$u_B(\varphi) \frac{du_B(\varphi)}{d\varphi} = -\frac{P}{\omega C_B} [1 - 2 \sin(\varphi)^2] \quad (\text{B.126})$$

umschreiben. Deren Lösung

$$u_B(\varphi) = \sqrt{[u_B(\varphi = 0)]^2 - \frac{P}{\omega C_B} \sin(2\varphi)} \quad (\text{B.127})$$

beschreibt den Verlauf der Spannung über der Zwischenkreiskapazität. Unter der Annahme einer hinreichend kleinen Welligkeit der Kondensatorspannung bezogen auf ihren Mittelwert U_B sind der Anfangswert $u_B(\varphi = 0)$ und der Mittelwert identisch. Somit gilt für den Verlauf in guter Näherung

$$u_B(\varphi) = \sqrt{U_B^2 - \frac{P}{\omega C_B} \sin(2\varphi)}. \quad (\text{B.128})$$

Als Welligkeit sei mit

$$\hat{u}_B = \frac{1}{2} \left[\sqrt{U_B^2 + \frac{P}{\omega C_B}} - \sqrt{U_B^2 - \frac{P}{\omega C_B}} \right] \quad (\text{B.129})$$

der halbe Spitze-Spitze-Wert des Wechselspannungsanteils definiert. Unter der Annahme einer geringen Welligkeit

$$U_B^2 \gg \frac{P}{\omega C_B} \quad (\text{B.130})$$

lässt sich (B.129) mit Hilfe der Taylorreihenentwicklung zu

$$\hat{u}_B \approx \frac{P}{2\omega C_B U_B} \quad (\text{B.131})$$

vereinfachen.

Anhang C Verlustabschätzung der Komponenten

Für eine möglichst hohe Lichtausbeute der LED-Lampe als Gesamtsystem sind neben der Lichtausbeute der verwendeten LEDs auch die Gesamtverluste im Vorschaltgerät zu berücksichtigen. Aus diesem Grund ist eine Abschätzung der Verluste innerhalb der Komponenten mit ausreichender Genauigkeit nötig. Da für eine Schaltungstopologie eine Vielzahl an Parametern für die Suche eines Optimums variiert werden müssen, sind dazu eine Fülle von Designs zu berechnen. Eine sehr kurze Rechenzeit ist daher unerlässlich. Dies erfordert einen Kompromiss zwischen Genauigkeit und Rechendauer. Im Folgenden wird für die Komponenten nach Tabelle C.1 eine effiziente Modellierung der relevanten Verlustmechanismen durchgeführt und die darauf basierenden Berechnungsvorschriften für die Verlustleistung dargestellt. Als Basis für die Modellparameter dienen in erster Linie die Datenblätter der Hersteller von Bauteilen und Materialien, aber auch zur Verfügung stehende Modelle für Schaltungssimulatoren sowie eigenständige Messungen.

Tabelle C.1: Für den Optimierungsprozess relevante Komponenten eines Konverters und die berücksichtigten Verlustanteile.

- Schaltdioden
 - Leitverluste
 - Verluste aufgrund der Umladung der Diodenkapazität
- Brückengleichrichter
 - Leitverluste
- MOSFET
 - Leitverluste
 - Ansteuerverluste
 - Kapazitive Einschaltverluste
- Spule
 - Wicklungsverluste
 - Kernverluste
 - Verluste aufgrund der Umladung der Spulenkapazität
- Zwischenkreiskapazität
 - Verluste im äquivalenten Serienwiderstand

Mit Ausnahme der Leitverluste der Diodenbrücke beziehen sich die folgenden Berechnungen der Verlustleistungsanteile auf eine einzelne Hochfrequenzperiode. Bei den zu untersuchenden Konvertern variiert aber gewöhnlich der Kurvenverlauf einer HF-Periode innerhalb einer Netzhalbschwingung und mit ihm auch die Verluste. Die Verluste über eine komplette Netzhalbschwingung ergeben sich über die gewichtete Summation der Verluste aller Hochfrequenzperioden. Da die Schaltfrequenz weit über der Netzfrequenz liegt, kann diese Summe durch die Integration

$$P = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} p(\varphi) d\varphi \quad (\text{C.1})$$

ersetzt werden.

C.1 Schaltdiode

Bei einer Schaltdiode handelt es sich um eine Halbleiterdiode, die für einen schnellen Übergang zwischen Leit- und Sperrzustand bestimmt ist (IEV 521-04-13 [447]). Während eines Hochfrequenzzyklus mit der Periodendauer T_S (Bild C.1) durchläuft sie allgemein die Betriebszustände nach Tabelle C.2. Dabei treten jeweils unterschiedliche Verlustmechanismen auf.

Tabelle C.2: Unterschiedliche Betriebszustände einer Diode.

Statisch	Dynamisch
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Sperrphase ▪ Leitphase 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Einschaltphase ▪ Ausschaltphase

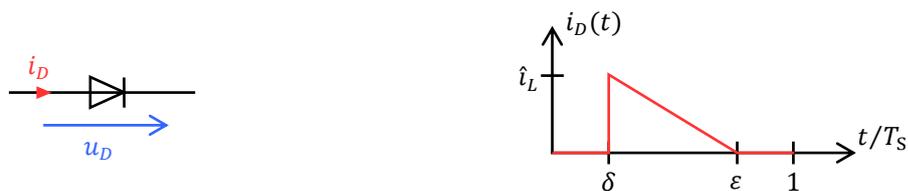


Bild C.1: Schaltbild einer Diode mit Zählrichtung von Diodenspannung u_D und Diodenstrom i_D (links). Typischer dreiecksförmiger Stromverlauf durch die Diode eines hartschaltenden Konverters im DCM für eine Hochfrequenzperiode (rechts).

Liegt an der Diode eine Sperrspannung $u_D < 0$ an, so fließt ein geringer Sperrstrom $i_D < 0$ in Rückwärtsrichtung. Dieser liegt für pin-Dioden aus Silizium im Bereich von nur einigen wenigen μA . Die resultierenden Sperrverluste sind auch bei höheren Temperaturen vernachlässigbar.

In der Leitphase fließt durch die Diode ein Vorwärtsstrom i_D . Gleichzeitig fällt über der Diode die stromabhängige Vorwärtsspannung $u_D(i_D)$ ab, wodurch in der Diode die Momentanleistung

$$p = i_D \cdot u_D(i_D) \quad (\text{C.2})$$

umgesetzt wird.

Die Kennlinie eines idealen pn-Übergangs ist über die Exponentialfunktion

$$i_D(u_D) = I_S \left[\exp\left(\frac{u_D}{U_T}\right) - 1 \right] \quad (\text{C.3})$$

mit dem Sperrsättigungsstrom I_S und der Temperaturspannung U_T beschreibbar [179] [448] [449]. Sie gibt den Vorwärtsstrom in Abhängigkeit der Vorwärtsspannung an. Für

reale Dioden wird diese Gleichung um einen in Serie liegenden Bahnwiderstand R_D sowie einem Korrekturfaktor, dem Emissionskoeffizienten $\zeta \approx 1 \dots 2$, zur impliziten Form

$$i_D(u_D) = I_S \left[\exp \left(\frac{u_D - i_D(u_D) R_D}{\zeta U_T} \right) - 1 \right] \quad (\text{C.4})$$

erweitert. Eine Darstellung der Kennlinie in der Form $i_D = i_D(u_D)$ ist hier zwar nicht mehr direkt möglich, die Vorwärtsspannung

$$u_D(i_D) = \zeta U_T \ln \left(\frac{i_D}{I_S} + 1 \right) + i_D R_D \quad (\text{C.5})$$

als Funktion des Vorwärtsstroms kann aber weiterhin explizit angegeben werden. Die Gleichung (C.5) dient als Basis für eine physikalisch begründete Fitfunktion einer Diodenkennlinie. Die Parameter für zwei ausgewählte Schaltdioden listet die Tabelle C.3 auf. Die Grundlage bilden Kurven aus dem entsprechenden Datenblatt [450]. Bild C.2 stellt für die beiden Dioden jeweils die extrahierte¹⁴² Datenblattkurve und die Approximation nach (C.5) gegenüber. Im relevanten Strombereich ist die durchgeführte Näherung hinreichend genau.

Tabelle C.3: Fitparameter zu (C.5) für zwei ausgewählte Schaltdioden. Die Daten gelten für eine Sperrschichttemperatur von 25 °C¹⁴³.

Diode	Typ	Sperrspannung	ζU_T in mV	I_S in μA	R_D in m Ω
ES1G	Pin-Diode, Fast-Recovery	400 V	91.4	6.775	102.6
ES1H	Pin-Diode, Fast-Recovery	500 V	140	18.779	95.1

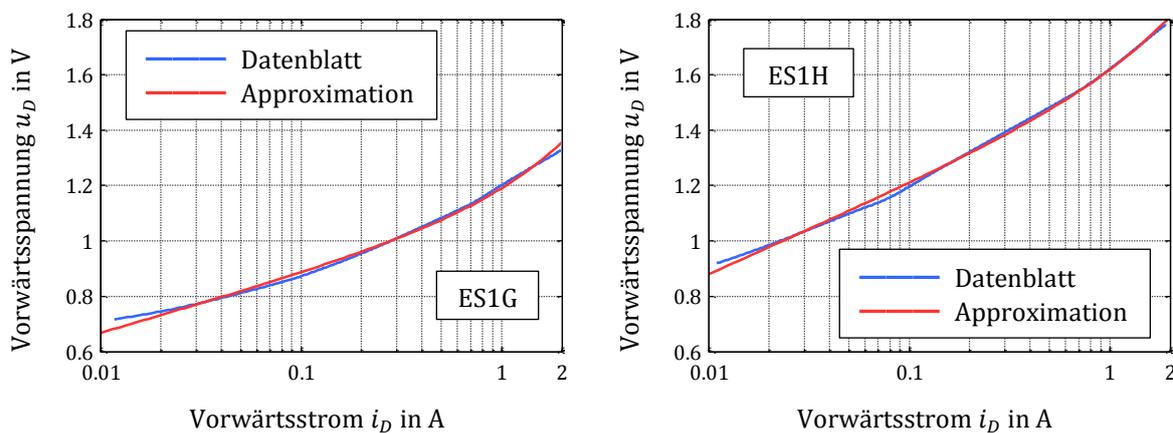


Bild C.2: Vergleich der Vorwärtscharakteristik von Datenblatt und Approximation nach (C.5) für die Schaltdioden ES1G (links) und ES1H (rechts).

¹⁴² Die Kurven aus dem Datenblatt sind mit dem am Lehrstuhl für Elektromagnetische Felder der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg intern verfügbaren Programm *XInC* extrahiert. Der verwendete Algorithmus ist in [451] beschrieben.

¹⁴³ Im Betrieb wird sich eine höhere Sperrschichttemperatur einstellen. Die Leitverluste nehmen jedoch für diesen Diodentyp bei höheren Temperaturen tendenziell ab, sodass mit den Parametern der Tabelle eine obere Schranke berechenbar ist.

Basierend auf der approximierten Diodenkennlinie (C.5) lassen sich die mittleren Leitverluste bezüglich einer Hochfrequenzperiode für einen Vorwärtsstrom gemäß Bild C.1 (rechts) zu

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_D(t) u_D(i_D(t)) dt \\
 &= \hat{i}_L \zeta U_T \frac{\varepsilon - \delta}{4 \left(\frac{\hat{i}_L}{I_S}\right)^2} \left[2 \frac{\hat{i}_L}{I_S} - \left(\frac{\hat{i}_L}{I_S}\right)^2 + 2 \left[\left(\frac{\hat{i}_L}{I_S}\right)^2 - 1 \right] \ln \left(\frac{\hat{i}_L}{I_S} + 1\right) \right] + \hat{i}_L^2 R_D \frac{\varepsilon - \delta}{3}
 \end{aligned} \tag{C.6}$$

berechnen. Die Gleichung kann mit $\hat{i}_L/I_S \gg 1$ zu

$$P = \hat{i}_L \zeta U_T \frac{\varepsilon - \delta}{4} \left[2 \ln \left(\frac{\hat{i}_L}{I_S}\right) - 1 \right] + \hat{i}_L^2 R_D \frac{\varepsilon - \delta}{3}. \tag{C.7}$$

vereinfacht werden.

Neben den beschriebenen statischen Verlusten treten bei jedem Wechsel zwischen den beiden Phasen Verluste auf. Beim Übergang einer pin-Diode vom sperrenden in den leitenden Zustand wird die Sperrspannung abgebaut und Ladungsträger müssen in die niedrig dotierte Zone eindringen. Die Diodenspannung steigt hier zunächst auf eine Einschaltspannungsspitze, bevor sich der stationäre Zustand einstellt und sie auf die Durchlassspannung absinkt [452]. Dieser Effekt wird als Vorwärtserholverhalten (Forward Recovery) bezeichnet. Die Höhe der transienten Spannungsspitze liegt mit einigen 10 V bei einem Vielfachen der Durchlassspannung [453]. Da gleichzeitig der eingeprägte Vorwärtsstrom durch die Diode fließt, treten während der Einschaltzeit erhöhte Verluste im Bauelement auf. Bei den relativ geringen Diodenströmen der hier untersuchten Konvertertopologien, ist das Vorwärtserholverhalten kaum ausgeprägt und wird deshalb nicht weiter berücksichtigt.

Beim Ausschalten einer leitenden pin-Diode muss zunächst ein Abbau der darin gespeicherten Ladungsträger erfolgen. Aus diesem Grund tritt ein Stromfluss in Rückwärtsrichtung auf, der in der Spitze betragsmäßig den Vorwärtsstrom um ein Vielfaches überschreiten kann [454]. Gleichzeitig liegt über der Diode die mitunter hohe Sperrspannung an¹⁴⁴. Die Höhe des Rückwärtsstroms hängt maßgeblich von der Stromänderungsgeschwindigkeit ab. Mit einem typischen Verlauf des Diodenstroms eines hartschaltenden Konverters im DCM nach Bild C.1 (rechts) gibt die Induktivität diese Stromänderung vor. In dieser Betriebsart kann sich die gespeicherte Ladung weitestgehend in der Abmagnetisierungsphase abbauen und der Rückwärtsstrom ist gering. Des Weiteren verwenden die Konverter dieser Arbeit schnelle pin-Schaltdioden (Fast Recovery Diodes), die eine niedrige Speicherladung und geringe Erholzeit aufweisen. Verluste aufgrund des Rückwärtserholverhaltens (Reverse Recovery) sind dementsprechend vernachlässigbar gering.

¹⁴⁴ Der Rückwärtsstrom fließt ebenfalls durch den MOSFET und überlagert sich zum eigentlichen Konverterstrom. Dadurch kommt es aufgrund des Rückwärtserholverhaltens der Diode auch im MOSFET zu einem weiteren Verlustanteil.

Neben den statischen und dynamischen Eigenschaften der Diode weist diese in Sperrrichtung eine spannungsabhängige Kapazität auf. Bei den hartschaltenden Konvertertopologien erfolgt beim Einschalten des MOSFETs eine verlustbehaftete Umladung dieser Kapazität. Dabei wird innerhalb des MOSFETs Verlustleistung umgesetzt. Für die bereits vorgestellten Schaltdioden *ES1G* und *ES1H* zeigt Bild C.3 (links) die Datenblattkurve der nichtlinearen Kleinsignalkapazität $C_D(u_{Dr})$ als Funktion der Sperrspannung

$$u_{Dr} = -u_D > 0. \quad (\text{C.8})$$

Die Werte sind aus dem zugehörigen Datenblatt [450] extrahiert. Die Kapazität fällt gemäß der Funktion

$$C_D(u_{Dr}) = C_{Da} \cdot \ln\left(\frac{u_{Dr}}{1\text{V}}\right) + C_{Db} \quad (\text{C.9})$$

linear mit dem Logarithmus der Spannung ab¹⁴⁵. Für die beiden Dioden listet Tabelle C.4 die Fitparameter für (C.9) auf.

Tabelle C.4: Fitparameter zu (C.9) für zwei ausgewählte Schaltdioden.

Diode	Typ	Sperrspannung	C_{Da}	C_{Db}
ES1G	Pin-Diode, Fast-Recovery	400 V	-0.97 pF	9.18 pF
ES1H	Pin-Diode, Fast-Recovery	500 V	-0.97 pF	10.82 pF

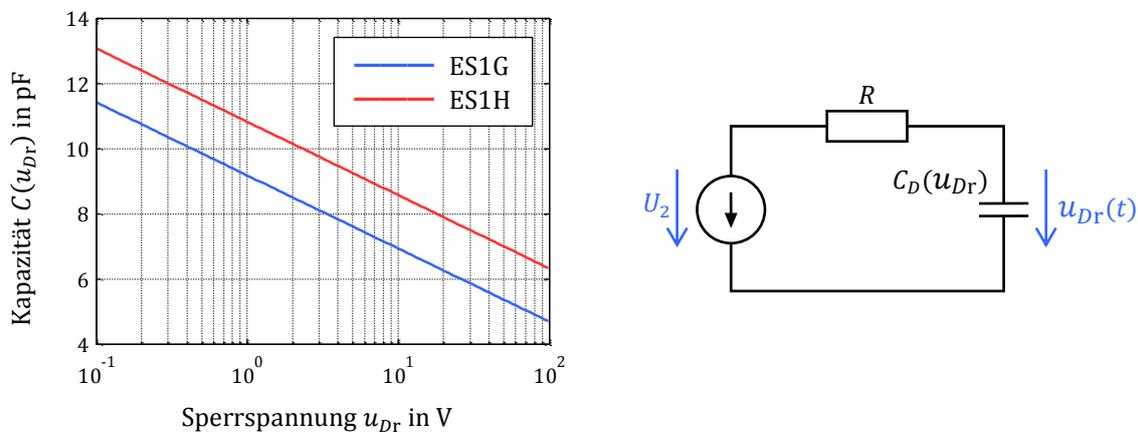


Bild C.3: Kleinsignalkapazität der Schaltdioden *ES1G* und *ES1H* als Funktion der Sperrspannung (links) sowie das Ersatzschaltbild zum Umladevorgang der Kapazität (rechts).

Die rechte Grafik in Bild C.3 zeigt ein vereinfachtes Ersatzschaltbild zur Beschreibung des Umladevorgangs. In diesem Modell beschreibt der Widerstand R die Drain-Source-Strecke des MOSFETs und die Gleichspannungsquelle U_2 die Eingangsspannungsquelle einer Konvertertopologie. Von der sperrenden Diode ist nur ihre nichtlineare Kapazität $C(u_{Dr})$ dargestellt. Diese wird über den Widerstand R durch die Spannungsquelle U_2 von ihrem Anfangswert

¹⁴⁵ Die Sperrschichtkapazität eines abrupten pn-Übergangs ist ungefähr umgekehrt proportional zur Wurzel der Sperrspannung [452] [455]. Eigene Messungen an den Dioden *ES1G* und *ES1H* bestätigen dieses Verhalten. Im Rahmen dieser Arbeit wird dennoch auf die zur Verfügung stehenden Datenblattkurven zurückgegriffen.

$$u_{Dr}(t = 0) = U_1 \quad (\text{C.10})$$

aus umgeladen. Für die Sperrspannung $u_{Dr}(t)$ gibt

$$C_D(u_{Dr}) \frac{d}{dt} [u_{Dr}(t)] = \frac{1}{R} [U_2 - u_{Dr}(t)] \quad (\text{C.11})$$

die Differentialgleichung des Anfangswertproblems an. Ein Einsetzen des Kapazitätsverlaufs (C.9) liefert

$$\left[C_{Da} \cdot \ln \left(\frac{u_{Dr}(t)}{1 \text{ V}} \right) + C_{Db} \right] \frac{d}{dt} u_{Dr}(t) = \frac{1}{R} [U_2 - u_{Dr}(t)]. \quad (\text{C.12})$$

Zur Lösung dieser nichtlinearen Differentialgleichung muss auf numerische Methoden zurückgegriffen werden. Mit der Kenntnis des Sperrspannungsverlaufs ist daraus die während des Umladevorgangs im Widerstand in Wärme umgesetzte Energie

$$E_D = \int_0^\infty \frac{[U_2 - u_{Dr}(t)]^2}{R} dt \quad (\text{C.13})$$

berechenbar. Der Widerstandswert R hat dabei keinen Einfluss. Für die Dioden *ES1G* und *ES1H* zeigt Bild C.4 die im Widerstand umgewandelte Energie als Funktion der Endspannung U_2 für vier verschiedene Anfangsspannungen U_1 .

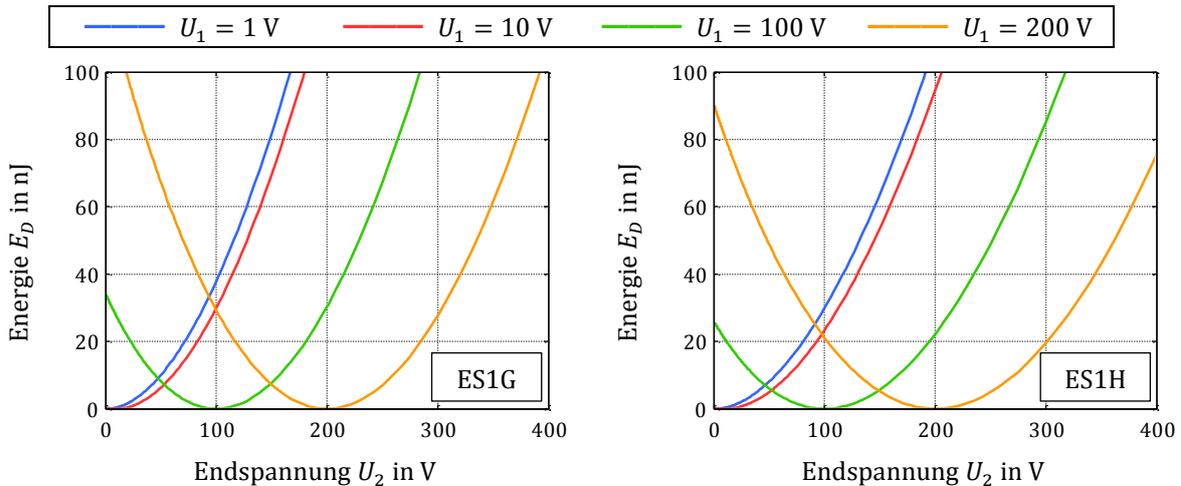


Bild C.4: Während des Umladevorgangs der Dioden *ES1G* (links) und *ES1H* (rechts) im Widerstand R umgesetzte Energie E_D als Funktion der Endspannung U_2 für vier Anfangsspannungen U_1 .

Es ist anzumerken, dass bei einem Lade- und Entladevorgang um denselben Differenzspannungsbetrag einer nichtlinearen Kapazität unterschiedliche Verlustenergien resultieren. Nur im Falle einer konstanten Kapazität sind beide Werte identisch. Die umgesetzte Leistung

$$P = E_D f_S \quad (\text{C.14})$$

ergibt sich aus dem Produkt der Energie mit der Schaltfrequenz f_S .

Mit den Energiebeträgen aus (C.13) ist es möglich eine energieäquivalente lineare Kapazität

$$C_{D,\text{eff}} = \frac{E_D}{2(U_2 - U_1)^2} \quad (\text{C.15})$$

zu definieren, welche die gleichen Verluste hervorrufen würde. In Abhängigkeit der Endspannung U_2 bildet diesen Wert Bild C.5 ab.

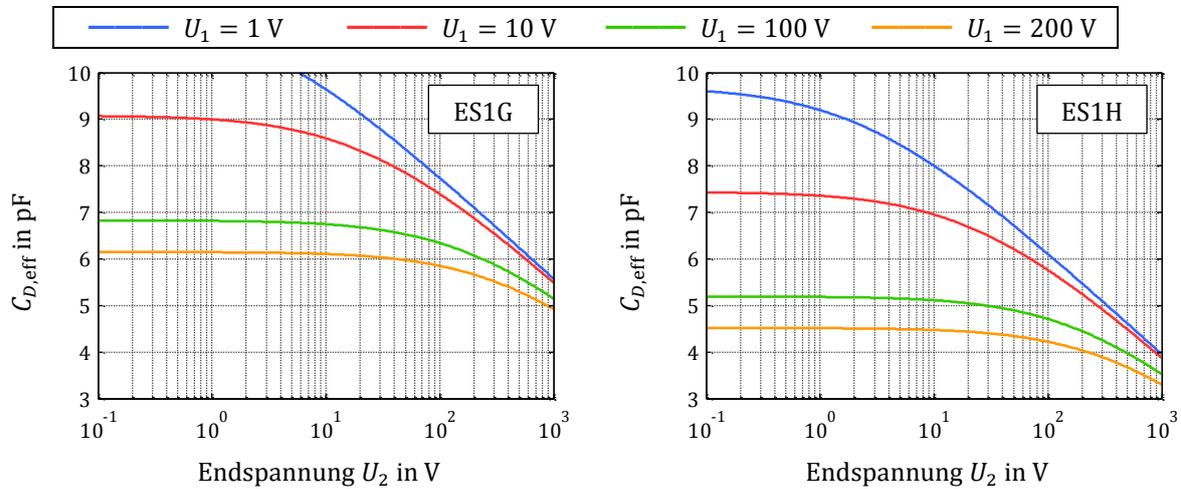


Bild C.5: Energieäquivalente Kapazität $C_{D,\text{eff}}$ bezüglich der Energie der Dioden *ES1G* (links) und *ES1H* (rechts) als Funktion der Endspannung U_2 für vier Anfangsspannungen U_1 .

C.2 Brückengleichrichter

Bei einem Brückengleichrichter sind entsprechend Bild C.6 (links) vier Dioden miteinander verschaltet. Während einer Netzperiode durchlaufen sie die im vorherigen Kapitel vorgestellten Betriebszustände nach Tabelle C.2.

Wie auch bei den Schaltdioden sind die Verluste aufgrund eines vernachlässigbaren Sperrstroms in Rückwärtsrichtung gering. Ebenso besitzen die Verluste aufgrund des Vorwärts- und Rückwärtserholungsverhaltens keine weitere Relevanz.

Zu berücksichtigen sind lediglich die Leitverluste. Für die Approximation der Durchlasskennlinie der Dioden eines Gleichrichters kann wieder die Fitfunktion (C.5) herangezogen werden. Tabelle C.5 listet die zugehörigen Parameter für den verwendeten Brückengleichrichter *MB4S*. Ein Vergleich der Approximation mit der Kennlinie aus dem Datenblatt [456] in Bild C.6 (rechts) zeigt eine gute Übereinstimmung.

Tabelle C.5: Fitparameter zu (C.5) für eine Diode des Brückengleichrichters *MB4S*. Die Daten gelten für eine Sperrschichttemperatur von 25 °C.

Diode	Typ	Sperrspannung	ζU_T in mV	I_S in μA	R_D in $\text{m}\Omega$
MB4S	Gleichrichterdiode	400 V	51.7	0.0196	43.7

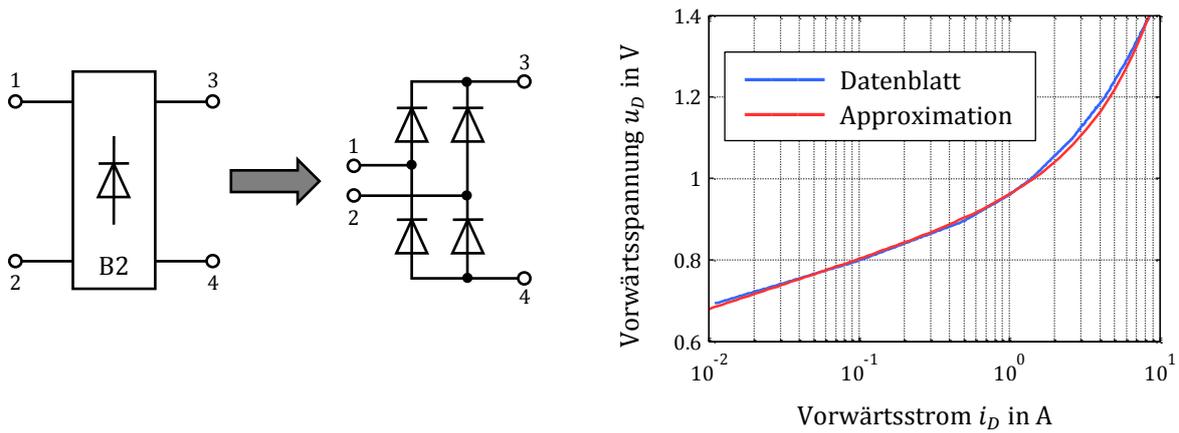


Bild C.6: Schaltbild eines Brückengleichrichters bestehend aus vier Dioden (links) sowie der Vergleich der Vorwärtscharakteristik von Datenblatt und Approximation nach (C.5) für eine Diode des Brückengleichrichters MB4S.

Mit der Kenntnis des Netz- bzw. Diodenstroms $i_D(\varphi) = i_i(\varphi)$ lassen sich mit der Approximation (C.5) die Leitverluste des Brückengleichrichters für eine Netzperiode über

$$\begin{aligned}
 P &= 2 \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_i(\varphi) u_D(i_i(\varphi)) d\varphi \\
 &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i_i(\varphi) \cdot \left[\zeta U_T \ln \left(\frac{i_i(\varphi)}{I_S} + 1 \right) + i_i(\varphi) R_D \right] d\varphi
 \end{aligned} \tag{C.16}$$

berechnen.

C.3 MOSFET

Wie bei der Diode treten beim MOSFET (Bild C.7) statisch Leit- und Sperrverluste sowie dynamisch Verluste beim Ein- und Ausschalten auf.

Im eingeschalteten Zustand arbeitet der MOSFET im ohmschen Bereich und die Drain-Source-Spannung über dem MOSFET ist proportional zum Kanalstrom. Der MOSFET verhält sich wie ein ohmscher Widerstand¹⁴⁶ $R_{ds(on)}$. Die auftretenden Verluste können über den Effektivwert des Kanalstroms berechnet werden. Mit einem typischen Stromverlauf nach Bild C.7 sind diese durch

$$P = \hat{i}_L^2 R_{ds(on)} \frac{\delta}{3} \tag{C.17}$$

gegeben. Der Drain-Source-Widerstand hängt stark von der Temperatur ab. In (C.17) ist entsprechend der Widerstand bei der Betriebstemperatur einzusetzen, die für den Optimierungsprozess geeignet abgeschätzt wird.

¹⁴⁶ Dieser Widerstand wird in der Literatur häufig als Kanalwiderstand bezeichnet. Bei hochsperrenden MOSFETs wird der Gesamtwiderstand allerdings durch den Widerstand der niedrig dotierten Driftzone dominiert [457]. Der eigentliche Kanalwiderstand ist anteilig gering.

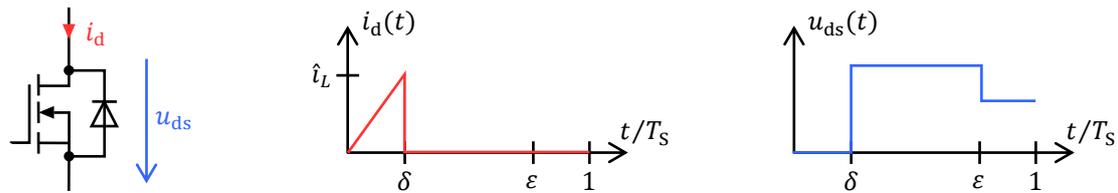


Bild C.7: Schaltbild eines MOSFETs mit Zählrichtung von Drainstrom i_d und Drain-Source Spannung u_{ds} (links). Typischer dreiecksförmiger Stromverlauf durch den MOSFET (mittig) sowie rechteckförmige Drain-Source-Spannung (rechts) eines idealen, hartschaltenden Konverters im DCM für eine Hochfrequenzperiode.

Im ausgeschalteten Zustand sperrt der MOSFET und es fließt ein geringer Leckstrom. Dieser liegt lediglich im μA -Bereich, womit die resultierenden Verluste vernachlässigt werden können.

Das Schaltverhalten eines MOSFETs wird neben den parasitären Induktivitäten maßgeblich durch die parasitären Kapazitäten zwischen den drei Bauteilanschlüssen bestimmt. Bei einem Schaltvorgang sind vor allem die Verluste aufgrund der Umladung der Eingangskapazität C_{iss} und der Ausgangskapazität C_{oss} zu betrachten. Diese Kapazitäten sind stark von der anliegenden Spannung abhängig und somit hochgradig nichtlinear [458] [459]. Die Abschätzung der Umladeverluste mit Hilfe der nichtlinearen Kapazitätsverläufe ist zwar prinzipiell möglich, aber mit erhöhtem Rechenaufwand verbunden. Einfacher ist es auf die Datenblattwerte von benötigter Gateladung Q_g ¹⁴⁷ und auf die in der Ausgangskapazität gespeicherte Energie E_{oss} zurückzugreifen, um aus diesen Angaben die Verluste abzuschätzen.

Während des Ein- und Ausschaltens erfolgt vom Treiber ein Umladen der Kapazitäten zwischen Gate und Source sowie zwischen Gate und Drain. Zum Einschalten des MOSFETs wird eine Ladung Q_g benötigt, um das Gate auf die Treiberspannung U_{Treiber} aufzuladen. Beim Ausschalten muss diese Ladung wieder abfließen. Die benötigte Ladungsmenge Q_g kann aus Messkurven des Datenblatts abgelesen werden. Das Auf- und Entladen des Gates erzeugt somit pro Hochfrequenzzyklus in guter Näherung die Verluste

$$P = Q_g U_{\text{Treiber}} f_s \quad (\text{C.18})$$

im internen und gegebenenfalls externen Gatewiderstand sowie dem Widerstand des Treibers.

In der Sperrphase des MOSFETs liegt über dessen Drain-Source- und Drain-Gate-Kapazität eine mitunter hohe Spannung an und in den Kapazitäten ist ein entsprechender Energiebetrag gespeichert. Beim Einschalten des MOSFETs wird diese Energie im MOSFET dissipiert. Die Abhängigkeit der Verlustenergie von der anliegenden Drain-Source-Spannung im Einschaltmoment ist teilweise in den Datenblättern als Diagramm angegeben oder lässt sich aus zur Verfügung stehenden Simulationsmodellen ermitteln. Für die in dieser

¹⁴⁷ Für den Wert der benötigten Gateladung wird die verfügbare Datenblattangabe des entsprechenden MOSFETs für eine Drain-Source-Spannung von 520 V und einem gepulsten Drainstrom von 0.8 A herangezogen. Mit dem Betrieb der Konverter im erweiterten BCM sind allerdings niedrigere Werte zu erwarten, sodass die gemachten Abschätzungen von (C.18) eine obere Schranke darstellen.

Arbeit verwendeten MOSFETs lässt sich diese Kennlinie für eine Abschaltspannung $u_{ds}(t = T_S) > 0$ gut durch die quadratische Funktion

$$\frac{E_{oss}}{\mu\text{J}} = c_1 \frac{u_{ds}(t = T_S)}{V} \left(\frac{u_{ds}(t = T_S)}{V} + c_2 \right) \quad (\text{C.19})$$

approximieren. Die Berechnung der Verlustleistung für eine Hochfrequenzperiode T_S ist damit über

$$P = E_{oss} f_S \quad (\text{C.20})$$

möglich.

Beim Ein- und Ausschaltvorgang liegt am MOSFET eine mitunter hohe Spannung an, während Strom durch den MOSFET fließt [460] [461]. Es entstehen dadurch im aktiven Gebiet des MOSFETs Verluste, die proportional mit der Schaltfrequenz skalieren. Für einen hart-schaltenden Konverter im DCM oder BCM ist allerdings der Strom im Einschaltmoment identisch null, sodass hier kein Verlustbeitrag entsteht. Im Ausschaltzeitpunkt tritt hingegen der maximale Drainstrom auf. Dieser Strom ist bei den Topologien dieser Arbeit allerdings gering genug, sodass es bei den eingesetzten MOSFETs zu einer sofortigen Sperrung des Kanals kommt [192] [460]. Dabei entstehen keine signifikanten Verluste im MOSFET, die berücksichtigt werden müssten.

Zu einer Auswahl aus der für diese Arbeit geeigneten MOSFETs führt Tabelle C.6 die relevanten Parameter zur Verlustleistungsbestimmung auf [462] [463] [464]. Die MOSFETs unterscheiden sich dabei durch ihre Chipfläche. Mit größer werdender Fläche sinkt der statische Widerstand $R_{ds(on)}$ und damit die Leitverluste, jedoch steigen die parasitären Kapazitäten und mit ihnen die kapazitiven Schaltverluste. Für jeden Arbeitspunkt existiert somit im Hinblick auf minimale Gesamtverluste ein optimaler MOSFET.

Tabelle C.6: Relevante Parameter ausgewählter MOSFETs zur Verlustleistungsbestimmung. Die Gateladung Q_g ist für eine Treiberspannung von 15 V angegeben. Der statische Widerstand $R_{ds(on)}$ gilt bei einer Chiptemperatur von 25 °C. Die Fitparameter c_1 und c_2 für (C.19) sind aus simulierten Kurvenverläufen extrahiert.

MOSFET	$R_{ds(on)}$ in Ω	Q_g in nC	c_1	c_2
SPD01N60C3	5.6	4.8	$1.438 \cdot 10^{-6}$	242
SPD02N60C3	2.7	13.3	$2.469 \cdot 10^{-6}$	431
SPD03N60C3	1.3	18.5	$3.002 \cdot 10^{-6}$	630

Bild C.8 zeigt für die beiden MOSFETs *SPD01N60C3* und *SPD02N60C3* die in der Ausgangskapazität gespeicherte Energie E_{oss} als Funktion der Drain-Source-Spannung u_{ds} . Auf der Basis von Simulationsmodellen des Herstellers sind die Werte aus simulierten Kurvenverläufen extrahiert. Verglichen mit der Approximation (C.19) und den zugehörigen Fitparametern aus Tabelle C.6 ist eine gute Übereinstimmung erkennbar.

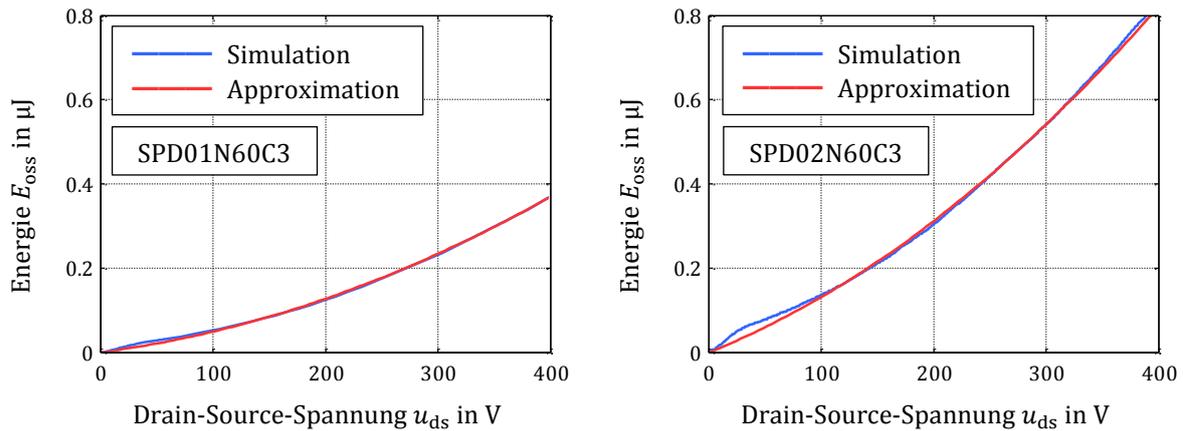


Bild C.8: Energie E_{oss} der Ausgangskapazität als Funktion der Drain-Source-Spannung u_{ds} für die MOSFETs *SPD01N60C3* (links) und *SPD02N60C3* (rechts). Die Daten sind aus simulierten Kurvenverläufen extrahiert und mit (C.19) und den Parametern aus Tabelle C.6 approximiert.

Die statischen Widerstände $R_{\text{ds(on)}}$ in Tabelle C.6 gelten für eine Chiptemperatur von 25 °C. Im Betrieb wird sich allerdings eine höhere Temperatur und damit auch ein höherer Widerstand einstellen. Die Abhängigkeit des $R_{\text{ds(on)}}$ von der Chiptemperatur ϑ_{J} ist für die MOSFETs nach Tabelle C.6 durch das kubische Polynom

$$\frac{R_{\text{ds(on)}}(\vartheta_{\text{J}})}{R_{\text{ds(on)}}(25\text{ °C})} = 1.21 \cdot 10^{-7} \left(\frac{\vartheta_{\text{J}}}{\text{°C}}\right)^3 + 2.09 \cdot 10^{-5} \left(\frac{\vartheta_{\text{J}}}{\text{°C}}\right)^2 + 6.71 \cdot 10^{-3} \left(\frac{\vartheta_{\text{J}}}{\text{°C}}\right) + 0.82 \quad (\text{C.21})$$

gegeben. Die Koeffizienten sind aus den Kennlinien der entsprechenden Datenblätter extrahiert und gelten allgemein für die komplette MOSFET-Serie. Andere Serien besitzen abweichende Koeffizienten. Bild C.9 zeigt den statischen Widerstand bezogen auf den Wert bei $\vartheta_{\text{J}} = 25\text{ °C}$ als Funktion der Chiptemperatur ϑ_{J} . Die Datenblattwerte und die Approximation (C.21) liegen derart übereinander, dass keine Unterscheidung ersichtlich ist.

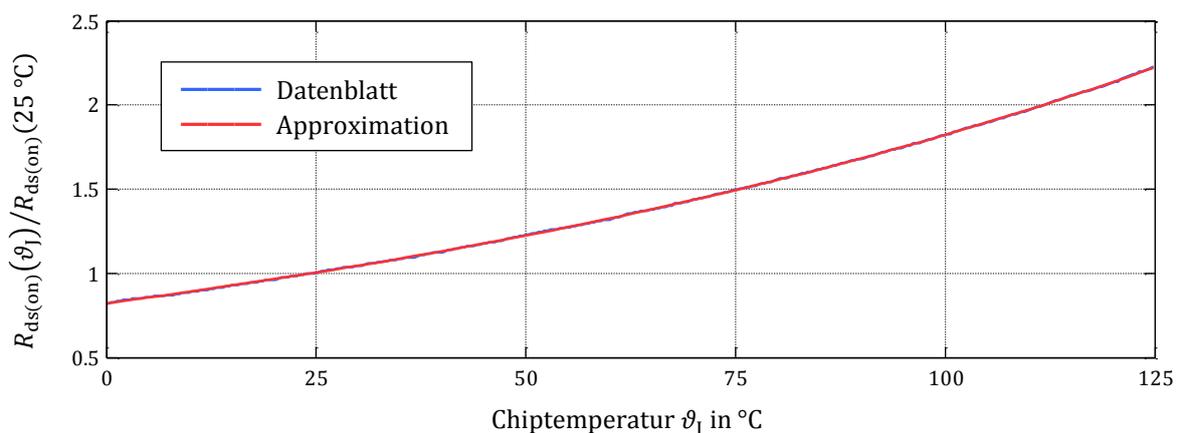


Bild C.9: Statischer Widerstand $R_{\text{ds(on)}}(\vartheta_{\text{J}})/R_{\text{ds(on)}}(25\text{ °C})$ der SPD0xN60C3-Serie in Abhängigkeit der Chiptemperatur ϑ_{J} . Datenblattwerte und Approximation (C.21) liegen übereinander.

C.4 Spule

Die Verluste in einer drahtgewickelten Spule mit ferromagnetischem Kern sind allgemein in Wicklungsverluste und Kernverluste unterteilbar. Eine weitere Aufschlüsselung dieser beiden Anteile zeigt Tabelle C.7.

Tabelle C.7: Aufteilung der Verluste einer drahtgewickelten Spule mit ferromagnetischem Kern.

Wicklungsverluste:
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Ohmsche Verluste ▪ Skinverluste ▪ Proximityverluste ▪ Dielektrische Verluste in der Lackisolation
Kernverluste:
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Spezifische Kernverluste ▪ Wirbelstromverluste

Die dielektrischen Verluste in der Lackisolation spielen in der Praxis eine weit untergeordnete Rolle, sodass hier keine Berücksichtigung erfolgt. Auch werden für die vorliegende Applikation die Skin- und Proximityverluste aufgrund der resultierenden Dimensionierung des Drahtdurchmessers vernachlässigbar klein [465]. Die Wicklungsverluste bestehen in diesem Fall fast ausschließlich aus den ohmschen Verlusten. Diese sind unabhängig von der Frequenz und werden durch den Effektivwert des Stroms und dem von null verschiedenen Gleichstromwiderstand der Wicklung hervorgerufen. Bei den Kernverlusten dominieren die spezifischen Kernverluste deutlich, da zum einen die verwendeten Ferrite eine geringe Leitfähigkeit aufweisen und zum anderen sich Wirbelströme aufgrund der hier verwendeten kleinen Kerengeometrie kaum ausbilden können.

Die Wicklungsverluste steigen mit der Anzahl der Windungen, da die Länge des Drahts bei gleichzeitig kleiner werdenden Querschnitt und entsprechend auch der ohmsche Widerstand der Wicklung zunimmt. Gleichzeitig sinkt bei mehr Windungen aber die magnetische Flussdichte im Kern ab, sodass auch die Kernverluste abnehmen. Es existiert also ein Optimum bei der Anzahl der Windungen bzw. bei der Flussdichte im Kern. Während des Optimierungsprozesses wird deshalb die maximale Flussdichte so gewählt, dass die Summe aus den Wicklungsverlusten und den Kernverlusten minimal wird.

C.4.1 Wicklungsverluste

Zur Realisierung der Induktivität L werden auf einen ferromagnetischen Kern mit der minimalen Querschnittsfläche A_{\min} insgesamt

$$N = \frac{L \hat{i}_L}{B_{\max,wc} A_{\min}} \quad (\text{C.22})$$

Windungen aufgebracht, um die vorgegebene Flussdichte $B_{\max,wc}$ im Strommaximum (vgl. Bild C.12) zu erreichen. Prinzipiell sind nur geradzahlige Windungszahlen möglich. Aufgrund der relativ hohen Anzahl kann jedoch eine Diskretisierung entfallen. Damit die N Windungen das Wickelfenster mit der Breite b_{Wk} und der Höhe h_{Wk} zur Minimierung des Gleichstromwiderstands komplett füllen, ist ein Durchmesser des Kupferlackdrahts von ungefähr

$$d_w = \sqrt{\frac{b_{Wk} h_{Wk}}{N}} \quad (C.23)$$

nötig. Der Drahtdurchmesser wird an dieser Stelle kontinuierlich gewählt, da im Allgemeinen große Stückzahlen jeden Durchmesser wirtschaftlich ermöglichen. Für die Realisierung der Spulen dieser Arbeit besteht allerdings nur der Zugriff auf eine diskrete Auswahl von Drähten. Der Durchmesser des eigentlichen Kupferdrahts ohne die äußere Lack-schicht ist gegenüber dem Wert von (C.23) reduziert. Der empirisch ermittelte Korrekturterm

$$\frac{d_{w,Cu}}{m} = 1.5 \cdot \left(\frac{d_w}{m}\right)^{1.073} \quad (C.24)$$

verknüpft den Durchmesser des Kupferdrahts $d_{w,Cu}$ mit dem Durchmesser des Kupferlackdrahts d_w . Zusammen mit den Wertepaaren verfügbarer Kupferlackdrähte ist der Korrekturterm (C.24) in Bild C.10 dargestellt.

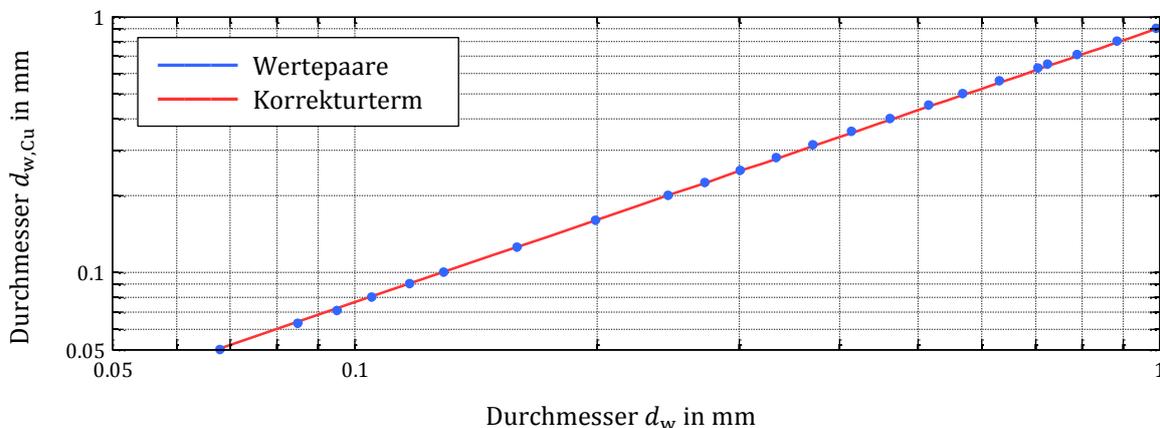


Bild C.10: Korrekturterm (C.24) zur Berücksichtigung der Lackdicke von Kupferlackdraht. Die Wertepaare von verfügbaren Kupferlackdrähten sind als blaue Punkte dargestellt.

Mit einer mittleren Anzahl von

$$Z_b = \frac{b_{Wk}}{d_w} \quad (C.25)$$

Windungen pro Lage und

$$Z_h = \left\lfloor \frac{N}{Z_b} \right\rfloor \quad (C.26)$$

vollbewickelten Lagen ist die Drahtlänge näherungsweise durch

$$l_w = 2\pi Z_b \left[\frac{Z_h(Z_h + 1) - 1}{2} d_w + Z_h r_0 \right] + 2\pi(N - Z_h Z_b) \left[\left(Z_h + \frac{1}{2} \right) d_w + r_0 \right] \quad (\text{C.27})$$

gegeben.

Über den Widerstand der Wicklung

$$R_L = \frac{4l_w}{\pi d_{w,Cu}^2 \kappa_{Cu}} \quad (\text{C.28})$$

berechnen sich mit dem Effektivwert des Spulenstroms $I_{L,rms}$ die Wicklungsverluste zu

$$P = I_{L,rms}^2 R_L. \quad (\text{C.29})$$

Es ist zu beachten, dass die spezifische Leitfähigkeit κ_{Cu} mit steigender Temperatur abnimmt.

Die Verlustleistungsbestimmung der Wicklung nach (C.29) berücksichtigt keine Skin- und Proximityeffekte. Diese sind im Allgemeinen dann vernachlässigbar, wenn mit

$$\sqrt{\frac{1}{\pi f_S \kappa_{Cu} \mu_0}} > \frac{d_{w,Cu}}{2} \quad (\text{C.30})$$

die Eindringtiefe [465] den Kupferdrahtradius übersteigt¹⁴⁸. Während des Optimierungsprozess wird die Bedingung (C.30) stets überprüft. Eine Verletzung tritt lediglich bei hohen Schaltfrequenzen in nicht weiter relevanten Randbereichen weit abseits des Verlustminimums auf.

Die Realisierungen aller Leistungsinduktivitäten dieser Arbeit erfolgt mit einem Kern der Bauform RM4/ILP. Die Parameter des zugehörigen Wickelkörpers (Bild C.11) listet Tabelle C.8.

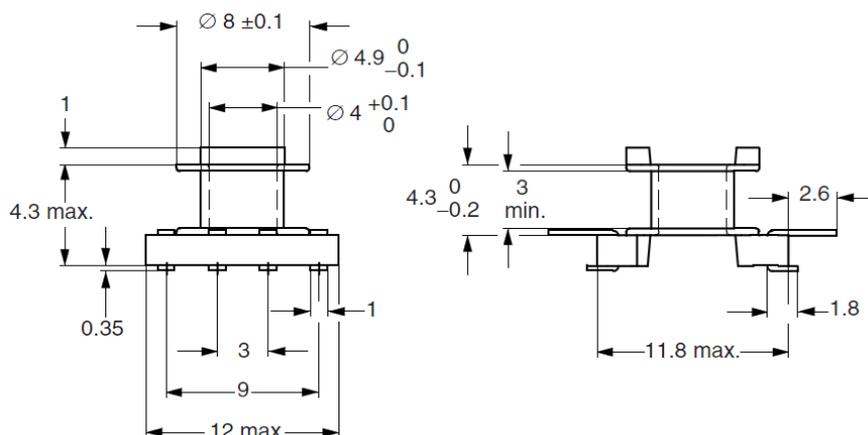


Bild C.11: Wickelkörper für einen RM4/ILP Kernsatz [466]. Alle Abmessungen in mm.

¹⁴⁸ Beispielhaft sei hier die Eindringtiefe von 0.21 mm in Kupfer bei einer Frequenz von 100 kHz genannt.

Tabelle C.8: Parameter des RM4/ILP Wickelkörpers [466].

Symbol	Parameter	Wert	Einheit
b_{Wk}	Wickelbreite	3	mm
h_{Wk}	Wickelhöhe	1.55	mm
r_0	Radius des Wickelkörpers	2.425	mm

C.4.2 Spezifische Kernverluste

Zur Berechnung der spezifischen Kernverluste finden sich in der Literatur im Wesentlichen zwei Vorgehensweisen. Im ersten Ansatz erfolgt zunächst die mathematische Beschreibung der Hysteresekurve des Kernmaterials. Bedeutendste Vertreter sind die Hysteresemodelle nach Roshen [467], Hodgdon [468], Jiles-Atherton [469] [470] und Preisach [471] [472]. Die Verluste im Kern sind dann proportional zu der von der Hysteresekurve aufgespannten Fläche, der Umlauffrequenz sowie des Kernvolumens. Allerdings werden die erforderlichen Parameter der Hysteresemodelle oder notwendige Messkurven von den Herstellern der Materialien nicht zur Verfügung gestellt, sondern es ist nötig, selbst aufwendige Messungen durchzuführen. Auch sind die Modelle relativ komplex, sodass die vergleichsweise rechenintensiven Algorithmen einer schnellen Verlustbestimmung entgegenstehen.

Der in der Praxis weitaus gebräuchlichere Ansatz zur Bestimmung der spezifischen Kernverluste erfolgt direkt über einen empirischen Zusammenhang, der sogenannten Steinmetzformel

$$\frac{P}{\text{mW}} = C_m \left(\frac{f_{\text{sin}}}{\text{Hz}} \right)^\alpha \left(\frac{\hat{B}}{\text{T}} \right)^\beta \left[ct_2 \left(\frac{\vartheta}{100^\circ\text{C}} \right)^2 - ct_1 \frac{\vartheta}{100^\circ\text{C}} + ct \right] \frac{V_e}{\text{mm}^3} 10^{-6}, \quad (\text{C.31})$$

die im Ansatz auf den Ausarbeitungen [473] [474] [475] von C. P. Steinmetz basiert. Mit Hilfe dieser Gleichung können die spezifischen Kernverluste für eine sinusförmige Aussteuerung mit der Frequenz f_{sin} und dem Spitzenwert der Flussdichte \hat{B} berechnet werden. Des Weiteren berücksichtigt die Erweiterung des Autors von [476] den Einfluss der Kerntemperatur ϑ . Die notwendigen Parameter der Gleichung sind entweder aus den typischen Messkurven der Materialhersteller extrahierbar oder auch teilweise direkt verfügbar und veröffentlicht [476]. Der Parameter V_e in (C.31) beschreibt das effektive Kernvolumen.

Für nichtsinusförmige Aussteuerungen ergeben sich allerdings signifikante Abweichungen der Verluste zwischen den Vorhersagen mit der Steinmetzformel (C.31) und Messungen [477] [478] [479]. Mit der Einführung einer äquivalenten Frequenz f_{eq} haben die Autoren von [477] [480] die ursprüngliche Steinmetzgleichung auf nichtsinusförmige Aussteuerungen zur modifizierten Steinmetzformel (Modified Steinmetz Equation)

$$\frac{P}{\text{mW}} = C_m \frac{f_s}{\text{Hz}} \left(\frac{f_{\text{eq}}}{\text{Hz}} \right)^{\alpha-1} \left(\frac{B}{\text{T}} \right)^\beta \left[ct_2 \left(\frac{\vartheta}{100^\circ\text{C}} \right)^2 - ct_1 \frac{\vartheta}{100^\circ\text{C}} + ct \right] \frac{V_e}{\text{mm}^3} 10^{-6} \quad (\text{C.32})$$

erweitert. Die äquivalente Frequenz berechnet sich dabei für eine bei hartschaltenden Konvertern typische dreiecksförmige Aussteuerung des Kernmaterials nach Bild C.12 zu

$$f_{\text{eq}} = \frac{2}{\pi^2} \frac{\varepsilon}{\delta(\varepsilon - \delta)} f_s. \quad (\text{C.33})$$

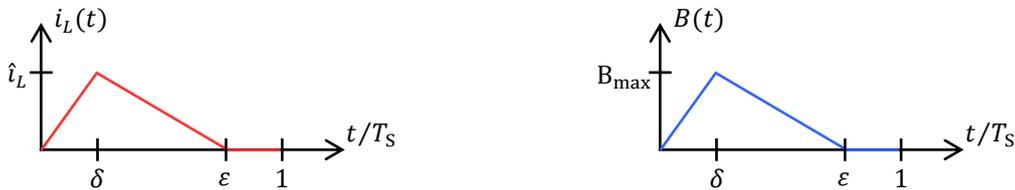


Bild C.12: Typischer dreiecksförmiger Stromverlauf (links) einer Induktivität eines hartschaltenden Konverters im DCM für eine Hochfrequenzperiode. Für die magnetische Flussdichte im Kern (rechts) wird derselbe Verlauf angenommen.

Die Verknüpfung in Bild C.12 zwischen der Flussdichte $B(t)$ im Kern mit dem effektiven Querschnitt A_e sowie dem Strom $i_L(t)$ durch die N Windungen der Induktivität L ist mit

$$B(t) = \frac{L}{NA_e} i_L(t) \quad (\text{C.34})$$

gegeben.

Die modifizierte Steinmetzgleichung gilt nur für eine symmetrische Aussteuerung um den Nullpunkt. Für eine asymmetrische Aussteuerung wie in Bild C.12 muss im Allgemeinen die Gleichstromvormagnetisierung mitberücksichtigt werden [478] [481] [482] [483] [484]. Die Bestimmung der Parameter eines Korrekturterms bedingt jedoch aufwendige Messungen am Kernmaterial.

Basierend auf der modifizierten Steinmetzgleichung, ohne die Berücksichtigung der Gleichstromvormagnetisierung, wird für die Berechnung der spezifischen Kernverluste für eine Aussteuerung nach Bild C.12 die Gleichung

$$\frac{P}{\text{mW}} = C_m \frac{f_s}{\text{Hz}} \left(\frac{f_{\text{eq}}}{\text{Hz}} \right)^{\alpha-1} \left(\frac{1}{2} \frac{B_{\text{max}}}{\text{T}} \right)^{\beta} \left[ct_2 \left(\frac{\vartheta}{100 \text{ } ^\circ\text{C}} \right)^2 - ct_1 \frac{\vartheta}{100 \text{ } ^\circ\text{C}} + ct \right] \frac{V_e}{\text{mm}^3} 10^{-6} \quad (\text{C.35})$$

herangezogen. Die Realisierung aller Induktivitäten erfolgt mit RM4/ILP-Kernen (Bild C.13) aus dem Material 3C96 von *Ferroxcube*. Die entsprechenden Parameter des Kerns sowie die Steinmetzkoeffizienten für das Kernmaterial listet die Tabelle C.9 bzw. die Tabelle C.10. Für zuverlässigere Aussagen des Verhaltens über den gesamten Frequenzbereich sind die Parameter in Tabelle C.10 in drei Bereiche aufgeteilt. Dabei verstehen sich die Frequenzangaben lediglich als Richtwerte. Um Sprungstellen an den Bereichsgrenzen zu vermeiden, werden die Kernverluste mit den Parametern von allen drei Bereichen parallel berechnet und anschließend das Maximum davon ausgewählt.

Tabelle C.9: Parameter des RM4/ILP Kernsatzes [466].

Symbol	Parameter	Wert	Einheit
V_e	Effektives Volumen	251	mm^3
A_e	Effektiver Querschnitt	14.5	mm^2
A_{\min}	Minimaler Querschnitt	11.3	mm^2

Tabelle C.10: Steinmetzkoeffizienten des Kernmaterials 3C96 von Ferroxcube¹⁴⁹.

Frequenzbereich	C_m	α	β	ct_2	ct_1	ct
25 kHz...100 kHz	17.64	1.29	3.09	1.96	3.86	2.90
100 kHz...200 kHz	0.879	1.48	2.61	1.65	3.56	2.91
200 kHz...500 kHz	$9.12 \cdot 10^{-6}$	2.39	2.44	2.08	4.68	3.60

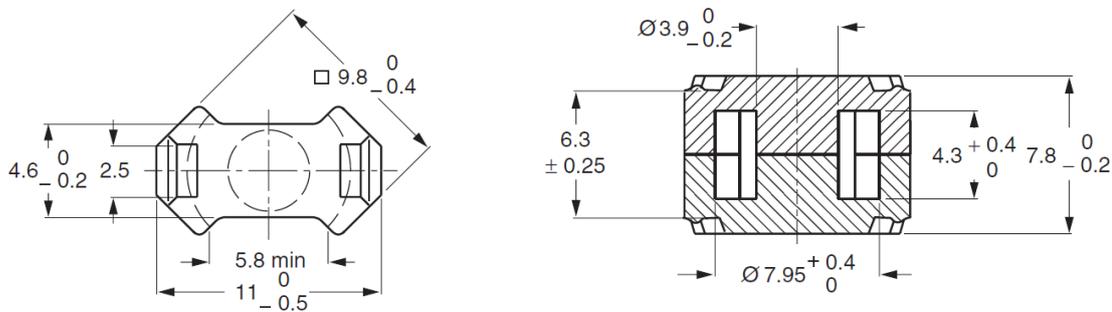


Bild C.13: RM4/ILP Kernsatz [466]. Alle Abmessungen in mm.

C.4.3 Bestimmung der optimalen Windungszahl

Wie eingangs erwähnt existiert im Allgemeinen ein Optimum bezüglich der Flussdichte im Kern bzw. der Windungszahl im Hinblick auf ein Minimum der gesamten Spulenverluste. Das Optimierungsproblem benötigt die Summe von Wicklungs- und Kernverlusten der Spule als Funktion der maximalen Flussdichte. Alternativ wäre ebenso die Darstellung der Verluste in Abhängigkeit der Windungszahl möglich, da diese über (C.22) direkt mit der Flussdichte im Kern korreliert. Die Verlustfunktion gilt es anschließend zu minimieren.

Ein konkretes Dimensionierungsbeispiel soll im Folgenden die Vorgehensweise der Minimumsbestimmung verdeutlichen. Dazu sei eine HF-Periode des Spulenstroms nach Bild C.12 mit den Daten von Tabelle C.11 betrachtet. Der Induktivitätswert der Spule ist zu $L = 2 \text{ mH}$ gewählt.

¹⁴⁹ Die Steinmetzkoeffizienten sind aus dem am Lehrstuhl für Elektromagnetische Felder der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg intern verfügbaren und von Prof. Dr.-Ing M. Albach entwickelten Simulationsprogramm für induktive Komponenten *MagTool* entnommen.

Tabelle C.11: Daten einer HF-Periode nach Bild C.12 zur Verlustleistungsabschätzung der Spule.

Kenngröße	Parameter	Wert
Tastgrad	δ	0.5
Normierter Abmagnetisierungszeitpunkt	ε	1
Spitzenwert des Spulenstroms	\hat{i}_L	0.2 A
Periodendauer	T_S	8 μ s
Schaltfrequenz	f_S	125 kHz

Zur Abschätzung der Verluste wird eine maximale Flussdichte $B_{\max,wc}$ für den Kernquerschnitt A_{\min} vorgegeben, die im Bereich

$$0.05 \text{ T} < B_{\max,wc} < 0.35 \text{ T} \quad (\text{C.36})$$

variiert. Die obere Grenze bildet dabei mit ausreichendem Sicherheitsabstand und Berücksichtigung des Temperaturverhaltens die Sättigung des Kernmaterials. Die Windungszahl N ist gemäß (C.22) umgekehrt proportional zur maximalen Flussdichte $B_{\max,wc}$. Die Beziehung veranschaulicht Bild C.14 (links) graphisch. Um mit der Windungszahl den Wickelquerschnitt komplett zu füllen, ist ein Durchmesser des Kupferlackdrahts nach (C.23) bzw. (C.24) nötig, was Bild C.14 (rechts) darstellt.

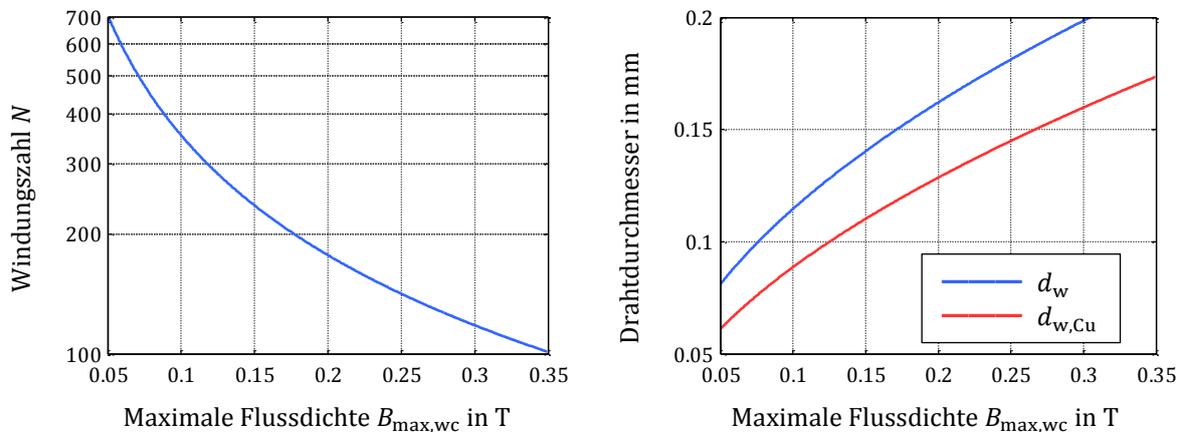


Bild C.14: Windungszahl N (links) und die Drahtdurchmesser d_w und $d_{w,Cu}$ (rechts) in Abhängigkeit der maximalen Flussdichte $B_{\max,wc}$.

Die errechnete Eindringtiefe von 0.2 mm erfüllt Bedingung (C.30), sodass für die Drahtdurchmesser des vorliegenden Beispiels die Vernachlässigung von Skin- und Proximityverlusten gerechtfertigt ist. Die Wicklungsverluste sind damit ausschließlich durch die RMS-Verluste nach (C.29) gegeben. Für den Effektivwert

$$I_{L,rms} = \frac{\hat{i}_L}{\sqrt{3}} \quad (\text{C.37})$$

des Spulenstroms sind diese in Bild C.15 über der maximale Flussdichte $B_{\max,wc}$ aufgetragen. Da mit wachsender Flussdichte die Windungszahl sinkt und gleichzeitig der Drahtquerschnitt steigt, nehmen mit fallendem Wicklungswiderstand auch die Wicklungsverluste ab.

Mit der modifizierten Steinmetzgleichung (C.35) lassen sich die Kernverluste der Spule berechnen. Hierbei bezieht sich die maximale Flussdichte

$$B_{\max} = B_{\max,wc} \frac{A_{\min}}{A_e} \approx 0.78 B_{\max,wc} \quad (\text{C.38})$$

im Kern auf den effektiven Querschnitt A_e . Die äquivalente Frequenz beträgt gemäß (C.33) für das aktuelle Beispiel 101 kHz. Bild C.15 zeigt die Kernverluste als Funktion von $B_{\max,wc}$. Die Verluste steigen überproportional mit der Flussdichte im Kern an.

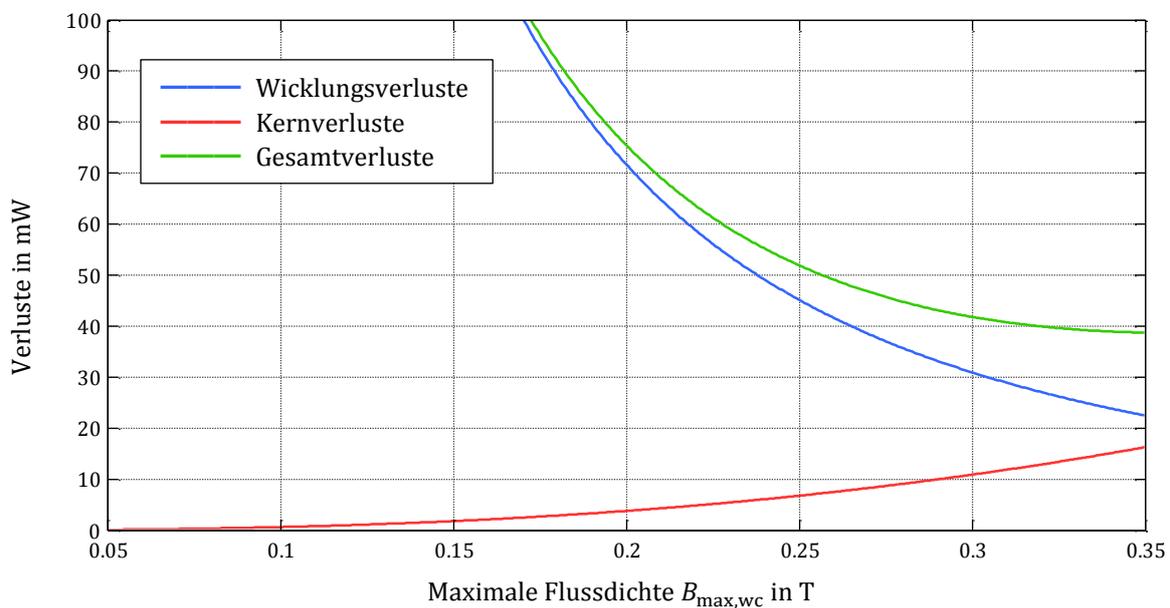


Bild C.15: Wicklungs- und Kernverluste der Beispielspule in Abhängigkeit der maximalen Flussdichte $B_{\max,wc}$.

Neben den Wicklungs- und Kernverlusten stellt Bild C.15 mit den Gesamtverlusten die Addition dieser beiden Anteile dar. Es ist zu erkennen, dass die Summe im dargestellten Bereich der Flussdichte ein Minimum aufweist. Während des Optimierungsprozesses wird dieses Minimum als Verlustbeitrag zurückgeliefert.

Die eigentliche Dimensionierung und Optimierung der Spulen erfolgt nicht direkt mit den vorgestellten Berechnungen, sondern es wird auf *MagTool*¹⁵⁰ zurückgegriffen. Hier erfolgt zudem eine Berücksichtigung diskret verfügbarer Drahtdurchmesser.

¹⁵⁰ *MagTool* ist ein am Lehrstuhl für Elektromagnetische Felder der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg intern verfügbares und von Prof. Dr.-Ing M. Albach entwickeltes Simulationsprogramm für induktive Komponenten.

C.4.4 Verluste durch das Umladen der Spulenkapazität

Die Windungen der Spule bilden parasitäre Kapazitäten, die als äquivalente Wickelkapazität an den Eingangsklemmen messbar ist [485] [486]. Bei jedem Einschaltvorgang des MOSFETs erfolgt ein Umladen dieser Kapazität C_L um eine gewisse Spannungsdifferenz ($U_2 - U_1$). Dabei wird im aktiven Gebiet des MOSFETs der Energiebetrag

$$E_L = \frac{1}{2} C_L (U_2 - U_1)^2 \quad (\text{C.39})$$

in Wärme umgesetzt. Basierend auf Messungen von hier verwendeten Spulen wird zur Verlustbeitragsbestimmung

$$P = E_L f_S \quad (\text{C.40})$$

die Wickelkapazität pauschal zu $C_L = 5 \text{ pF}$ angenommen.

C.5 Kondensatoren

Zur Beschreibung der Verluste in den Kondensatoren wird in Serie zur Kapazität ein äquivalenter Widerstand (ESR) R_B angenommen. Die darin umgesetzte Verlustleistung

$$P = I_{B,\text{rms}}^2 R_B \quad (\text{C.41})$$

resultiert aus dem Effektivwert $I_{B,\text{rms}}$ des Kondensatorstroms. Während der äquivalente Widerstand bei Folien- und Keramikkondensatoren typischerweise im zweistelligen $\text{m}\Omega$ -Bereich liegt, beträgt dieser bei Elektrolytkondensatoren hoher Spannung und kleiner Bauform bis zu einigen Ohm. Bei den beiden erstgenannten Typen sind die Verluste deshalb meist vernachlässigbar. Eine Frequenzabhängigkeit des ESR findet keine Beachtung.

Für die Konverter dieser Arbeit entspricht der Kondensatorstrom

$$i_B(t) = i_{B1}(t) - i_{B2}(t) \quad (\text{C.42})$$

der Zwischenkreiskapazität bezüglich einer HF-Periode der Dauer T_S der Differenz zweier Einzelströme. Der Effektivwert ist hier durch

$$i_{B,\text{rms}} = \sqrt{i_{B1,\text{rms}}^2 - \frac{2}{T_S} \int_0^{T_S} i_{B1}(t) \cdot i_{B2}(t) dt + i_{B2,\text{rms}}^2} \quad (\text{C.43})$$

gegeben. Der Effektivwert $i_{B,\text{rms}}$ hängt zudem im Allgemeinen vom Phasenwinkels φ ab, da sich die Hochfrequenzperioden während einer Netzperiode ändern.

Bei den Konvertern von Kapitel 4 ist mit $i_{B2}(t) = i_o$ der Subtrahend in (C.42) bezüglich einer HF-Periode konstant gleich dem Ausgangsstrom. Der allgemeine Effektivwert (C.43) kann so auf

$$i_{B,\text{rms}} = \sqrt{i_{B1,\text{rms}}^2 - 2i_o \overline{i_{B1}(t)} + i_o^2} \quad (\text{C.44})$$

vereinfacht werden. Demgegenüber ist der Minuend in (C.42) bei den Konvertern des Kapitels 3 bezüglich einer HF-Periode konstant und entspricht dem Eingangsstrom i_i . Der Effektivwert errechnet sich hier analog zu

$$i_{B,rms} = \sqrt{i_i^2 - 2i_i \overline{i_{B2}(t)} + i_{B2,rms}^2} \quad (C.45)$$

Ein weiterer Verlustmechanismus bei Kondensatoren, insbesondere Elektrolytkondensatoren, tritt mit dem Leckstrom bzw. Reststrom auf [487]. Messungen an Hochvolt-Elektrolytkondensatoren bei einer Temperatur von 50 °C haben einen stationären¹⁵¹ Wert von 1.3 μ A ergeben. Die Verluste auch an Spannungen um die 400 V sind demnach gering, so dass es deren Berücksichtigung nicht bedarf.

Weitere Verlustmechanismen spielen ebenfalls nur eine untergeordnete Rolle.

C.6 Einfluss des erweiterten BCM auf die Schaltfrequenz

Die Konverter dieser Arbeit operieren alle in einem erweiterten Grenzbetrieb. Am Ende der Abmagnetisierungsphase, wenn der Spulenstrom wieder die null erreicht, schaltet das Regel-IC den MOSFET nicht sofort ein. Erst wenn bei der anschließenden Oszillation von Leistungsinduktivität und Kapazität am Drainknoten die Schalterspannung u_{ds} ein Minimum erreicht hat, startet ein neuer HF-Zyklus (Valley Switching, [172] [173]). Diese Betriebsart wird im Folgenden als erweiterter BCM bezeichnet. Eine Veranschaulichung zeigen die Skizzen in Bild C.16.

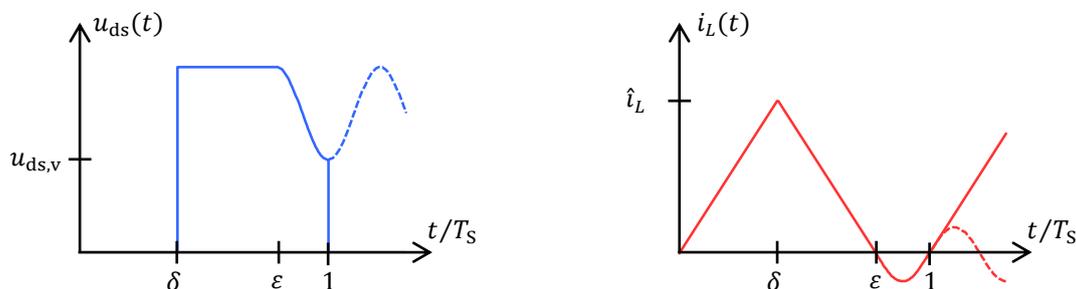


Bild C.16: Verlauf der Drain-Source-Spannung u_{ds} (links) und Verlauf des Spulenstroms i_L (rechts) im erweiterten BCM für eine HF-Periode. Erfolgt kein erneutes Einschalten im Spannungsminimum $u_{ds,v}$ so gelten ab hier die gestrichelten Verläufe.

Unter der Annahme einer linearen Kapazität und ohne Dämpfung listet Tabelle C.12 die Drain-Source-Spannung $u_{ds,v}$ am MOSFET im Einschaltmoment für die drei Grundtopologien, wobei u_{in} die Eingangsspannung und u_{out} die Ausgangsspannung der Schaltzelle bezeichnet. Aufgrund der Bodydiode des MOSFETs kann $u_{ds,v}$ keine negativen Werte annehmen.

¹⁵¹ Der Reststrom ist zunächst erhöht und sinkt mit der Zeit auf einen stationären Wert.

Tabelle C.12: Drain-Source-Spannung $u_{ds,v}$ am MOSFET zum Einschaltzeitpunkt.

Konverter	Spannung $u_{ds,v}$
Buck-Konverter	$\max[u_{in} - 2u_{out}, 0]$
BuckBoost-Konverter	$\max[u_{in} - u_{out}, 0]$
Boost-Konverter	$\max[2u_{in} - u_{out}, 0]$

Die Kapazität am Drainknoten wird maßgeblich von der Ausgangskapazität des MOSFETs, der Diodenkapazität und der Spulenkapazität gebildet. Die beiden erstgenannten Anteile hängen stark von der anliegenden Spannung ab, sodass die lineare Approximation von Tabelle C.12 nur als Näherung anzusehen ist. Am Beispiel eines Buck-Konverters mit dem MOSFET *SPD01N60C3* und der Diode *ES1G* zeigt Bild C.17 (links) die Spannung $u_{ds,v}$ im Einschaltzeitpunkt des MOSFETs unter der Berücksichtigung der Nichtlinearität (durchgezogenen Linien) und bei der Approximation nach Tabelle C.12 (gestrichelte Linien). Lediglich bei kleinen Spannungen u_{ds} weichen die Werte von der linearen Approximation aufgrund der stark ansteigenden Ausgangskapazität des MOSFETs ab. Trotz der relativ guten Übereinstimmung basieren die Verlustabschätzungen auf den Spannungen mit nichtlinearer Kapazität am Drainknoten.

Gegenüber dem klassischen BCM treten durch das Schalten im Minimum der Spannung geringere Verluste bei der Umladung der parasitären Kapazitäten auf. Wird bei leitender Bodydiode bei $u_{ds,v} = 0$ V eingeschaltet, sind bei diesem sogenannten Nullspannungsschalten (Zero-Voltage-Switching) sogar keine kapazitiven Umladeverluste vorhanden.

Mit der Oszillation im erweiterten BCM existiert ein zusätzliches drittes Intervall mit der Dauer

$$T_v = (1 - \varepsilon)T_s = \pi\sqrt{LC_v}, \quad (\text{C.46})$$

die von der Resonanzfrequenz der Leistungsinduktivität L mit der parasitären Kapazität am Drainknoten des MOSFETs abhängt. Durch die starke Nichtlinearität der Kapazität ist die zeitäquivalente Kapazität C_v eine Funktion von Eingangs- und Ausgangsspannung der Schaltzelle. Für jede Kombination von Grundtopologie, MOSFET-Typ und Diodentyp liefern Simulationen, basierend auf den Kapazitätsverläufen der Datenblätter, Werte von C_v . Diese sind für einen schnellen Zugriff in einer 2-dimensionalen Lookup-Tabelle gespeichert. Eine bilineare Interpolation liefert notwendige Zwischenwerte. Erneut am Beispiel eines Buck-Konverters mit dem MOSFET *SPD01N60C3* und der Diode *ES1G* zeigt Bild C.17 (rechts) die Werte von C_v in Abhängigkeit der Eingangsspannung u_{in} .

Die Periodendauer

$$T_s = \delta T_s + (\varepsilon - \delta)T_s + T_v \quad (\text{C.47})$$

eines HF-Zyklus berechnet sich aus der Summe von Aufmagnetisierungsphase δT_s , Abmagnetisierungsphase $(\varepsilon - \delta)T_s$ und der Dauer T_v des Oszillationsintervalls. Die Konverter von Kapitel 3 und Kapitel 5 regeln auf einen konstanten Ausgangsstrom $i_o = I_o$. Mit dem normierten Ausgangsstrom

$$x_o = \frac{i_o L}{u_{in} T_v} \quad (C.48)$$

als Abkürzung gibt

$$\varepsilon = 1 - \frac{\delta_0(1 - \delta_0)}{x_o + \delta_0(1 - \delta_0) + \sqrt{x_o[x_o + 2\delta_0(1 - \delta_0)]}} \quad (C.49)$$

den normierten Zeitpunkt der Abmagnetisierung ε für den Buck-, den BuckBoost- und den Boost-Konverter an. Die Größe δ_0 ist dabei der Tastgrad des Konverters im Standard-BCM ohne drittes Intervall der Dauer T_v . Tabelle C.13 führt δ_0 für die drei Grundtopologien auf.

Tabelle C.13: Tastgrad δ_0 im Standard-BCM.

Konverter	Tastgrad δ_0
Buck-Konverter	u_{out}/u_{in}
BuckBoost-Konverter	$u_{out}/(u_{in} + u_{out})$
Boost-Konverter	$1 - u_{in}/u_{out}$

Der Tastgrad der Konverter im erweiterten BCM

$$\delta = \delta_0 \varepsilon \quad (C.50)$$

ist aus dem entsprechenden Tastgrad δ_0 und dem normierten Abmagnetisierungszeitpunkt ε von (C.49) berechenbar.

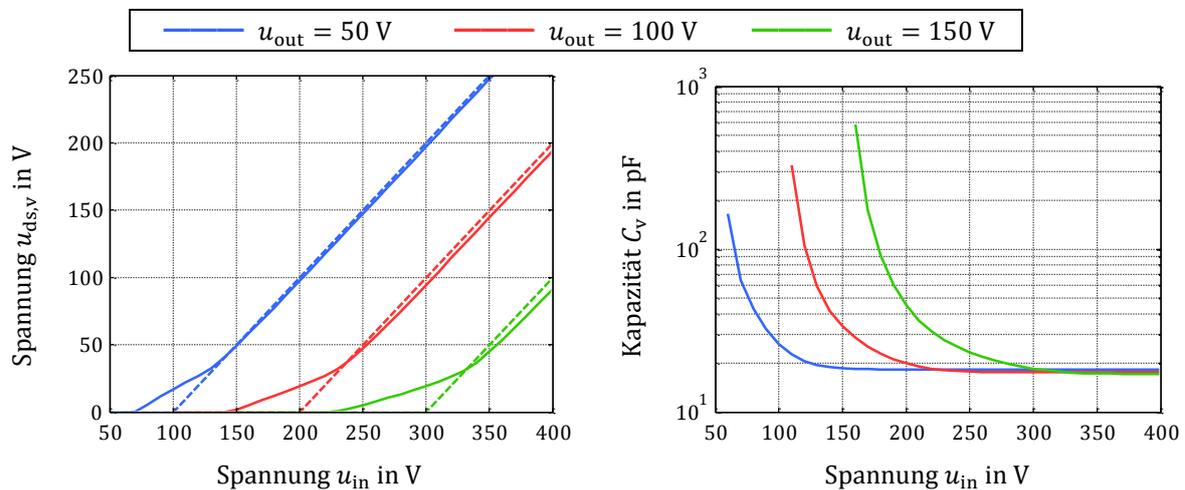


Bild C.17: Drain-Source-Spannung $u_{ds,v}$ am MOSFET im Einschaltmoment (links) sowie die zeit-äquivalente Kapazität C_v (rechts) als Funktion der Eingangsspannung u_{in} für drei Ausgangsspannungen u_{out} . Die Daten gelten für einen Buck-Konverter mit dem MOSFET *SPD01N60C3* und der Diode *ES1G*. Die Spannung $u_{ds,v}$ ist für die Näherung linearer Kapazitäten nach Tabelle C.12 gestrichelt gezeichnet.

Die Konverter von Kapitel 4 besitzen eine derartige Regelung, dass sich ein definierter Eingangsstrom i_i einstellt. Der Zeitpunkt der Abmagnetisierung

$$\varepsilon = 1 - \frac{\delta_0(1 - \delta_0)}{x_i + \delta_0(1 - \delta_0) + \sqrt{x_i[x_i + 2\delta_0(1 - \delta_0)]}} \quad (\text{C.51})$$

besitzt dieselbe strukturelle Form wie (C.49), die sich mit dem normierten Eingangsstrom

$$x_i = \frac{i_i L}{u_{\text{out}} T_v} \quad (\text{C.52})$$

lediglich durch die Abkürzung unterscheidet. Ferner gilt weiterhin (C.50) für den Tastgrad.

Tabelle C.14 listet für die beiden Fälle den Spitzenwert des Spulenstroms der Konverter.

Tabelle C.14: Spitzenwert des Spulenstroms einer HF-Periode bei Regelung auf einen konstanten Ausgangsstrom i_o bzw. auf einen konstanten Eingangsstrom i_i .

	Buck	BuckBoost	Boost
$i_o = \text{const.}$	$\hat{i}_L = \frac{2i_o}{\varepsilon}$	$\hat{i}_L = \frac{2i_o}{\varepsilon - \delta}$	$\hat{i}_L = \frac{2i_o}{\varepsilon - \delta}$
$i_i = \text{const.}$	$\hat{i}_L = \frac{2i_i}{\delta}$	$\hat{i}_L = \frac{2i_i}{\delta}$	$\hat{i}_L = \frac{2i_i}{\varepsilon}$

Die Schaltfrequenz eines Konverters

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1 - \varepsilon}{T_v} \quad (\text{C.53})$$

im erweiterten BCM ist durch das entsprechende ε aus (C.49) bzw. (C.51) und der Oszillationszeit T_v gegeben. Im Grenzfall $T_v \rightarrow 0$ geht (C.53) in

$$f_s = \frac{1}{2} \delta_0(1 - \delta_0) \frac{u_{\text{in}}}{i_o L} \quad (\text{C.54})$$

bzw.

$$f_s = \frac{1}{2} \delta_0(1 - \delta_0) \frac{u_{\text{out}}}{i_i L} \quad (\text{C.55})$$

über.

C.7 Beispiel einer Verlustabschätzung

Die vorangegangenen Kapitel stellten Methoden und Gleichungen zur Abschätzung der Verlustanteile der einzelnen Komponenten eines Konverters vor. Zusammenfassend wird im Folgenden die Verlustabschätzung an einem konkreten Beispiel eines Konverters durchgeführt. Basierend auf dem Schaltungskonzept von Kapitel 3 dient dazu der Buck-Konverter nach Bild C.18. Das Vorgehen ist aber auch auf andere Schaltungskonzepte und Topologien anwendbar.

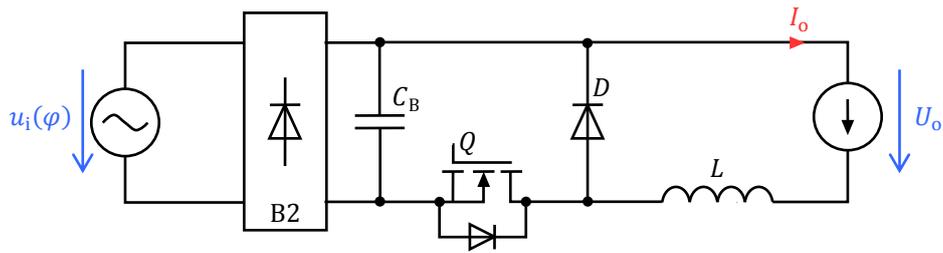


Bild C.18: Buck-Konverter als Schaltungsbeispiel zur Verlustabschätzung.

Am Eingang des Buck-Konverters liegt die sinusförmige Netzspannung des europäischen Versorgungsnetzes an. Die weiteren Betriebsdaten listet die Tabelle C.15 auf. Der Konverter arbeitet im erweiterten BCM und liefert an die Gleichspannungsquelle U_o , welche einen LED-Strang repräsentiert, einen konstanten Strom I_o .

Tabelle C.15: Betriebsdaten zum Buck-Konverter nach Bild C.18.

Kenngröße	Parameter	Wert
Ausgangsstrom	I_o	65 mA
Ausgangsspannung	U_o	138 V
Ausgangsleistung	P_o	9 W

Für die Verlustleistungsbetrachtung werden die Werte bzw. Typen der Hauptkomponenten nach Tabelle C.16 verwendet.

Tabelle C.16: Werte bzw. Typen der Hauptkomponenten des Buck-Konverters von Bild C.18.

Komponente	Zeichen	Nennwert/Typ
Zwischenkreiskapazität	C_B	1.36 μF
Leistungsinduktivität	L	4 mH
MOSFET	Q	SPD01N60C3
Diode	D	ES1G

Mit (B.14) und (B.15) sind die Zwischenkreisspannung $u_B(\varphi)$ sowie der Netzstrom $i_i(\varphi)$ bekannt. Neben der Netzspannung stellt diese Bild C.19 für die positive Netzhalbschwingung dar. Die Spannung über der Zwischenkreiskapazität ist die Eingangsspannung für die Schaltzelle des Buck-Konverters.

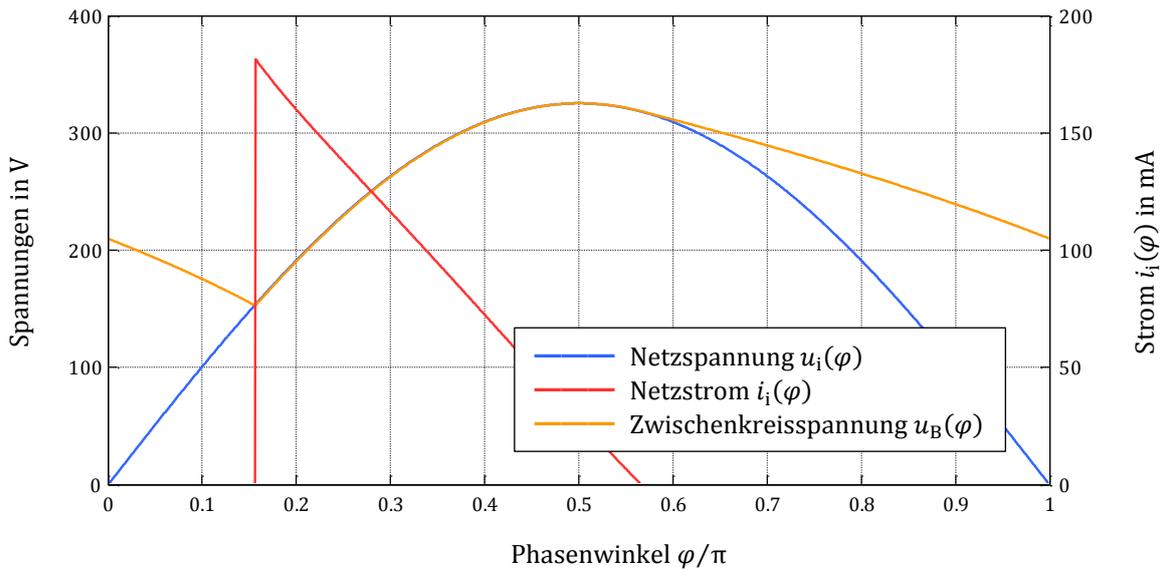


Bild C.19: Verlauf von Netzspannung, Zwischenkreisspannung und Netzstrom über eine Netzhalbschwingung.

Aus den Betriebsdaten von Tabelle C.15 und dem Wert der Leistungsinduktivität L von Tabelle C.16 sind mit (C.49), (C.50), (C.53) sowie Tabelle C.14 Kenngrößen wie die Schaltfrequenz, Tastgrad und Spitzenwert des Spulenstroms bezüglich einer HF-Periode berechenbar. Da die Zwischenkreisspannung $u_B(\varphi)$ vom Phasenwinkel φ abhängt, ändern sich die Kenngrößen ebenfalls über der Netzperiode. Eine graphische Veranschaulichung zeigen Bild C.20 und Bild C.21 (links).

Der Spitzenwert des Spulenstroms ist nahezu konstant und liegt aufgrund der von null verschiedenen Oszillationszeit T_v von ungefähr $0.9 \mu\text{s}$ etwas über dem doppelten Wert des Ausgangsstroms I_o . Durch die Spannungsabhängigkeit der parasitären Kapazität am Drainknoten variiert zudem die Dauer T_v über einer Netzhalbschwingung, sodass auch der Spitzenwert des Spulenstroms Harmonische in 100 Hz aufweist.

Um das Minimum der Zwischenkreisspannung ist die Differenz von Ein- und Ausgangsspannung an der Schaltzelle des Buck-Konverters relativ gering. Eine längere Einschaltzeit bzw. ein größerer Tastgrad ist nötig, um den nötigen Spitzenwert des Spulenstroms einzustellen. Dadurch sinkt die Schaltfrequenz in diesem Bereich ab.

Im erweiterten BCM endet der HF-Zyklus, wenn die Spannung über dem MOSFET ein Minimum erreicht. Bild C.21 (rechts) stellt die Spannung im Einschaltzeitpunkt über eine Netzhalbschwingung dar. Der Mittelwert liegt bei gerade einmal 17 V und ist im Bereich niedriger Zwischenkreisspannung sogar null. Damit sind geringe Verluste aufgrund der Umladung der parasitären Kapazität am Drainknoten zu erwarten. Berechnungen basierend auf (C.14), (C.20) und (C.40) für den Energieinhalt der Diodenkapazität, der Ausgangskapazität des MOSFETs und der Spulenkapazität bestätigen die Vermutung. Eine Grafik dieser drei Verlustanteile zeigt Bild C.22. Die Mittelwerte bezüglich einer Netzperiode liegen bei jeweils unter 1 mW. Ebenfalls stellt Bild C.22 die Verluste aufgrund der Umladung der Eingangskapazität des MOSFETs um eine Treiberspannung von 15 V nach (C.18) dar, welche die kapazitiven Umladeverluste dominieren.

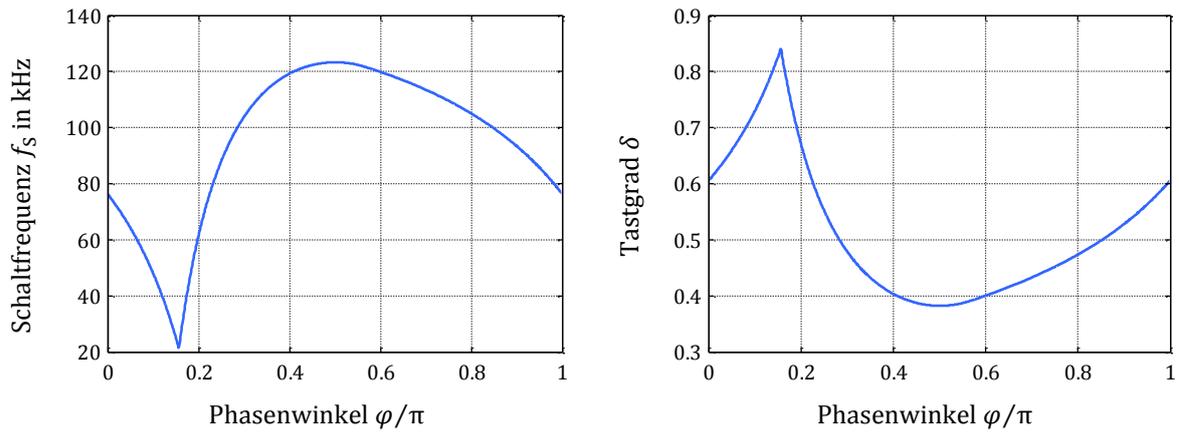


Bild C.20: Verlauf der Schaltfrequenz (links) und des Tastgrads (rechts) über eine Netzhalbschwingung.

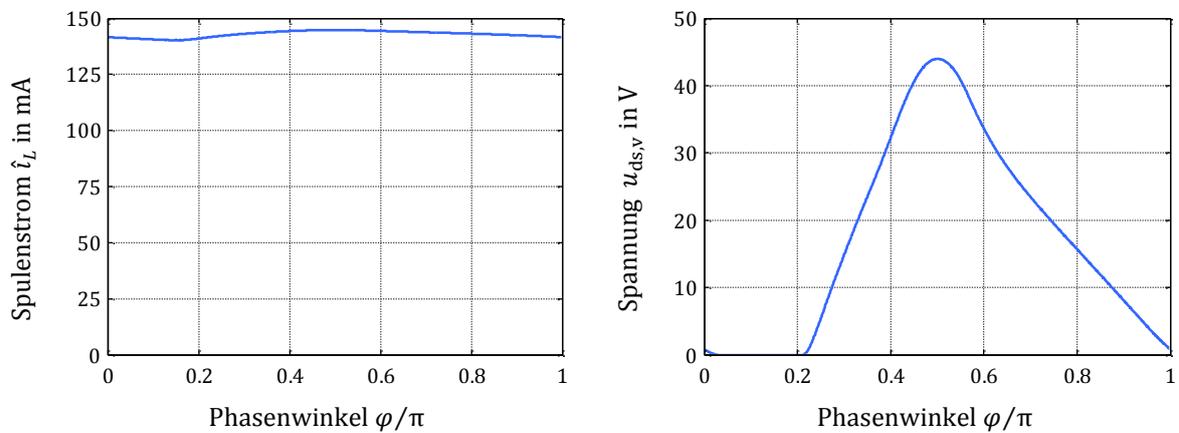


Bild C.21: Verlauf des Spulenstromspitzenwerts \hat{i}_L (links) und der Drain-Source-Spannung $u_{ds,v}$ zum Einschaltzeitpunkt des MOSFETs (rechts) über eine Netzhalbschwingung.

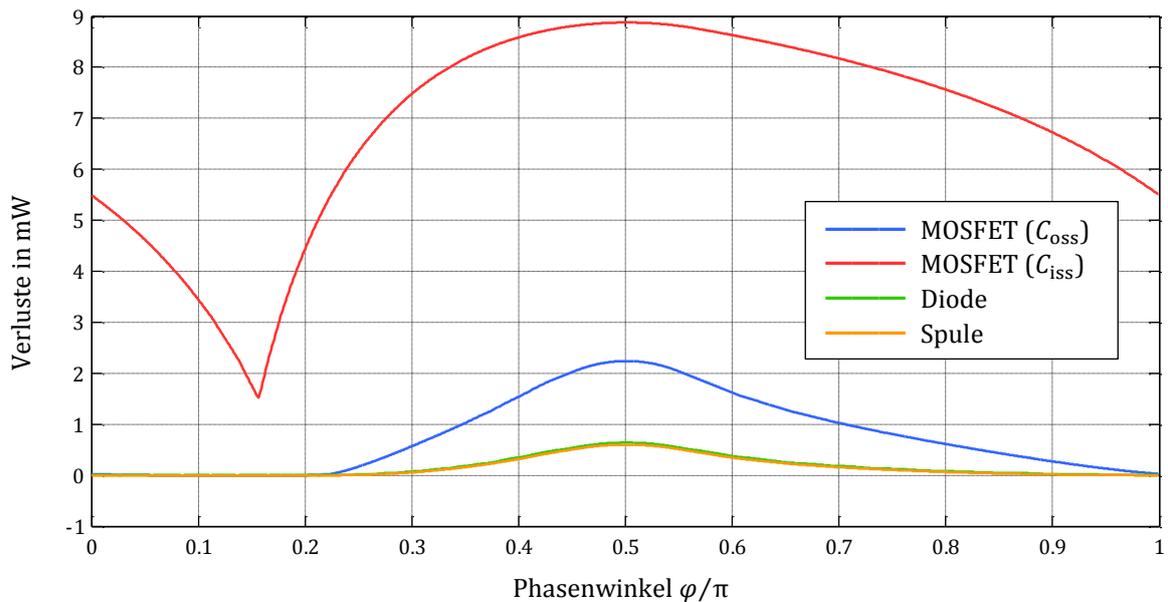


Bild C.22: Verluste aufgrund der Umladung der Kapazitäten von MOSFET, Diode und Spule über eine Netzhalbschwingung.

Neben den Kern- und Wicklungsverlusten der Spule zeigt Bild C.23 die Leitverluste der Diode und des MOSFETs. Gemäß den zugehörigen Berechnungsvorschriften (C.7) und (C.17) sind die Leitverluste der Diode annähernd proportional zu $1 - \delta(\varphi)$, während die Leitverluste des MOSFETs direkt proportional zum Tastgrad $\delta(\varphi)$ sind. Bei den Diodenverlusten dominiert mit dem ersten Summanden in (C.7) der Anteil aufgrund der Diffusionsspannung der Diode gegenüber dem Anteil, der durch den Bahnwiderstand entsteht (2. Summand).

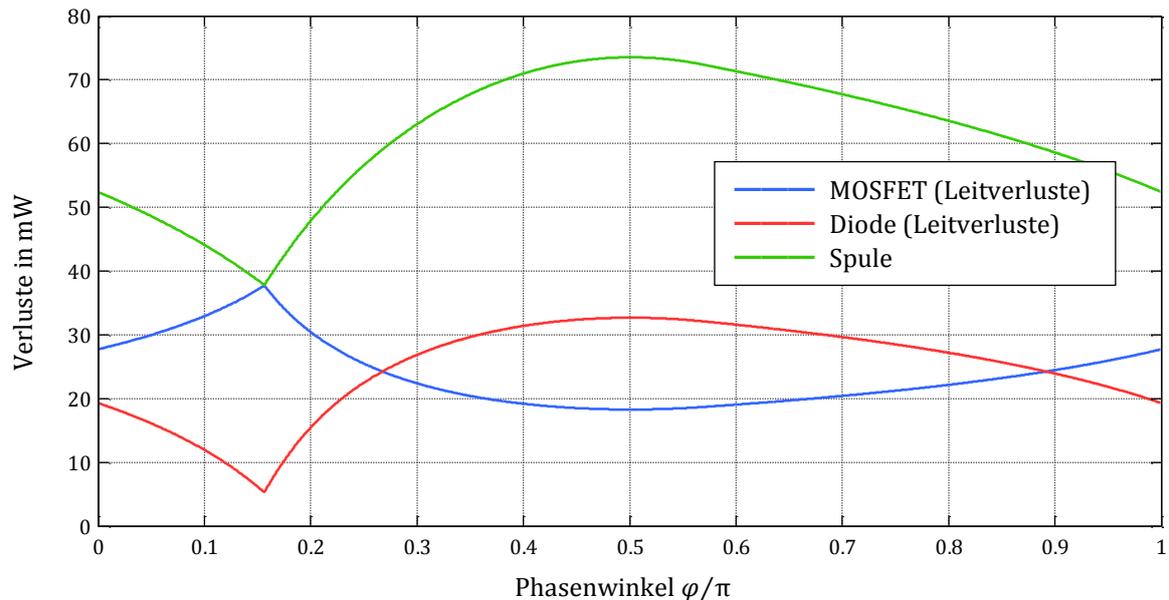


Bild C.23: Leitverluste von MOSFET und Diode sowie die Verluste in der Spule (Summe von Wicklungs- und Kernverlusten) über eine Netzhalbschwingung.

Ein Großteil der Verlustenergie wird im Brückengleichrichter des Konverters umgesetzt. Basierend auf der Rechnung mit (C.16) zeigt Bild C.24 (links) den graphischen Verlauf für eine Netzhalbschwingung. Die Verluste verhalten sich annähernd proportional zum Eingangsstrom $i_i(\varphi)$, dessen Höhe maßgeblich von der zu übertragenden Leistung P abhängt. Vernachlässigbar gering sind hingegen die Verluste im ESR der Zwischenkreiskapazität (Bild C.24, rechts), da die verwendeten Folienkondensatoren mit $20 \text{ m}\Omega$ einen relativ niedrigen Wert besitzen. Mit dem Einsatz von Elektrolytkondensatoren würden höhere Verluste auftreten.

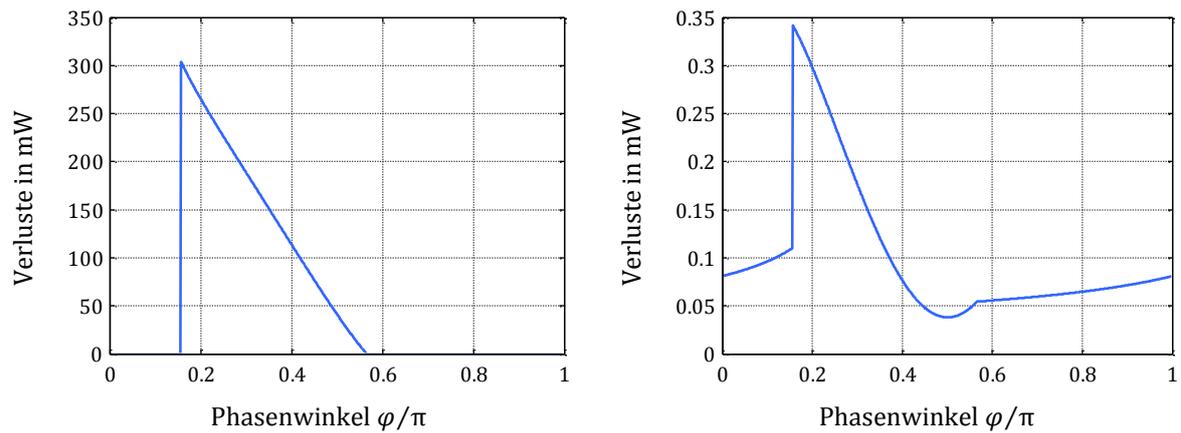


Bild C.24: Verluste im Brückengleichrichter (links) sowie im ESR der Zwischenkreiskapazität (rechts) über eine Netzhalbschwingung.

Die Verluste wurden bisher für eine Netzhalbschwingung als Funktion des Phasenwinkels φ berechnet und dargestellt. Die Bestimmung des Mittelwerts bedingt eine Integration nach (C.1). Die entsprechenden Werte listet Tabelle C.17. Eine anschließende Summation ergibt einen Gesamtverlustbetrag von 177 mW.

Tabelle C.17: Verlustanteile der einzelnen Komponenten.

Komponente	Verlusttyp	Leistung in mW
MOSFET	Leitverluste	23.8
Diode	Leitverluste	24.8
Spule	Kern- und Wicklungsverluste	61.2
MOSFET	Umladung von C_{oss}	0.8
MOSFET	Umladung von C_{iss}	6.9
Diode	Umladung der Kapazität	0.2
Spule	Umladung der Kapazität	0.2
Brückengleichrichter	Leitverluste	59.2
Zwischenkreiskondensator	ESR	0.1
Summe		177.2

Symbolverzeichnis

Lateinische Buchstaben

Größe	Einheit	Beschreibung
A	m^2	Fläche
A_e	m^2	Effektive Kernquerschnittsfläche
A_{\min}	m^2	Minimale Kernquerschnittsfläche
B	T	Magnetische Flussdichte
B_{\max}	T	Magnetischen Flussdichte, Maximalwert
$B_{\max,wc}$	T	Magnetischen Flussdichte, ungünstigster Maximalwert
\hat{B}	T	Magnetischen Flussdichte, Amplitude bei sinusförmiger Anregung
C_B	F	Zwischenkreiskapazität
$C_{B,\sin}$	F	Zwischenkreiskapazität bei sinusförmigen Eingangsstrom
C_D	F	Diodenkapazität
C_{Da}	F	Fitparameter für Diodenkapazität
C_{Db}	F	Fitparameter für Diodenkapazität
$C_{D,\text{eff}}$	F	Effektive Diodenkapazität
C_F	F	Filterkapazität
C_{iss}	F	Eingangskapazität des MOSFETs
C_L	F	Spulenkapazität
C_m	-	Faktor in Steinmetzformel
C_o	F	Ausgangskapazität
C_{oss}	F	Ausgangskapazität des MOSFETs
C_R	F	Reglerkapazität
C_v	F	Effektive Kapazität am MOSFET
D	-	Diode
E	eV	Energie
E_C	eV	Energie der unteren Leitungsbandkante
E_D	J	Energie in der Diodenkapazität
E_e	$W m^{-2}$	Bestrahlungsstärke
E_F	eV	Fermienergie
E_g	eV	Energie der Bandlücke

Größe	Einheit	Beschreibung
E_k	J	Energie des k -ten Niveaus des harmonischen Oszillators
E_L	J	Energie in der Spulenkapazität
E_{oss}	J	Energieinhalt der Ausgangskapazität des MOSFETs
E_V	eV	Energie der oberen Valenzbandkante
E_v	lx	Beleuchtungsstärke
EEI	-	Energieeffizienzindex
$I_{B,rms}$	A	Zwischenkreiskondensatorstrom, Effektivwert
I_e	$W\ sr^{-1}$	Strahlstärke
I_i	A	Netzstrom, Effektivwert
$I_{L,rms}$	A	Spulenstrom, Effektivwert
I_n	A	Strom der n -ten Harmonischen des Netzstroms, Effektivwert
I_o	A	LED-Strangstrom, Mittelwert
$I_{o,max}$	A	LED-Strangstrom, Maximalwert
$I_{o,min}$	A	LED-Strangstrom, Minimalwert
$I_{o,rms}$	A	LED-Strangstrom, Effektivwert
I_{p-}	A	Negatives Strommaximum einer Netzhalbschwingung
I_{p+}	A	Positives Strommaximum einer Netzhalbschwingung
$I_{p(abs)}$	A	Höchster Absolutwert von I_{p+} und I_{p-}
I_S	A	Sperr sättigungsstrom
I_v	cd	Lichtstärke
J_n	$A\ W^{-1}$	Grenzwert der n -ten Harmonischen nach DIN EN 61000-3-2 für Beleuchtungseinrichtungen mit $P \leq 25\ W$
K	$lm\ W^{-1}$	Photometrisches Strahlungsäquivalent
K_m	$lm\ W^{-1}$	Photometrisches Strahlungsäquivalent für Tagessehen
K'_m	$lm\ W^{-1}$	Photometrisches Strahlungsäquivalent für Nachtsehen
L	H	Induktivität
L_e	$W\ m^{-2}\ sr^{-1}$	Strahldichte
L_F	H	Filterinduktivität
L_v	$cd\ m^{-2}$	Leuchtdichte
$L_{v,max}$	$cd\ m^{-2}$	Leuchtdichte, Maximalwert
$L_{v,min}$	$cd\ m^{-2}$	Leuchtdichte, Minimalwert
M	-	Modulation
M_{max}	-	Modulation, spezifizierter Maximalwert

Größe	Einheit	Beschreibung
N	-	Anzahl der Windungen einer Spule
N_x	-	Anzahl der Windungen einer Spule bis zur Anzapfung
P	W	Wirkleistung
P_i	W	Eingangswirkleistung
P_{\max}	W	Eingangswirkleistung, spezifizierter Maximalwert
P_o	W	Ausgangswirkleistung
P_V	W	Konverterverluste
Q	-	MOSFET
Q_g	C	Gateladung
R	Ω	Widerstand
R_a	-	Allgemeiner Farbwiedergabeindex
R_B	Ω	Äquivalenter Serienwiderstand
R_D	Ω	Differentieller Widerstand der Schaltodiode
R_D	Ω	Differentieller Widerstand des LED-Strangs
$R_{ds(on)}$	Ω	Statischer Widerstand des MOSFETs im Leitzustand
R_G	Ω	Gesamtwiderstand $R_D + R_V$
R_k	-	Spezieller Farbwiedergabeindex der k -ten Testfarbe
R_L	Ω	Wicklungswiderstand der Spule
R_V	Ω	Vorwiderstand
S	VA	Scheinleistung
SDCM	-	Standardabweichung des Farbabgleichs
T	K	Thermodynamische Temperatur
T_S	s	Hochfrequenzperiodendauer
T_V	s	Dauer des Oszillationsintervalls
U	V	Konstante Spannung allgemein
U_B	V	Zwischenkreisspannung, Mittelwert
$U_{B,max}$	V	Zwischenkreisspannung, Maximalwert
$U_{B,min}$	V	Zwischenkreisspannung, Minimalwert
U_D	V	Diffusionsspannung
U_D	V	Knickspannung der Diodenapproximation
U_{Treiber}	V	Treiberspannung
U_i	V	Netzspannung, Effektivwert
U_o	V	LED-Strangspannung, Mittelwert
U_T	V	Temperaturspannung

Größe	Einheit	Beschreibung
$V(\lambda)$	-	Spektrale Hellempfindlichkeitskurve des Auges für Tagessehen
$V'(\lambda)$	-	Spektrale Hellempfindlichkeitskurve des Auges für Nachtsehen
V_e	m^3	Kernvolumen
X		Menge
X	-	Farbwert X des CIE-Normvalenzsystems
Y	-	Farbwert Y des CIE-Normvalenzsystems
Z	-	Farbwert Z des CIE-Normvalenzsystems
Z_b	-	Mittlere Anzahl der Lagen einer Spule
Z_h	-	Anzahl der Windungen pro Lage
a	-	Stoffmengenanteil
a_n	-	Aussteuerung der Grenzwerte J_n der Netzoerschwingungen
b	-	Stoffmengenanteil
b_{Wk}	m	Breite des Wickelfensters
c	ms^{-1}	Lichtgeschwindigkeit in einem Medium
c_1	-	Fitparameter für E_{oss}
c_1	-	Fitparameter für E_{oss}
ct	-	Parameter in Steinmetzformel
ct_1	-	Parameter in Steinmetzformel
ct_2	-	Parameter in Steinmetzformel
d_w	m	Durchmesser des Kupferlackdrahts
$d_{w,Cu}$	m	Durchmesser des Kupferlackdrahts ohne Isolation
f	m	Frequenz der Photonen
f	Hz	Frequenz der Netzspannung
f_{sin}	Hz	Frequenz der sinusförmigen Kernaussteuerung
f_{eq}	Hz	Äquivalente Frequenz
f_S	Hz	Schaltfrequenz
h_{Wk}	m	Höhe des Wickelfensters
i	A	Zeitabhängiger Strom
i_B	A	Strom durch den Zwischenkreiskondensator
$i_{B,rms}$	A	Strom durch den Zwischenkreiskondensator, Effektivwert bezüglich einer HF-Periode
i_d	A	Drainstrom

Größe	Einheit	Beschreibung
i_D	A	Diodenstrom
i_i	A	Netzstrom
i_{in}	A	Eingangsstrom der Schaltzelle
\hat{i}_i	A	Netzstrom, Stromparameter
\hat{i}_{in}	A	Eingangsstrom der Schaltzelle, Spitzenwert
i_L	A	Spulenstrom
$i_{L,k}$	A	Spulenstrom, Anfangswert der k -ten HF-Periode
$i_{L\downarrow}$	A	Spulenstrom, untere Einhüllende
$i_{L\uparrow}$	A	Spulenstrom, obere Einhüllende
\hat{i}_L	A	Spulenstrom, Spitzenwert bezüglich einer HF-Periode
$\hat{i}_{L,k}$	A	Spulenstrom, Spitzenwert der k -ten HF-Periode
\hat{i}_n	A	Amplitude der n -ten Harmonischen des Netzstroms
\vec{i}_n	A ¹⁵²	Vektor mit den Spitzenwerten von Stromüberschwingungen
\vec{i}_n^*	A ¹⁵²	Vektor mit den Spitzenwerten von Stromüberschwingungen der optimierten Eingangstromform
i_o	A	LED-Strangstrom
k	-	Zählvariable
k	m ⁻¹	Wellenzahl
k	-	Eigenwerte des harmonischen Oszillators
\vec{k}	m ⁻¹ ¹⁵²	Wellenvektor
l_w	m	Drahtlänge der Wicklung einer Spule
m_e^*	kg	Äquivalente Masse eines Elektrons
m_h^*	kg	Äquivalente Masse eines Defektelektrons
n_1	-	Brechungsindex
n_2	-	Brechungsindex
n	-	Schwelleneinheit einer MacAdam-Ellipse
n	-	Nummer der Harmonischen
n_{max}	-	Maximale Anzahl der Harmonischen
\vec{p}	Ns ¹⁵²	Impulsvektor
p_i	W	Momentane Netzleistung
r	m	Konfigurationskoordinate
r_0	m	Durchmesser des Wickelkörpers
r_0	m	Gleichgewichtsabstand im Grundzustand

¹⁵² Bezieht sich auf ein einzelnes Element des Vektors.

Größe	Einheit	Beschreibung
r'_0	m	Gleichgewichtsabstand im angeregten Zustand
s	m	Länge
t	s	Zeit
u	-	Farbwertanteil u des uv-Farbraums
u	V	Zeitabhängige Spannung
u_B	V	Zwischenkreisspannung
\hat{u}_B	V	Zwischenkreisspannung, Amplitude des Wechselanteils
u_D	V	Diodenspannung in Vorwärtsrichtung
u_{Dr}	V	Diodenspannung in Rückwärtsrichtung
u_{ds}	V	Drain-Source Spannung am MOSFET
$u_{ds,v}$	V	Drain-Source Spannung am MOSFET zum Einschaltzeitpunkt
u_i	V	Netzspannung
\hat{u}_i	V	Amplitude der Netzspannung
u_{in}	V	Eingangsspannung der Schaltzelle
u_{FB}	V	Reglerspannung
u_L	V	Spannung über der Induktivität
u_{out}	V	Ausgangsspannung der Schaltzelle
v	-	Farbwertanteil v des uv-Farbraums
w	-	Abkürzung des Arguments einer Arkussinusfunktion
\tilde{w}	-	Abkürzung des Arguments einer Logarithmusfunktion
x	-	Farbwertanteil x des CIE-Normvalenzsystems
x	-	Abkürzung eines dimensionslosen Terms
x	m	Ortskoordinate
\bar{x}	-	Normspektralwertfunktion \bar{x} des CIE-Normvalenzsystems
x_i	-	Abkürzung eines dimensionslosen Terms
x_o	-	Abkürzung eines dimensionslosen Terms
y	-	Farbwertanteil y des CIE-Normvalenzsystems
\bar{y}	-	Normspektralwertfunktion \bar{y} des CIE-Normvalenzsystems
z	-	Farbwertanteil z des CIE-Normvalenzsystems
\bar{z}	-	Normspektralwertfunktion \bar{z} des CIE-Normvalenzsystems

Griechische Buchstaben

Größe	Einheit	Beschreibung
Λ	-	Induktivitätsverhältnis, $\Lambda = L_1/L_2$
Ξ	-	Abkürzung einer Integrallösungsfunktion
Φ_e	W	Strahlleistung
Φ_v	lm	Lichtstrom
Ω	sr	Raumwinkel
α	m^{-1}	Absorptionskoeffizient
α	-	Exponent in Steinmetzformel
β	-	Exponent in Steinmetzformel
δ	-	Tastgrad, Dauer der Aufmagnetisierungsphase bezogen auf T_S
ε	-	Dauer von Auf- und Abmagnetisierungsphase bezogen auf T_S
ϵ	rad	Winkel
η	-	Wirkungsgrad
η_e	-	Strahlungsausbeute
η_{eqe}	-	Externer Quantenwirkungsgrad
η_{inj}	-	Injektionswirkungsgrad
η_{iqe}	-	Interner Quantenwirkungsgrad
η_{opt}	-	Auskopplungswirkungsgrad
η_{rad}	-	Strahlungswirkungsgrad
η_v	-	Lichtausbeute
θ_c	rad	Kritischer Winkel
ϑ	$^{\circ}\text{C}$	Temperatur
ϑ_J	$^{\circ}\text{C}$	Chiptemperatur
κ_{Cu}	$\Omega^{-1} m^{-1}$	Elektrische Leitfähigkeit von Kupfer
λ	-	Elektrischer Leistungsfaktor
λ	nm	Wellenlänge
ν	-	Substitutionsvariable
ξ	-	Normierte Zwischenkreisspannung, $\xi = U_B/\hat{u}_i$
ζ	-	Emissionskoeffizient
φ	rad	Phasenwinkel
φ_λ	$\text{Wlm}^{-1}\text{m}^{-1}$	Farbreizfunktion
χ	-	Normierte Strangspannung, $\xi = U_o/\hat{u}_i$

Größe	Einheit	Beschreibung
ω	s^{-1}	Kreisfrequenz der Netzspannung, $\omega = 2\pi f$
ω	s^{-1}	Kreisfrequenz des Harmonischen Oszillators

Konstanten

Größe	Einheit	Wert	Beschreibung
c_0	ms^{-1}	299792458	Vakuum-Lichtgeschwindigkeit
e_0	C	$1.6021766208(98) \cdot 10^{-19}$	Elementarladung
h	Js	$6.626070040(81) \cdot 10^{-34}$	Plancksches Wirkungsquantum
\hbar	Js	$1.054571800(13) \cdot 10^{-34}$	Reduzierte Planckkonstante
k_B	JK^{-1}	$1.38064852(79) \cdot 10^{-23}$	Boltzmann-Konstante
π	-	3.14159 ...	Kreiszahl
μ_0	NA^{-2}	$4\pi \cdot 10^{-7}$	Permeabilität des Vakuums

Alle physikalischen Konstanten nach CODATA 2014.

Abkürzungsverzeichnis

AC	Wechselstrom, Alternating Current, Synonym für Wechselspannung
AlGaAs	Aluminiumgalliumarsenid
AlGaInN	Aluminiumgalliumindiumnitrid
AlGaInAsP	Aluminiumgalliumindiumarsenidphosphid
AlGaInP	Aluminiumgalliumindiumphosphid
AlGaN	Aluminiumgalliumnitrid
ANSI	American National Standards Institute
B2	Brückengleichrichter
BCM	Grenzbetrieb, Boundary Conduction Mode
CCM	Kontinuierlicher Betriebsmodus, Continuous Conduction Mode
CCT	Ähnlichste Farbtemperatur, Correlated Color Temperature
cm	Gleichtakt, Common Mode
CIE	Internationale Beleuchtungskommission, Commission Internationale de l'Éclairage
CRI	Farbwiedergabeindex, Color Rendering Index
DC	Gleichstrom, Direct Current, Synonym für Gleichspannung
DCM	Diskontinuierlicher Betriebsmodus, Discontinuous Conduction Mode
DH	Doppelheterostruktur
EEl	Energieeffizienzindex
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ESD	Elektrostatische Entladung, Electrostatic Discharge
ESR	Äquivalenter Serienwiderstand, Equivalent Series Resistance
EU	Europäische Union
FEM	Finite-Elemente-Methode
GaAs	Galliumarsenid
GaP	Galliumphosphid
GaAsP	Galliumarsenidphosphid
GaN	Galliumnitrid
HF	Hochfrequenz
IC	Integrierter Schaltkreis, Integrated Circuit

IEV	Internationale Elektrotechnische Wörterbuch, International Electro-technical Vocabulary
InGaAs	Indiumgalliumarsenid
InGaN	Indiumgalliumarsenid
InP	Indiumphosphid
LED	Leuchtdiode, Light-Emitting Diode
MOSFET	Feldeffekttransistor, Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
NEMA	National Electrical Manufacturers Association
OJEC	Amtsblatt der Europäischen Union, Official Journal of the European Communities
OLED	Organische Leuchtdiode, Organic Light-Emitting-Diode
PFC	Leistungsfaktorkorrektur, Power Factor Correction
SDCM	Standardabweichung des Farbabgleichs, Standard Deviation of Colour Matching
SI	Internationales Einheitensystem, Système international d'unités
SiC	Siliziumcarbid
ZnSe	Zinkselenid

Literaturverzeichnis

- [1] Technischer Bericht: United Nations Environment Programme (UNEP)-Global Environment Facility, *Policy Options to Accelerate the Global Transition to Advanced Lighting*, November 2014.
- [2] Technischer Bericht: U.S. Department of Energy, *Solid-State Lighting R&D Plan*, Juni 2016.
- [3] Technischer Bericht: U.S. Department of Energy, *Energy Savings Forecast of Solid-State Lighting in General Illumination Applications*, August 2014.
- [4] K. Schmidt-Rohr, *Why Combustions Are Always Exothermic, Yielding About 418 kJ per Mole of O₂*, *Journal of Chemical Education*, Bd. 92, Nr. 12, S. 2094-2099, September 2015.
- [5] N. Alpers-Afil und N. Goren-Inbar, *The Acheulian Site of Gesher Benot Ya'aqov - Volume II - Ancient Flames and Controlled Use of Fire*, New York: Springer, 2010.
- [6] S. R. James, R. W. Dennell, A. S. Gilbert, H. T. Lewis, J. A. J. Gowlett, T. F. Lynch, W. C. McGrew, C. R. Peters, G. G. Pope, und A. B. Stahl, *Hominid Use of Fire in the Lower and Middle Pleistocene: A Review of the Evidence*, *Current Anthropology*, Bd. 30, Nr. 1, S. 1-26, Januar 1989.
- [7] N. Goren-Inbar, N. Alpers, M. E. Kislev, O. Simchoni, Y. Melamed, A. Ben-Nun und E. Werker, *Evidence of Hominin Control of Fire at Gesher Benot Ya'aqov, Israel*, *Science*, Bd. 30, Nr. 304, S. 725-727, April 2004.
- [8] J. Matz und H. Mehl, *Vom Kienspan zum Laserstrahl - Zur Geschichte der Beleuchtung von der Antike bis heute*, Husum: Husum Druck- und Verlagsgesellschaft, 2000.
- [9] Spiegel Online (L. Backovic), *200 Jahre Gaslaterne - Es wurde Licht!*, April 2014. [Online]. Verfügbar: <http://www.spiegel.de/einestages/erste-gaslaterne-der-welt-in-london-es-wurde-licht-a-961352.html>. [Zugriff am 2017-01-13].
- [10] Welt.de, *Als die Gaslampe Licht in die Städte brachte*, April 2014. [Online]. Verfügbar: <https://www.welt.de/geschichte/article126415002/Als-die-Gaslampe-Licht-in-die-Staedte-brachte.html>. [Zugriff am 2017-01-13].
- [11] Berliner Senatsverwaltung für Stadtentwicklung und Umwelt, *Öffentliche Beleuchtung in Berlin - Gaslaternen*, Oktober 2016. [Online]. Verfügbar: <http://www.stadtentwicklung.berlin.de/bauen/beleuchtung/de/gaslicht/>. [Zugriff am 2016-11-09].

- [12] World Monument Fund, *Gaslight and Gas Lamps of Berlin*, [Online]. Verfügbar: <https://www.wmf.org/project/gaslight-and-gas-lamps-berlin>. [Zugriff am 2016-11-09].
- [13] taz.de (C. Prösser), *Der Letzte macht das Licht aus*, September 2012. [Online]. Verfügbar: <http://www.taz.de/!5084164/>. [Zugriff am 2016-11-09].
- [14] Edison Tech Center, *Arc Lamps*, [Online]. Verfügbar: <http://www.edisontechcenter.org/ArcLamps.html>. [Zugriff am 2016-11-09].
- [15] Schutzrecht: T. A. Edison, *Electric lamp*. US223898 A, Januar 1880.
- [16] J. R. Coaton und A. M. Marsden, *Lamps and Lighting*, 4. Hrsg., Oxford: Elsevier Science, 2001.
- [17] E. G. Zubler und F. A. Mosby, *An Iodine Incandescent Lamp with Virtually 100 Per Cent Lumen Maintenance*, *Illuminating Engineering*, Bd. 54, S. 734-740, Dezember 1959.
- [18] Schutzrecht: E. G. Fridrich und E. H. Wiley, *Electric Incandescent Lamp*. Vereinigte Staaten von Amerika, US2883571 A, April 1959.
- [19] IEEE Spectrum (M. Krajewski), *The Great Lightbulb Conspiracy*, September 2014. [Online]. Verfügbar: <http://www.spectrum.ieee.org/geek-life/history/the-great-lightbulb-conspiracy>. [Zugriff am 2017-01-12].
- [20] LIFX (T. Dullea), *E26 vs E27, What's the difference*, November 2016. [Online]. Verfügbar: <https://support.lifx.com/hc/en-us/articles/201622624-E26-vs-E27-What-s-the-difference>. [Zugriff am 2016-11-14].
- [21] Norm: *DIN EN 60061-1:2017-03: Lampensockel und -fassungen sowie Lehren zur Kontrolle der Austauschbarkeit und Sicherheit - Teil 1: Lampensockel*, März 2017.
- [22] Norm: *DIN 40400:1981-12: Elektrogewinde für D-Sicherungen; Grenzmaße*, Dezember 1981.
- [23] Grainger, *Lamp Size and Comparison Features*, [Online]. Verfügbar: https://www.grainger.com/tps/lighting_lamp_size_and_feature_comparison.pdf. [Zugriff am 2016-11-14].
- [24] S. Sonderer, *Home Lighting 101: A Guide to Understanding Light Bulb Shapes, Sizes, and Codes*, Juli 2016. [Online]. Verfügbar: <https://www.superbrightleds.com/blog/home-lighting-101-guide-understanding-light-bulb-shapes-sizes-codes/2315/>. [Zugriff am 2016-11-14].
- [25] Norm: *IEC 60050-845: International Electrotechnical Vocabulary. Chapter 845: Lighting*, Dezember 1987.
- [26] R. W. Erickson und D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2. Hrsg., New York: Springer, 2001.

- [27] W. Messer, *Philips-LED-Lampen: Zwei Wege zum (fast) gleichen Ziel*, Juni 2012. [Online]. Verfügbar: <http://fastvoice.net/2012/06/13/philips-led-lampen-zwei-wege-zum-fast-gleichen-ziel/>. [Zugriff am 2015-02-17].
- [28] L. E. Taylor, C. H. Goddard und W. Sturrock, *IES lighting handbook*, 2. Hrsg., New York: Illuminating Engineering Society, 1952.
- [29] B. Jacob, *Lamps for improving the energy efficiency of domestic lighting*, Lighting Research & Technology, Bd. 41, Nr. 3, S. 219-228, September 2009.
- [30] P. Jay und D. C. Coomber, *The life and performance of incandescent lamps*, Lighting Research & Technology, Bd. 12, Nr. 2, S. 88-104, Juni 1980.
- [31] Europäische Verordnung: *Verordnung (EG) Nr. 244/2009 der Kommission vom 18. März 2009 zur Durchführung der Richtlinie 2005/32/EG des Europäischen Parlaments und des Rates im Hinblick auf die Festlegung von Anforderungen an die umweltgerechte Gestaltung von Haushaltslampen mit ungebündeltem Licht*, Amtsblatt der Europäischen Union, Reihe L, Nr. 76, 2009-03-24, S. 3-16.
- [32] LEDON Lamp GmbH, *Lumen und Watt machen alleine nicht satt*, September 2013. [Online]. Verfügbar: <http://www.ledon-lamp.com/de/ratgeber/lumen-und-watt-machen-alleine-nicht-satt.htm>. [Zugriff am 2014-03-26].
- [33] Stiftung Warentest, *Die besten Birnen*, test, S. 60-65, Mai 2013.
- [34] Stiftung Warentest, *Lotse für Leuchten*, test, S. 66-71, April 2014.
- [35] D. MacIsaac, G. Kanner und G. Anderson, *Basic Physics of the Incandescent Lamp (Lightbulb)*, The Physics Teacher, Bd. 37, S. 520-525, Dezember 1999.
- [36] B. Denardo, *Temperature of a lightbulb filament*, The Physics Teacher, Bd. 40, S. 101-105, Februar 2002.
- [37] H. S. Leff, *Illuminating physics with light bulbs*, The Physics Teacher, Bd. 28, S. 30-35, Januar 1990.
- [38] Europäische Verordnung: *Verordnung (EU) Nr. 1194/2012 der Kommission vom 12. Dezember 2012 zur Durchführung der Richtlinie 2009/125/EG des Europäischen Parlaments und des Rates im Hinblick auf die Anforderungen an die umweltgerechte Gestaltung von Lampen mit gebündeltem Licht, LED-Lampen und dazugehörigen Geräten*, Amtsblatt der Europäischen Union, Reihe L, Nr. 342, 2012-12-14, S. 1-22.
- [39] Norm: *DIN EN 60038:2012-04 (VDE 0175-1:2012-04): VDE CENELEC-Normspannungen*, April 2012.
- [40] Norm: *DIN EN 50160:2011-02: Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen*, Februar 2011.
- [41] Norm: *DIN EN 50160/A1:2016-02: Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen*, Februar 2016.

- [42] Norm: *IEC 60050-161: International Electrotechnical Vocabulary. Chapter 161: Electromagnetic compatibility*, August 1990.
- [43] A. J. Wilkins, *Visual Stress*, 1. Hrsg., USA: Oxford University Press, 1995.
- [44] A. J. Wilkins, J. Veitch und B. Lehman, *LED lighting flicker and potential health concerns: IEEE standard PAR1789 update*, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), S. 171-178, September 2010.
- [45] A. J. Wilkins, I. Nimmo-Smith, A. I. Slater und L. Bedocs, *Fluorescent lighting headaches and eyestrain*, Lighting Research & Technology, Bd. 21, Nr. 1, S. 11-18, März 1989.
- [46] R. Küller und T. Laike, *The impact of flicker from fluorescent lighting on well-being, performance and physiological arousal*, Ergonomics, Bd. 41, Nr. 4, S. 433-447, November 1998.
- [47] C. D. Binnie, J. Findlay und A. J. Wilkins, *Mechanisms of epileptogenesis in photosensitive epilepsy implied by the effects of moving patterns*, Electroencephalography and Clinical Neurophysiology, Bd. 61, Nr. 1, S. 1-6, Juli 1985.
- [48] R. S. Fisher, G. Harding, G. Erba, G. L. Barkley und A. J. Wilkins, *Photic- and Pattern-induced Seizures: A Review for the Epilepsy Foundation of America Working Group*, Epilepsia, Bd. 46, Nr. 9, S. 1426-1441, September 2005.
- [49] A. Johansson und M. Sandström, *Sensitivity of the human visual system to amplitude modulated light. Arbetslivsrapport Nr. 2003:4*, Umeå: Arbetslivsinstitutet, National Institute for Working Life, 2003.
- [50] G. Brundrett, *Human sensitivity to flicker*, Lighting Research and Technology, Bd. 6, Nr. 3, S. 127-143, September 1974.
- [51] S. Shady, D. I. A. MacLeod und H. S. Fisher, *Adaptation from invisible flicker*, Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America, Bd. 101, Nr. 14, S. 5170-5173, April 2004.
- [52] D. H. Kelly, *Visual Response to Time-Dependent Stimuli. I. Amplitude Sensitivity Measurements*, Journal of the Optical Society of America, Bd. 51, Nr. 4, S. 422-429, April 1961.
- [53] H. de Lange Dzn, *Research into the Dynamic Nature of the Human Fovea -> Cortex Systems with Intermittent and Modulated Light. I. Attenuation Characteristics with White and Colored Light*, Journal of the Optical Society of America, Bd. 48, Nr. 11, S. 777-784, November 1958.
- [54] J. Bullough, K. Sweater Hickcox, T. Klein und N. Narendran, *Effects of flicker characteristics from solid-state lighting on detection, acceptability and comfort*, Lighting Research & Technology, Bd. 43, Nr. 3, S. 337-348, Juli 2011.

- [55] S. M. Berman, D. S. Greenhouse, R. D. Clear und T. W. Raasch, *Human Electroretinogram Responses to Video Displays, Fluorescent Lighting, and Other High Frequency Sources*, Optometry & Vision Science, Bd. 68, Nr. 8, S. 645-662, August 1991.
- [56] S. A. Burns und A. E. Elsner, *Response of the retina at low temporal frequencies*, Journal of the Optical Society of America A, Bd. 13, Nr. 3, S. 667-672, März 1996.
- [57] U. T. Eysel und U. Burandt, *Fluorescent tube light evokes flicker responses in visual neurons*, Vision Research, Bd. 24, Nr. 9, S. 943-948, Februar 1984.
- [58] S. Wu, S. A. Burns und A. E. Elsner, *Effects of flicker adaptation and temporal gain control on the flicker ERG*, Vision Research, Bd. 35, Nr. 21, S. 2943-2953, November 1995.
- [59] L. van der Tweel und H. Verduyn Lunel, *Human visual responses to sinusoidally modulated light*, Electroencephalography and Clinical Neurophysiology, Bd. 18, Nr. 6, S. 587-598, Mai 1965.
- [60] F. A. Abraham, M. Alpern und D. B. Kirk, *Electroretinograms evoked by sinusoidal excitation of human cones*, The Journal of Physiology, Bd. 363, Nr. 1, S. 135-150, Juni 1985.
- [61] W. A. Hershberger, *Saccadic eye movements and the perception of visual direction*, Perception & Psychophysics, Bd. 41, Nr. 1, S. 35-44, Januar 1987.
- [62] W. A. Hershberger, J. S. Jordan und D. R. Lucas, *Visualizing the perisaccadic shift of spatiotopic coordinates*, Perception & Psychophysics, Bd. 60, Nr. 1, S. 82-88, Januar 1998.
- [63] E. Gluskin, Y. Ben-Shimol, F. V. Topalis und N. Bisketzis, *A system outlook on the vision problem associated with observation of light flickering at the micro-saccades' frequency*, Medical Physics, Juni 2010.
- [64] S. L. Macknik, B. D. Fisher und B. Bridgeman, *Flicker distorts visual space constancy*, Vision Research, Bd. 31, Nr. 12, S. 2057-2064, April 1991.
- [65] J. Bullough, K. Sweater Hickcox, T. Klein, A. Lok und N. Narendran, *Detection and acceptability of stroboscopic effects from flicker*, Lighting Research & Technology, Bd. 44, Nr. 4, S. 477-483, November 2012.
- [66] B. Lehman, A. J. Wilkins, S. Berman, M. Poplawski und N. J. Miller, *Proposing measures of flicker in the low frequencies for lighting applications*, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), S. 2865-2872, September 2011.
- [67] Technischer Bericht: IEEE PAR1789, *A Review of the Literature on Light Flicker: Ergonomics, Biological Attributes, Potential Health Effects, and Methods in Which Some LED Lighting May Introduce Flicker*, 2010-02-26.

- [68] M. S. Rea, *The IESNA Lighting Handbook: Reference and Application*, 9. Hrsg., New York: Illuminating Engineering Society, 2000.
- [69] N. Andersson, M. Sandström, A. Berglund und K. Hansson, *Amplitude modulation of light from various sources*, Lighting Research and Technology, Bd. 26, Nr. 3, S. 157-160, September 1994.
- [70] W. A. Anderson, E. E. Hammer und A. Serres, *The interaction of infra-red controls and electronic compact fluorescent lamps*, Industry Applications Conference (IAS), Bd. 3, S. 2066 - 2068, Oktober 1995.
- [71] Elektor, *IR-Fernbedienungsprotokolle (Teil 1)*, elektor 3/2001, S. 38-42, März 2001.
- [72] Elektor, *IR-Fernbedienungsprotokolle (Teil 2)*, elektor 4/2001, S. 38-41, April 2001.
- [73] Applikationsschrift: Vishay Semiconductors, *Data Formats for IR Remote Control*, August 2013.
- [74] Datenblatt: Vishay Semiconductors, *TSOP31xxx - IR Receiver Modules for Remote Control Systems*, Februar 2014.
- [75] Europäische Verordnung: *Verordnung (EG) Nr. 765/2008 des Europäischen Parlaments und des Rates vom 9. Juli 2008 über die Vorschriften für die Akkreditierung und Marktüberwachung im Zusammenhang mit der Vermarktung von Produkten und zur Aufhebung der Verordnung (EWG) Nr. 339/93 des Rates*, Amtsblatt der Europäischen Union, Reihe L, Nr. 218, 2008-08-13, S. 30-47.
- [76] Europäische Kommission, *CE- marking - Manufacturers - Product groups*, März 2017. [Online]. Verfügbar: https://ec.europa.eu/growth/single-market/ce-marking/manufacturers_en. [Zugriff am 2017-03-22].
- [77] Europäische Richtlinie: *Richtlinie 2001/95/EG des Europäischen Parlaments und des Rates vom 3. Dezember 2001 über die allgemeine Produktsicherheit*, Amtsblatt der Europäischen Union, Reihe L, Nr. 11, 2002-01-15, S. 4-17.
- [78] Europäische Richtlinie: *Richtlinie 2014/35/EU des Europäischen Parlaments und des Rates vom 26. Februar 2014 zur Harmonisierung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die Bereitstellung elektrischer Betriebsmittel zur Verwendung innerhalb bestimmter Spannungsgrenzen auf dem Markt*, Amtsblatt der Europäischen Union, Reihe L, Nr. 96, 2014-03-29, S. 357-374.
- [79] Europäische Richtlinie: *Richtlinie 2006/95/EG des Europäischen Parlaments und des Rates vom 12. Dezember 2006 zur Angleichung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten betreffend elektrische Betriebsmittel zur Verwendung innerhalb bestimmter Spannungsgrenzen*, Amtsblatt der Europäischen Union, Reihe L, Nr. 374, 2006-12-27, S. 10-19.
- [80] Bundesgesetz: *Gesetz über die Bereitstellung von Produkten auf dem Markt (ProdSG)*, Bundesgesetzblatt, Teil I, Nr. 57, 2011-11-11, S. 2178-2208.

- [81] Bundesverordnung: *Zehnte Zuständigkeitsanpassungsverordnung - Artikel 435: Änderung des Produktsicherheitsgesetzes*, Bundesgesetzblatt, Teil I, Nr. 35, 2015-09-07, S. 1538.
- [82] Bundesverordnung: *Erste Verordnung zum Produktsicherheitsgesetz (1. ProdSV)*, Bundesgesetzblatt, Teil I, Nr. 13, 2016-03-31, S. 502-508.
- [83] Europäische Mitteilung: *Mitteilung der Kommission im Rahmen der Durchführung der Richtlinie 2001/95/EG des Europäischen Parlaments und des Rates vom 3. Dezember 2001 über die allgemeine Produktsicherheit*, Amtsblatt der Europäischen Union, Reihe C, Nr. 335, 2015-10-09, S. 1-12.
- [84] Europäische Mitteilung: *Mitteilung der Kommission im Rahmen der Durchführung der Richtlinie 2014/35/EU des Europäischen Parlaments und des Rates vom 26. Februar 2014 zur Harmonisierung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die Bereitstellung elektrischer Betriebsmittel zur Verwendung innerhalb bestimmter Spannungsgrenzen auf dem Markt*, Amtsblatt der Europäischen Union, Reihe C, Nr. 249, 2016-07-08, S. 62-190.
- [85] Norm: *DIN EN 61347-1:2016-05 (VDE 0712-30:2016-05): Geräte für Lampen - Teil 1: Allgemeine und Sicherheitsanforderungen*, Mai 2016.
- [86] Norm: *DIN EN 61347-2-13:2015-05 (VDE 0712-43:2015-05): Geräte für Lampen - Teil 2-13: Besondere Anforderungen an gleich- oder wechselstromversorgte elektronische Betriebsgeräte für LED-Module (IEC 61347-2-13:2014)*, Mai 2015.
- [87] Norm: *DIN EN 62031:2015-09 (VDE 0715-5:2015-09): LED-Module für Allgemeinbeleuchtung - Sicherheitsanforderungen*, September 2015.
- [88] Norm: *DIN EN 62471:2009-03 (VDE 0837-471:2009-03): Photobiologische Sicherheit von Lampen und Lampensystemen*, März 2009.
- [89] Norm: *DIN EN 62493:2016-08 (VDE 0848-493:2016-08): Beurteilung von Beleuchtungseinrichtungen bezüglich der Exposition von Personen gegenüber elektromagnetischen Feldern*, August 2016.
- [90] Norm: *DIN EN 62560:2016-09 (VDE 0715-13:2016-09): LED-Lampen mit eingebautem Vorschaltgerät für Allgemeinbeleuchtung für Spannungen > 50 V - Sicherheitsanforderungen*, September 2016.
- [91] Europäische Richtlinie: *Richtlinie 2009/125/EG des Europäischen Parlaments und des Rates vom 21. Oktober 2009 zur Schaffung eines Rahmens für die Festlegung von Anforderungen an die umweltgerechte Gestaltung energieverbrauchsrelevanter Produkte*, Amtsblatt der Europäischen Union, Reihe L, Nr. 285, 2009-10-31, S. 10-35.
- [92] Bundesgesetz: *Gesetz über die umweltgerechte Gestaltung energieverbrauchsrelevanter Produkte (EVPG)*, Bundesgesetzblatt, Teil I, Nr. 7, 2008-03-06, S. 258-264.

- [93] Bundesgesetz: *Gesetz zur Änderung des Energiebetriebe-Produkte-Gesetzes*, Bundesgesetzblatt, Teil I, Nr. 58, 2011-11-24, S. 2224-2227.
- [94] Bundesgesetz: *Gesetz zur Verbesserung der Öffentlichkeitsbeteiligung und Vereinheitlichung von Planfeststellungsverfahren (PIVereinHG) - Artikel 6: Änderung des Energieverbrauchsrelevante-Produkte-Gesetzes*, Bundesgesetzblatt, Teil I, Nr. 25, 2013-06-06, S. 1391.
- [95] Bundesverordnung: *Zehnte Zuständigkeitsanpassungsverordnung - Artikel 332: Änderung des Energieverbrauchsrelevante-Produkte-Gesetzes*, Bundesgesetzblatt, Teil I, Nr. 35, 2015-09-07, S. 1522.
- [96] Europäische Richtlinie: *Richtlinie 2005/32/EG des Europäischen Parlaments und des Rates vom 6. Juli 2005 zur Schaffung eines Rahmens für die Festlegung von Anforderungen an die umweltgerechte Gestaltung energiebetriebener Produkte und zur Änderung der Richtlinie 92/42/EWG des Rates sowie der Richtlinien 96/57/EG und 2000/55/EG des Europäischen Parlaments und des Rates*, Amtsblatt der Europäischen Union, Reihe L, Nr. 191, 2005-07-22, S. 29-58.
- [97] Europäische Verordnung: *Verordnung (EG) Nr. 859/2009 der Kommission vom 18. September 2009 zur Änderung der Verordnung (EG) Nr. 244/2009 hinsichtlich der Anforderungen an die Ultraviolettstrahlung von Haushaltslampen mit ungebündeltem Licht*, Amtsblatt der Europäischen Union, Reihe L, Nr. 247, 2009-09-19, S. 3-5.
- [98] Europäische Verordnung: *Delegierte Verordnung (EU) Nr. 874/2012 der Kommission vom 12. Juli 2012 zur Ergänzung der Richtlinie 2010/30/EU des Europäischen Parlaments und des Rates im Hinblick auf die Energieverbrauchskennzeichnung von elektrischen Lampen und Leuchten*, Amtsblatt der Europäischen Union, Reihe L, Nr. 258, 2012-09-26, S. 1-20.
- [99] Europäische Mitteilung: *Mitteilung der Kommission im Rahmen der Durchführung der Verordnung (EG) Nr. 244/2009 der Kommission vom 18. März 2009, der delegierten Verordnung (EU) Nr. 874/2012 der Kommission vom 12. Juli 2012 und der Verordnung (EU) Nr. 1194/2012 der Kommission vom 12. Dezember 2012 (Kurztitel)*, Amtsblatt der Europäischen Union, Reihe C, Nr. 22, 2014-01-24, S. 17-31.
- [100] Norm: *DIN EN 62384:2010-03 (VDE 0712-26:2010-03): Gleich- oder wechselstromversorgte elektronische Betriebsgeräte für LED-Module - Anforderungen an die Arbeitsweise*, März 2010.
- [101] Norm: *DIN EN 62612:2014-06: LED-Lampen mit eingebautem Vorschaltgerät für Allgemeinbeleuchtung mit Versorgungsspannungen > 50 V - Anforderungen an die Arbeitsweise*, Juni 2014.

- [102] Norm: *E DIN EN 62717:2013-09: LED-Module für die Allgemeinbeleuchtung - Anforderungen an die Arbeitsweise*, September 2013.
- [103] Europäische Richtlinie: *Richtlinie 2014/30/EU des Europäischen Parlaments und des Rates vom 26. Februar 2014 zur Harmonisierung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die elektromagnetische Verträglichkeit (Neufassung)*, Amtsblatt der Europäischen Union, Nr. 96, 2014-02-26, S. 79-106.
- [104] Europäische Richtlinie: *Richtlinie 2004/108/EG des Europäischen Parlaments und des Rates vom 15. Dezember 2004 zur Angleichung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die elektromagnetische Verträglichkeit und zur Aufhebung der Richtlinie 89/336/EWG*, Amtsblatt der Europäischen Union, Reihe L, Nr. 390, 2004-12-31, S. 24-37.
- [105] Bundesgesetz: *Gesetz über die elektromagnetische Verträglichkeit von Betriebsmitteln (EMVG)*, Bundesgesetzblatt, Teil I, Nr. 61, 2016-12-21, S. 2879-2891.
- [106] Europäische Mitteilung: *Mitteilung der Kommission im Rahmen der Durchführung der Richtlinie 2014/30/EU des Europäischen Parlaments und des Rates zur Harmonisierung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die elektromagnetische Verträglichkeit*, Amtsblatt der Europäischen Union, Reihe C, Nr. 293, 2016-08-12, S. 29-51.
- [107] Norm: *DIN EN 55015:2016-04 (VDE 0875-15-1:2016-04): Grenzwerte und Messverfahren für Funkstörungen von elektrischen Beleuchtungseinrichtungen und ähnlichen Elektrogeräten*, April 2016.
- [108] Norm: *DIN EN 61000-3-2:2015-03 (VDE 0838-2:2015-03): Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 3-2: Grenzwerte - Grenzwerte für Oberschwingungsströme (Geräte-Eingangsstrom ≤ 16 A je Leiter)*, März 2015.
- [109] Norm: *DIN EN 61000-3-3:2014-03 (VDE 0838-3:2014-03): Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 3-3: Grenzwerte - Begrenzung von Spannungsänderungen, Spannungsschwankungen und Flicker in öffentlichen Niederspannungs-Versorgungsnetzen für Geräte mit einem Bemessungsstrom ≤ 16 A je Leiter, die keiner Sonderanschlussbedingung unterliegen*, März 2014.
- [110] Norm: *DIN EN 61547:2010-03 (VDE 0875-15-2:2010-03): Einrichtungen für allgemeine Beleuchtungszwecke - EMV-Störfestigkeitsanforderungen*, März 2010.
- [111] Norm: *DIN 40110-1:1994-03: Wechselstromgrößen; Zweileiter-Stromkreise*, März 1994.
- [112] Norm: *E DIN EN 61000-3-2:2017-03 (VDE 0838-2:2015-03): Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 3-2: Grenzwerte - Grenzwerte für Oberschwingungsströme (Geräte-Eingangsstrom ≤ 16 A je Leiter)*, März 2017.

- [113] Norm: *DIN EN 61000-4-2:2009-12 (VDE 0847-4-2:2009-12): Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 4-2: Prüf- und Messverfahren - Prüfung der Störfestigkeit gegen die Entladung statischer Elektrizität*, Dezember 2009.
- [114] Norm: *DIN EN 61000-4-3:2011-04 (VDE 0847-4-3:2011-04): Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 4-3: Prüf- und Messverfahren - Prüfung der Störfestigkeit gegen hochfrequente elektromagnetische Felder*, April 2011.
- [115] Norm: *DIN EN 61000-4-8:2010-11 (VDE 0847-4-8:2010-11): Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 4-8: Prüf- und Messverfahren - Prüfung der Störfestigkeit gegen Magnetfelder mit energietechnischen Frequenzen*, November 2010.
- [116] Norm: *DIN EN 61000-4-4:2013-04 (VDE 0847-4-4:2013-04): Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 4-4: Prüf- und Messverfahren - Prüfung der Störfestigkeit gegen schnelle transiente elektrische Störgrößen/Burst*, April 2013.
- [117] Norm: *DIN EN 61000-4-6:2014-08 (VDE 0847-4-6:2014-08): Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 4-6: Prüf- und Messverfahren - Störfestigkeit gegen leitungsgeführte Störgrößen, induziert durch hochfrequente Felder*, August 2014.
- [118] Norm: *DIN EN 61000-4-5:2015-03 (VDE 0847-4-5:2015-03): Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 4-5: Prüf- und Messverfahren - Prüfung der Störfestigkeit gegen Stoßspannungen*, März 2015.
- [119] Norm: *DIN EN 61000-4-11:2005-02 (VDE 0847-4-11:2005-02): Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 4-11: Prüf- und Messverfahren - Prüfungen der Störfestigkeit gegen Spannungseinbrüche, Kurzzeitunterbrechungen und Spannungsschwankungen*, Februar 2005.
- [120] Norm: *DIN EN 61000-2-2:2003-02 (VDE 0839-2-2:2003-02): Umgebungsbedingungen; Verträglichkeitspegel für niederfrequente leitungsgeführte Störgrößen und Signalübertragung in öffentlichen Niederspannungsnetzen*, Februar 2003.
- [121] D. Fulchiron, *Overvoltages and insulation coordination in MV and HV*, Cahier Technique Schneider Electric, Nr. 151, Februar 1995.
- [122] J. Goedbloed, *Transients in Low-Voltage Supply Networks*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Bd. 29, Nr. 2, S. 104-115, Mai 1987.
- [123] F. D. Martzloff, *Transient Overvoltage Protection Coordination in the Undefined Real World Environment*, Powerconversion'79, September 1979.
- [124] Europäische Richtlinie: *Richtlinie 2011/65/EU des Europäischen Parlaments und des Rates vom 8. Juni 2011 zur Beschränkung der Verwendung bestimmter gefährlicher Stoffe in Elektro- und Elektronikgeräten*, Amtsblatt der Europäischen Union, Reihe L, Nr. 174, 2011-07-01, S. 88-110.

- [125] Europäische Berichtigung: *Berichtigung der Richtlinie 2011/65/EU des Europäischen Parlaments und des Rates zur Beschränkung der Verwendung bestimmter gefährlicher Stoffe in Elektro- und Elektronikgeräten*, Amtsblatt der Europäischen Union, Reihe L, Nr. 209, 2012-08-04, S. 18.
- [126] Europäische Berichtigung: *Berichtigung der Richtlinie 2011/65/EU des Europäischen Parlaments und des Rates vom 8. Juni 2011 zur Beschränkung der Verwendung bestimmter gefährlicher Stoffe in Elektro- und Elektronikgeräten*, Amtsblatt der Europäischen Union, Reihe L, Nr. 44, 2014-02-14, S. 55.
- [127] Bundesverordnung: *Verordnung zur Beschränkung der Verwendung gefährlicher Stoffe in Elektro- und Elektronikgeräten (ElektroStoffV)*, Bundesgesetzblatt, Teil I, Nr. 22, 2013-05-08, S. 1111-1117.
- [128] Bundesverordnung: *Erste Verordnung zur Änderung der Elektro- und Elektronikgeräte-Stoff-Verordnung*, Bundesgesetzblatt, Teil I, Nr. 46, 2014-10-14, S. 1592-1593.
- [129] Bundesverordnung: *Zweite Verordnung zur Änderung der Elektro- und Elektronikgeräte-Stoff-Verordnung*, Bundesgesetzblatt, Teil I, Nr. 55, 2014-12-04, S. 1888-1889.
- [130] Bundesverordnung: *Dritte Verordnung zur Änderung der Elektro- und Elektronikgeräte-Stoff-Verordnung*, Bundesgesetzblatt, Teil I, Nr. 53, 2015-12-23, S. 2349.
- [131] Bundesverordnung: *Vierte Verordnung zur Änderung der Elektro- und Elektronikgeräte-Stoff-Verordnung*, Bundesgesetzblatt, Teil I, Nr. 33, 2016-07-11, S. 1581-1582.
- [132] Bundesverordnung: *Fünfte Verordnung zur Änderung der Elektro- und Elektronikgeräte-Stoff-Verordnung*, Bundesgesetzblatt, Teil I, Nr. 61, 2016-12-21, S. 2919.
- [133] Europäische Richtlinie: *Richtlinie 2012/19/EU des Europäischen Parlaments und des Rates vom 4. Juli 2012 über Elektro- und Elektronik-Altgeräte*, Amtsblatt der Europäischen Union, Reihe L, Nr. 197, 2012-07-24, S. 38-71.
- [134] Bundesgesetz: *Gesetz zur Neuordnung des Rechts über das Inverkehrbringen, die Rücknahme und die umweltverträgliche Entsorgung von Elektro- und Elektronikgeräten (ElektroG)*, Bundesgesetzblatt, Teil I, Nr. 40, 2015-10-23, S. 1739-1773.
- [135] Bundesgesetz: *Gesetz zur Neuordnung des Rechts über das Inverkehrbringen, die Rücknahme und die umweltverträgliche Entsorgung von Elektro- und Elektronikgeräten - Artikel 2: Änderung des Elektro- und Elektronikgerätegesetzes*, Bundesgesetzblatt, Nr. 40, 2015-10-23, S. 1769.

- [136] Bundesgesetz: *Gesetz zur Neuordnung des Rechts über das Inverkehrbringen, die Rücknahme und die umweltverträgliche Entsorgung von Elektro- und Elektronikgeräten - Artikel 3: Weitere Änderung des Elektro- und Elektronikgerätegesetzes*, Bundesgesetzblatt, Teil I, Nr. 40, 2015-10-23, S. 1769-1771.
- [137] A. Poppe und C. J. Lasance, *On the Standardization of Thermal Characterization of LEDs*, 25th Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium, S. 151-158, März 2009.
- [138] X. Perpina, R. Werkhoven, M. Vellvehi, X. Jorda, J. M. G. Kunen, J. Jakovenko, P. Bancken und P. Bolt, *LED Driver Thermal Design Considerations for Solid-State Lighting Technologies*, 13th International Conference on Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation and Experiments in Microelectronics and Microsystems (EuroSimE), S. 1/5-5/5, April 2012.
- [139] L. Xiaobing, M. Zhangming und L. Sheng, *Thermal design of a 16W LED bulb based on thermal analysis of a 4W LED bulb*, Electronic Components and Technology Conference (ECTC), S. 1909-1911, Juni 2010.
- [140] L. Huang, E. Chen und D. Lee, *Thermal analysis of plastic heat sink for high power LED lamp*, 7th International Microsystems, Packaging, Assembly and Circuits Technology Conference (IMPACT), S. 197-200, Oktober 2012.
- [141] L. Ju-hua und X. Jun-ming, *Co-simulation of ANSYS and Pro/E in thermal analysis of HB-LED lamp*, International Conference on Electronics, Communications and Control (ICECC), S. 2608-2610, September 2011.
- [142] K. Bai, Q.-h. Nie, S.-x. Dai, B.-y. Zhou, X.-j. Ma, Z.-y. Zheng und F.-w. Zhang, *Thermal simulation and optimization of high-power white LED lamps*, International Conference on Electronics, Communications and Control (ICECC), S. 573-576, September 2011.
- [143] J. Jakovenko, R. Werkhoven, J. Formanek, J. Kunen, P. Bolt und P. Kulha, *Thermal simulation and validation of 8W LED Lamp*, 12th International Conference on Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation and Experiments in Microelectronics and Microsystems (EuroSimE), S. 1/4-4/4, April 2011.
- [144] C. Alvin, W. Chu, C.-H. Cheng und J.-T. Teng, *Thermal analysis of extruded aluminum fin heat sink for LED cooling application*, 6th International Microsystems, Packaging, Assembly and Circuits Technology Conference (IMPACT), S. 397-400, Oktober 2011.
- [145] W.-H. Chi, T.-L. Chou, C.-N. Han, S.-Y. Yang und K.-N. Chiang, *Analysis of Thermal and Luminous Performance of MR-16 LED Lighting Module*, IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, Bd. 33, Nr. 4, S. 713-721, Dezember 2010.

-
- [146] M. Maaspuro und A. Tuominen, *Energy Efficiency and Thermal Simulations of a Retrofit LED Light Bulb*, LED professional Review, Nr. 33, S. 46-52, September 2012.
- [147] R. Redl, *Power-factor correction in single-phase switching-mode power supplies - an overview*, International Journal of Electronics, Bd. 77, Nr. 5, S. 555-582, Februar 1994.
- [148] A. W. Kelley und W. F. Yadusky, *Rectifier design for minimum line current harmonics and maximum power factor*, Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), S. 13-22, März 1989.
- [149] F. C. Schwarz, *A Time-Domain Analysis of the Power Factor for a Rectifier Filter System with Over- and Subcritical Inductance*, IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Bd. IECI-20, Nr. 2, S. 61-68, Mai 1973.
- [150] S. B. Dewan, *Optimum Input and Output Filters for a Single-Phase Rectifier Power Supply*, IEEE Transactions on Industry Applications, Bd. IA-17, Nr. 3, S. 282-288, Mai 1981.
- [151] M. Borage, S. Tiwari und S. Kotaiah, *Passive techniques for compliance of single-phase rectifiers with IEC 1000-3-2 norms*, 8th International Conference on Electromagnetic Interference and Compatibility (INCEMIC), S. 1-8, Dezember 2003.
- [152] R. Redl und L. Balogh, *Power-factor correction in bridge and voltage-doubler rectifier circuits with inductors and capacitors*, Tenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), S. 466-472, März 1995.
- [153] A. R. Prasad, P. D. Ziogas und S. Manias, *A novel passive waveshaping method for single-phase diode rectifiers*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 37, Nr. 6, S. 521-530, Dezember 1990.
- [154] C. S. Moo, H. C. Yen, C. R. Lee und I. S. Tsai, *Designing LC filters by consecutive orthogonal arrays*, IEE Proceedings - Electric Power Applications, Bd. 150, Nr. 5, S. 569-574, September 2003.
- [155] Schutzrecht: L. T. Nguyen, *Fourth order damped lowpass filter for obtaining high power factor and low total harmonic distortion*. Vereinigte Staaten von Amerika, US 5148360 A, September 1992.
- [156] Schutzrecht: S. Smith, *Harmonic noise isolation and power factor correction network*. Vereinigte Staaten von Amerika, US 5251120 A, Oktober 1993.
- [157] W. J. Sarjeant, I. W. Clelland und R. A. Price, *Capacitive components for power electronics*, Proceedings of the IEEE, Bd. 89, Nr. 6, S. 846-855, Juni 2001.

- [158] Norm: *DIN EN 60384-4:2017-04: Festkondensatoren zur Verwendung in Geräten der Elektronik - Teil 4: Rahmenspezifikation - Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren mit festen (MnO₂) und flüssigen Elektrolyten*, April 2017.
- [159] Norm: *DIN EN 61709:2012-01: Elektrische Bauelemente - Zuverlässigkeit - Referenzbedingungen für Ausfallraten und Beanspruchungsmodelle zur Umrechnung*, Januar 2012.
- [160] Department of Defense, *MIL-HDBK-217F - Reliability Prediction of Electronic Equipment*, Washington DC, 1991.
- [161] L. Han und N. Narendran, *An Accelerated Test Method for Predicting the Useful Life of an LED Driver*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 26, Nr. 8, S. 2249-2257, August 2011.
- [162] S. Wang, X. Ruan, K. Yao, S.-C. Tan, Y. Yang und Z. Ye, *A flicker-free electrolytic capacitor-less ac-dc LED driver*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 27, Nr. 11, S. 4540-4548, November 2012.
- [163] J. Lam und P. K. Jain, *A High Power Factor, Electrolytic Capacitor-less AC-input LED Driver Topology With High Frequency Pulsating Output Current*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 30, Nr. 20, S. 943-955, Februar 2015.
- [164] W. Chen und S. Y. R. Hui, *Elimination of an Electrolytic Capacitor in AC/DC Light-Emitting Diode (LED) Driver With High Input Power Factor and Constant Output Current*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 27, Nr. 3, S. 1598-1607, März 2012.
- [165] L. Gu, X. Ruan, M. Xu und K. Yao, *Means of Eliminating Electrolytic Capacitor in AC/DC Power Supplies for LED Lightings*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 24, Nr. 5, S. 1399-1408, Mai 2009.
- [166] Y. Yang, X. Ruan, L. Zhang, J. He und Z. Ye, *Feed-Forward Scheme for an Electrolytic Capacitor-Less AC/DC LED Driver to Reduce Output Current Ripple*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 29, Nr. 10, S. 5508-5517, Oktober 2014.
- [167] M. Ryu, J. Baek, J. Kim, S. Park und H. Kim, *Electrolytic Capacitor-less, Non-isolated PFC Converter for High-voltage LEDs Driving*, 8th International Conference on Power Electronics & ECCE Asia (ICPE & ECCE), S. 499-506, Mai 2009.
- [168] A. Axelrod, *Experimental Study of DM-to-CM and Vice-Versa Conversion Effects in Balanced Signal and Power Line Filters*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), Bd. 1, S. 599-602, Mai 2003.
- [169] S. Wang und F. C. Lee, *Investigation of the Transformation Between Differential-Mode and Common-Mode Noises in an EMI Filter Due to Unbalance*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Bd. 52, Nr. 3, S. 578-587, August 2010.

- [170] S. Qu und D. Chen, *Mixed-Mode EMI Noise and Its Implications to Filter Design in Offline Switching Power Supplies*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 17, Nr. 4, S. 502-507, Juli 2002.
- [171] Datenblatt: NXP Semiconductors, *SSL2109 - GreenChip controller for LED lighting*, April 2012.
- [172] W. Langeslag, R. Pagano, K. Schetters, A. Strijker und A. van Zoest, *VLSI Design and Application of a High-Voltage-Compatible SoC-ASIC in Bipolar CMOS/DMOS Technology for AC-DC Rectifiers*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 54, Nr. 5, S. 2626-2641, August 2007.
- [173] L. Huber und M. M. Jovanovic, *Single-stage single-switch input-current-shaping technique with reduced switching loss*, IEEE Transactions on Power Electronics, S. 681-687, August 2002.
- [174] F. Lin und D. Y. Chen, *Reduction of Power Supply EMI Emissions by Switching Frequency Modulation*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 9, Nr. 1, S. 132-137, Januar 1994.
- [175] J. Chen, R. Erickson und D. Maksimovic, *Averaged switch modeling of boundary conduction mode DC-to-DC converters*, 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Bd. 2, S. 844-849, November 2001.
- [176] O. Föllinger, *Regelungstechnik: Einführung in die Methoden und ihre Anwendung*, 8. Hrsg., Heidelberg: Hüthig Verlag, 1994.
- [177] J. Lunze, *Regelungstechnik 1*, 10. Hrsg., Heidelberg: Springer Vieweg, 2014.
- [178] S. Zacher und M. Reuter, *Regelungstechnik für Ingenieure*, 14. Hrsg., Wiesbaden: Springer Vieweg, 2013.
- [179] U. Tietze, C. Schenk und E. Gamm, *Halbleiter-Schaltungstechnik*, 14. Hrsg., Berlin: Springer, 2012.
- [180] H. Zumbahlen, *Linear circuit design handbook*, Burlington: Newnes, 2008.
- [181] Applikationsschrift: IXYS Corporation (A. Sattar, V. Tsukanov), *Linear Power MOSFETS Basic and Applications*, Januar 2008.
- [182] Applikationsschrift: Microsemi (J. Dodge), *How to Make Linear Mode Work*, Oktober 2010.
- [183] Applikationsschrift: Fairchild Semiconductor, *Practical Considerations of Trench MOSFET Stability when Operating in Linear Mode*, Mai 2013.
- [184] Applikationsschrift: NASA Langley Research Center (J. L. Shue, H. W. Leidecker), *Power MOSFET Thermal Instability Operation Characterization Support*, April 2010.

- [185] Datenblatt: STMicroelectronics, *STLQ015 - 150 mA, ultra low quiescent current linear voltage regulator*, Juli 2015.
- [186] Applikationsschrift: Texas Instruments, *AN-1148 Linear Regulators: Theory of Operation and Compensation*, Mai 2010.
- [187] B. Guenin, *Thermal Vias – A Packaging Engineer’s Best Friend*, Electronics Cooling, Bd. 10, Nr. 3, August 2004.
- [188] A. L. Y. Beng, G. S. Hong und M. Devarajan, *Optimization of thermal vias for thermal resistance in FR-4 PCBs*, 5th Asia Symposium on Quality Electronic Design (ASQED), S. 345-349, August 2013.
- [189] M. Chelminski, *Lebensdauerbetrachtungen bei Aluminium-Kondensatoren*, Elektronik, Nr. 17, S. 42-44, August 2015.
- [190] A. Lahyani, P. Venet, G. Grellet und P.-J. Viverge, *Failure prediction of electrolytic capacitors during operation of a switchmode power supply*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 13, Nr. 6, S. 1199-1207, November 1998.
- [191] P. Venet, A. Lahyani, G. Grellet und A. Ah-Jaco, *Influence of aging on electrolytic capacitors function in static converters: Fault prediction method*, The European Physical Journal Applied Physics, Bd. 5, Nr. 1, S. 71-83, Januar 1999.
- [192] Dissertation: D. Kübrich, *Beitrag zur Optimierung einphasiger Leistungsfaktor-korrekturschaltungen*, Universität Erlangen-Nürnberg, 2011.
- [193] Z. Lai und K. M. Smedley, *A Family of Continuous-Conduction-Mode Power-Factor-Correction Controllers Based on the General Pulse-Width Modulator*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 13, Nr. 3, S. 501-510, August 2002.
- [194] L. Yamamoto, K. Matsui und M. Matsuo, *A Comparison of Various DC-DC Converters and Their Application to Power Factor Correction*, Power Conversion Conference (PCC), S. 128-135, April 2002.
- [195] E. P. Nowicki, *A comparison of single-phase transformer-less PWM frequency changers with unity input power factor*, Ninth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Bd. 2, S. 879-885, Februar 1994.
- [196] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey und D. P. Kothari, *A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 50, Nr. 5, S. 962-981, Oktober 2003.
- [197] D. Tollik und A. Pietkiewicz, *Comparative analysis of 1-phase active power factor correction topologies*, 14th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), S. 517-523, Oktober 1992.

- [198] R. Erickson, M. Madigan und S. Singer, *Design of a Simple High-Power-Factor Rectifier Based on the Flyback Converter*, Fifth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), S. 792-801, März 1990.
- [199] M. Brkovic und S. Cuk, *Input Current Shaper Using Cuk Converter*, 14th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), S. 532-539, Oktober 1992.
- [200] Schutzrecht: D. M. Mitchell, *AC-DC Converter having an improved power factor*. Vereinigte Staaten von Amerika, US4412277 A, Oktober 1983.
- [201] L. Huber, Y. Jang und M. M. Jovanovic, *Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 23, Nr. 3, S. 1381-1390, Mai 2008.
- [202] I. Lindroth, P. Melchert und T. Sahlström, *Methods of Improving Efficiency in Wide Input Range Boost Converters at Low Input Voltages*, 22th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), S. 424-431, September 2000.
- [203] B. Zhao, A. Abramovitz und K. Smedley, *Family of Bridgeless Buck-Boost PFC Rectifiers*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 30, Nr. 12, S. 6524-6527, Juli 2015.
- [204] A. A. Fardoun, E. H. Ismail, A. J. Sabzali und M. A. Al-Saffar, *New Efficient Bridgeless Cuk Rectifiers for PFC Applications*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 27, Nr. 7, S. 3292-3301, Juli 2012.
- [205] K. T. Mok, Y. M. Lai und K. H. Loo, *A Single-Stage Bridgeless Power-Factor-Correction Rectifier Based on Flyback Topology*, 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), S. 1-6, Oktober 2011.
- [206] I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew, G. Musiol und H. Mühlig, *Taschenbuch der Mathematik*, 5. Hrsg., Frankfurt am Main: Harri Deutsch, 2001.
- [207] K. Strehmel, R. Weiner und Podhaisky, *Numerik gewöhnlicher Differentialgleichungen*, 2. Hrsg., Wiesbaden: Springer Spektrum, 2012.
- [208] H. R. Schwarz und N. Köckler, *Numerische Mathematik*, 6. Hrsg., Wiesbaden: Teubner, 2006.
- [209] K. Burg, H. Haf, F. Wille und A. Meister, *Höhere Mathematik für Ingenieure - Band III: Gewöhnliche Differentialgleichungen, Distributionen, Integraltransformationen*, 6. Hrsg., Wiesbaden: Springer Vieweg, 2013.
- [210] U. Schlien, *Schaltnetzteile und ihre Peripherie*, 3. Hrsg., Wiesbaden: Vieweg, 2007.
- [211] M. Albach, *Grundlagen der Elektrotechnik 2*, München: Pearson, 2005.
- [212] Applikationsschrift: TDK, *Aluminum Electrolytic Capacitors - General technical information*, Dezember 2016.

- [213] O. García, J. A. Cobos, R. Prieto, P. Alou und J. Uceda, *Single Phase Power Factor Correction: A Survey*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 18, Nr. 3, S. 749-755, Mai 2003.
- [214] M. Gotfryd, *Limits in boost power factor corrector operating in border-line mode*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 18, Nr. 6, S. 1330-1335, November 2003.
- [215] J. Sebastián, J. A. Cobos, J. M. Lopera und J. Uceda, *The determination of the boundaries between continuous and discontinuous conduction modes in PWM DC-to-DC converters used as power factor preregulators*, Bd. 5, S. 574-582, September 1995.
- [216] Datenblatt: STMicroelectronics, *L4981A - Power Factor Corrector*, November 2001.
- [217] Datenblatt: STMicroelectronics, *L6562A - Transition-mode PFC controller*, August 2007.
- [218] Datenblatt: Fairchild Semiconductor, *FAN7930C - Critical Conduction Mode PFC Controller*, Oktober 2013.
- [219] Datenblatt: Fairchild Semiconductor, *FAN6982 - CCM Power Factor Correction Controller*, Juli 2010.
- [220] Datenblatt: On Semiconductor, *MC34262/MC33262 - Power Factor Controllers*, August 2013.
- [221] Datenblatt: On Semiconductor, *NCP1653 - Compact, Fixed-Frequency, Continuous Conduction Mode PFC Controller*, August 2013.
- [222] J. P. Gegner und C. Q. Lee, *Linear peak current mode control: a simple active power factor correction control technique for continuous conduction mode*, 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), Bd. 1, S. 196-202, Juni 1996.
- [223] Applikationsschrift: STMicroelectronics (U. Moriconi), *Designing a High Power Factor Switching Preregulator with the L4981 Continuous Mode*, April 2004.
- [224] K. Taniguchi und Y. Nakaya, *Analysis and improvement of input current waveforms for discontinuous-mode boost converter with unity power factor*, Power Conversion Conference, Bd. 1, S. 339-404, August 1997.
- [225] Applikationsschrift: STMicroelectronics (C. Adragna), *L6561, Enhanced Transition Mode Power Factor Corrector*, März 2003.
- [226] Applikationsschrift: Fairchild Semiconductor, *Design of Power Factor Correction Circuit Using FAN7530*, November 2007.

- [227] J.-S. Lai und D. Chen, *Design consideration for power factor correction boost converter operating at the boundary of continuous conduction mode and discontinuous conduction mode*, Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), S. 267-273, März 1993.
- [228] L. Huber, B. T. Irving und M. M. Jovanovic, *Effect of Valley Switching and Switching-Frequency Limitation on Line-Current Distortions of DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 24, Nr. 2, S. 339-347, Februar 2009.
- [229] M. Marvi und A. Fotowat-Ahmady, *A Fully ZVS Critical Conduction Mode Boost PFC*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 27, Nr. 4, S. 1958-1965, April 2012.
- [230] On Semiconductor, *Power Factor Correction (PFC) Handbook*, 5. Hrsg., SCILLC, 2014.
- [231] Applikationsschrift: STMicroelectronics (C. Adragna), *Control Loop Modeling of L6561-based TM PFC*, März 2000.
- [232] H. Weber und H. Ulrich, *Laplace-, Fourier- und z-Transformation*, 9. Hrsg., Wiesbaden: Vieweg+Teubner, 2012.
- [233] Norm: *DIN EN 60063:2015-11: Vorzugsreihen für die Nennwerte von Widerständen und Kondensatoren*, November 2015.
- [234] F.-M. Dittes, *Optimierung*, Berlin: Springer Vieweg, 2015.
- [235] C. Geiger und C. Kanzow, *Numerische Verfahren zur Lösung unrestringierter Optimierungsaufgaben*, Berlin: Springer, 1999.
- [236] T. Weise, *Global Optimization Algorithms - Theory and Application*, 3. Hrsg., Dezember 2011. [Online]. Verfügbar: <http://www.it-weise.de/projects/bookNew.pdf>. [Zugriff am 2015-08-19].
- [237] J. C. Spall, *Introduction to Stochastic Search and Optimization: Estimation, Simulation and Control*, Hoboken: Wiley, 2003.
- [238] E. M. T. Hendrix und B. Gazdag-Tóth, *Introduction to Nonlinear and Global Optimization*, New York: Springer, 2010.
- [239] S. Kirkpatrick, C. D. Gelatt und M. P. Vecchi, *Optimization by Simulated Annealing*, Science, Bd. 220, Nr. 4598, S. 671-680, Mai 1983.
- [240] V. Černý, *Thermodynamical approach to the traveling salesman problem: An efficient simulation algorithm*, Journal of Optimization Theory and Applications, Bd. 45, Nr. 1, S. 41-51, Januar 1985.
- [241] P. J. M. van Laarhoven und E. H. L. Aarts, *Simulated Annealing: Theory and Applications*, Dordrecht: D. Reidel Publishing Company, 1988.

- [242] J. A. Nelder und R. Mead, *A Simplex Method for Function Minimization*, The Computer Journal, Bd. 7, Nr. 4, S. 308-313, Januar 1965.
- [243] J. C. Lagarias, J. A. Reeds, M. H. Wright und P. E. Wright, *Convergence Properties of the Nelder-Mead Simplex Method in Low Dimensions*, SIAM Journal of Optimization, Bd. 9, Nr. 1, S. 112-147, Dezember 1998.
- [244] Applikationsschrift: On Semiconductor, *NCL30002 High Power Factor Buck LED Driver*, März 2012.
- [245] J. Sun, *Demystifying zero-crossing distortion in single-phase PFC converters*, 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC), Bd. 3, S. 1109-1114, Juni 2002.
- [246] J. Sun, *On the zero-crossing distortion in single-phase PFC converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 19, Nr. 3, S. 685-692, März 2004.
- [247] Datenblatt: NXP Semiconductors, *SSL2103 - Dimmable Greenchip controller for LED lighting*, Dezember 2011.
- [248] Datenblatt: Texas Instruments, *TLVH43xx - Low-Voltage Adjustable Precision Shunt Regulators*, Januar 2015.
- [249] Norm: *DIN EN 60940:2015-11 (VDE 0565:2015-11): Grundlagen für die Anwendung von Kondensatoren, Widerständen, Drosseln und vollständigen Filtereinheiten zur Unterdrückung elektromagnetischer Störungen*, November 2015.
- [250] Norm: *DIN EN 60384-14:2014-04 (VDE 0565-1-1:2014-04): Festkondensatoren zur Verwendung in Geräten der Elektronik - Teil 14: Rahmenspezifikation - Festkondensatoren zur Unterdrückung elektromagnetischer Störungen, geeignet für Netzbetrieb*, April 2014.
- [251] Datenblatt: Fastron, *HBCC - Leaded Inductor*, August 2014.
- [252] Broschüre: ZVEI - Zentralverband Elektrotechnik- und Elektronikindustrie e.V., *Betrieb von Lampen an reduzierter Versorgungsspannung*, September 2000.
- [253] Broschüre: ZVEI - Zentralverband Elektrotechnik- und Elektronikindustrie e.V., *Information zum Dimmen von LED-Lichtquellen*, Februar 2014.
- [254] M. T. Madigan, R. W. Erickson und E. H. Ismail, *Integrated High-Quality Rectifier-Regulators*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 46, Nr. 4, S. 749-758, August 1999.
- [255] A. Pawellek und T. Dürbaum, *Analysis and design of a boost-buck single stage topology for LED lighting applications*, 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE-ECCE Europe), S. 1-10, August 2014.

- [256] A. Pawellek und T. Dürbaum, *Novel Analysis of a Boost-Buck Single Stage LED-Ballast*, International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe), S. 1-8, Mai 2015.
- [257] C. Qiao und K. M. Smedley, *A Topology Survey of Single-Stage Power Factor Corrector with a Boost Type Input-Current-Shaper*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 16, Nr. 3, S. 360-368, Mai 2001.
- [258] R. Redl, L. Balogh und N. O. Sokal, *A New Family of Single-Stage Isolated Power-Factor Correctors with Fast Regulation of the Output Voltage*, 25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), Bd. 2, S. 1137-1144, Juni 1994.
- [259] M. J. Willers, M. G. Egan, J. M. D. Murphy und S. Daly, *A BIFRED Converter With A Wide Load Range*, 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON), Bd. 1, S. 226-231, September 1994.
- [260] M. Albach, *Flyback Converter with Capacitively Coupled Boost Power Stage*, 6th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Bd. 3, S. 368-367, September 1995.
- [261] C. M. Lai und K. K. Shyu, *A single-stage AC/DC converter based on zero voltage switching LLC resonant topology*, Electric Power Applications (IET), S. 743-752, September 2007.
- [262] C.-M. Lai, R.-C. Lee, T.-W. Wang und K.-K. Shyu, *Design and Implementation of a Single-Stage LLC Resonant Converter with High Power Factor*, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), S. 455-460, Juni 2007.
- [263] M. H. Kheraluwala, A. R. Schnore und R. L. Steigerwald, *Performance Characterization of a High Power Factor Power Supply with a Single Power Stage*, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Bd. 1, S. 659-665, Oktober 1992.
- [264] J. Qian und I. Batarseh, *Analysis and Pspice Simulation of Family of Resonant Power Factor Correction Circuits*, Southcon, S. 560-566, März 1994.
- [265] L. Huber, J. Zhang, M. M. Jovanovic und F. C. Lee, *Generalized Topologies of Single-Stage Input-Current-Shaping Circuits*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 16, Nr. 4, S. 508-513, Juli 2001.
- [266] Dissertation: S. D. Freeland, *I. A Unified Analysis of Converters with Resonant Switches - II. Input-Current Shaping for Single-Phase Ac-Dc Power Converters*, California Institute of Technology, 1987.
- [267] R. D. Middlebrook und S. Čuk, *A new optimum topology switching DC-to-DC converter*, Power Electronics Specialists Conference (PESC), S. 160-179, Juni 1977.

- [268] M. Brkovic und S. Ćuk, *Automatic current shaper with fast output regulation and soft-switching*, 15th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), Bd. 1, S. 379-386, September 1993.
- [269] S. Ćuk, *A new zero-ripple switching dc-to-dc converter and integrated magnetics*, Power Electronics Specialists Conference (PESC), S. 12-32, Juni 1980.
- [270] Norm: *IEC 60050-195: International Electrotechnical Vocabulary, Chapter 195: Earthing and protection against electric shock*, August 1998.
- [271] Norm: *DIN 5031-7:1984-01: Strahlungsphysik im optischen Bereich und Lichttechnik; Benennung der Wellenlängenbereiche*, Januar 1984.
- [272] Norm: *DIN 40015:1985-06: Frequenz und Wellenlängenbereiche*, Juni 1985.
- [273] G. Wald, *Alleged Effects of the Near Ultraviolet on Human Vision*, Journal of the Optical Society of America, Bd. 42, Nr. 3, S. 171-177, März 1952.
- [274] Norm: *DIN 5031-1:1982-03: Strahlungsphysik im optischen Bereich und Lichttechnik; Größen, Formelzeichen und Einheiten der Strahlungsphysik*, März 1982.
- [275] Norm: *DIN 5031-3:1982-03: Strahlungsphysik im optischen Bereich und Lichttechnik; Größen, Formelzeichen und Einheiten der Lichttechnik*, März 1982.
- [276] Spektrum.de, *Purkinje-Verschiebung*, 1999. [Online]. Verfügbar: <http://www.spektrum.de/lexikon/optik/purkinje-verschiebung/2706>. [Zugriff am 2017-04-27].
- [277] Norm: *DIN 1304-1:1994-03: Formelzeichen; Allgemeine Formelzeichen*, März 1994.
- [278] Norm: *DIN 1301-1:2010-10: Einheiten - Teil 1: Einheitennamen, Einheitenzeichen*, Oktober 2010.
- [279] Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB), *Das Internationale Einheitensystem (Si)*, PTB Mitteilungen, Bd. 117, Nr. 2, S. 159, 2007.
- [280] Bureau international des poids et mesures, *Le Système international d'unités*, 8. Hrsg., Paris: STEDI Media, 2006.
- [281] Bureau international des poids et mesures, *Résolution 3*, Comptes Rendus des Séances de la 16e Conférence Générale des Poids et Mesures, S. 100, Oktober 1979.
- [282] G. T. Fechner, *Elemente der Psychophysik*, Leipzig: Breitkopf und Härtel, 1860.
- [283] P. Bützer, *Unsere Empfindungen sind logarithmisch*, TI-Nachrichten 1/10, S. 17-21, 2010.
- [284] Strahlenschutzkommission des Bundesministeriums für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit, *Blendung durch natürliche und neue künstliche Lichtquellen und ihre Gefahren*, Jahresbericht 2006 der Strahlenschutzkommission, Bd. 61, Februar 2006.

- [285] W. Bludau, M. Gründner und M. Kaiser, *Systemgrundlagen und Meßtechnik in der optischen Übertragungstechnik*, Stuttgart: Teubner, 1985.
- [286] A. Schönbacher, *Thermische Verfahrenstechnik*, Berlin Heidelberg: Springer, 2002.
- [287] Norm: *DIN EN 12665:2011-09: Licht und Beleuchtung - Grundlegende Begriffe und Kriterien für die Festlegung von Anforderungen an die Beleuchtung*, September 2011.
- [288] Norm: *DIN 5033-1:2009-05: Farbmessung - Teil 1: Grundbegriffe der Farbmessung*, Mai 2009.
- [289] Z. Li und R. S. Berns, *Comparison of methods of parametric correction for evaluating metamerism*, *Color research and application*, Bd. 32, Nr. 4, S. 293-303, Juni 2007.
- [290] H. G. Graßmann, *Zur Theorie der Farbmischung*, Poggendorfs Annalen der Physik und Chemie, Bd. 89, S. 69-84, 1853.
- [291] J. Schanda, *Colorimetry - Understanding the CIE System*, Hoboken: Wiley, 2007.
- [292] Technischer Bericht: Commission Internationale de l'Éclairage, *CIE Publication 15:2004 - Colorimetry*, Nr. 3, 2004.
- [293] Norm: *DIN EN ISO 11664-1:2011-07: Farbmessung - Teil 1: CIE farbmessungsmetrische Normalbeobachter*, Juli 2011.
- [294] Norm: *DIN EN ISO 11664-3:2013-08: Farbmessung - Teil 3: CIE-Farbwerte*, August 2013.
- [295] Norm: *DIN EN ISO 11664-4:2012-06: Farbmessung - Teil 4: CIE 1976 L*a*b* Farbraum*, Juni 2012.
- [296] E. Lübke, *Farbempfindung, Farbbeschreibung und Farbmessung*, Wiesbaden: Springer Vieweg, 2013.
- [297] J. F. Hughes, A. van Dam, M. McGuire, D. F. Sklar, J. D. Foley, S. K. Feiner und K. Akeley, *Computer Graphics: Principles and Practice*, 3. Hrsg., Upper Saddle River: Addison-Wesley, 2013.
- [298] H.-J. Bungartz, M. Griebel und C. Zenger, *Einführung in die Computergraphik*, 2. Hrsg., Braunschweig: Vieweg, 2002.
- [299] Norm: *DIN EN 61966-2-2:2003-12: Multimediasysteme und -geräte - Farbmessung und Farbmanagement - Teil 2-2: Farbmanagement; Erweiterter RGB-Farbraum, sRGB*, 2003.
- [300] Technischer Bericht: Adobe Systems Incorporated, *Adobe RGB (1998) Color Image Encoding*, Mai 2005.
- [301] G. H. Joblove und D. Greenberg, *Color spaces for computer graphics*, *Computer Graphics*, Bd. 12, Nr. 3, S. 20-25, August 1978.

- [302] L. A. M. Dhake, *Television and Video Engineering*, 2. Hrsg., New Delhi: Tata McGraw-Hill, 1995.
- [303] C. Poynton, *Digital Video and HDTV - Algorithms and Interfaces*, San Francisco: Elsevier Science, 2003.
- [304] M. Planck, *Zur Theorie des Gesetzes der Energieverteilung im Normalspectrum*, Verhandlungen der Deutschen Physikalischen Gesellschaft, Bd. 2, S. 237-245, Dezember 1900.
- [305] M. Planck, *Ueber das Gesetz der Energieverteilung im Normalspectrum*, Annalen der Physik, Bd. 309, Nr. 3, S. 553-563, Januar 1901.
- [306] Norm: *DIN EN 12464-1:2011-08: Licht und Beleuchtung - Beleuchtung von Arbeitsstätten - Teil 1: Arbeitsstätten in Innenräumen*, August 2011.
- [307] D. B. Judd, *Estimation of Chromaticity Differences and Nearest Color Temperature on the Standard 1931 ICI Colorimetric Coordinate System*, Journal of the Optical Society of America, Bd. 26, Nr. 11, November 1936.
- [308] Norm: *DIN 5033-8:1982-04: Farbmessung; Meßbedingungen für Lichtquellen*, April 1982.
- [309] Norm: *DIN 6169-2:1976-02: Farbwiedergabe; Farbwiedergabe-Eigenschaften von Lichtquellen in der Beleuchtungstechnik*, Februar 1976.
- [310] C. Schierz, *Zur Farbwiedergabe von LEDs*, Energieeffiziente Lichttechnik mit LEDs, S. 181-204, Februar 2013.
- [311] D. B. Judd, D. L. MacAdam, G. Wyszecki, H. W. Budde, H. R. Condit, S. T. Henderson und J. L. Simonds, *Spectral Distribution of Typical Daylight as a Function of Correlated Color Temperature*, Journal of the Optical Society of America, Bd. 54, Nr. 8, S. 1031-1040, August 1964.
- [312] H. R. Condit und F. F. Grum, *Spectral Energy Distribution of Daylight*, Journal of the Optical Society of America, Bd. 54, Nr. 7, S. 937-944, Juli 1964.
- [313] Norm: *DIN EN 12464-2:2014-05: Licht und Beleuchtung - Beleuchtung von Arbeitsstätten - Teil 2: Arbeitsplätze im Freien*, Mai 2014.
- [314] H. J. Round, *A Note on Carborundum*, Electrical World, Bd. 49, S. 309, Februar 1907.
- [315] O. V. Lossev, *Luminous carborundum detector and detection with crystals*, Телеграфия и Телефония без Проводов (Wireless Telegraphy and Telephony), Bd. 44, S. 485-494, 1927.
- [316] O. V. Lossev, *Luminous carborundum detector and detection effect and oscillations with crystals*, Philosophical Magazine and Journal of Science, Bd. 6, Nr. 39, S. 1024-1044, 1928.

- [317] N. Zheludev, *The life and times of the LED - a 100-year history*, Nature Photonics, Bd. 1, S. 189-192, April 2007.
- [318] K. Lehovec, C. A. Accardo und E. Jamgochian, *Injected Light Emission of Silicon Carbide Crystals*, Physical Review, Bd. 83, Nr. 3, S. 603-607, August 1951.
- [319] R. Braunstein, *Radiative Transitions in Semiconductors*, Physical Review, Bd. 99, Nr. 6, S. 1892-1893, September 1955.
- [320] G. A. Wolff, R. A. Hebert und J. D. Broder, *Electroluminescence of GaP*, Physical Review, Bd. 100, Nr. 4, S. 1144-1145, November 1955.
- [321] T. M. Okon und J. R. Biard, *The First Practical LED*, November 2015. [Online]. Verfügbar: <http://www.edisontechcenter.org/lighting/LED/TheFirstPracticalLED.pdf>. [Zugriff am 2016-08-26].
- [322] Schutzrecht: J. R. Biard und G. E. Pittman, *Semiconductor Radiant Diode*. Vereinigte Staaten von Amerika, US 3293513, August 1962.
- [323] W. L. Stahl und R. J. Potter, *Optical Hole Sensing Using Fiber Optics*, Journal of Applied Optics, Bd. 5, Nr. 7, S. 1203-1206, Juli 1966.
- [324] N. Holonyak Jr. und S. F. Bevacqua, *Coherent (Visible) Light Emission from Ga(As_{1-x}P_x) Junctions*, Journal of Applied Physics Letters, Bd. 1, Nr. 4, S. 82-83, Dezember 1962.
- [325] G. Rostky, *LEDs cast Monsanto in unfamiliar role*, März 1997. [Online]. Verfügbar: <http://www.datamath.org/Display/Monsanto.htm>. [Zugriff am 2016-08-27].
- [326] N. V. Patel, *Nobel Shocker: RCA Had the First Blue LED in 1972*, Oktober 2014. [Online]. Verfügbar: <http://spectrum.ieee.org/tech-talk/geek-life/history/rcas-forgotten-work-on-the-blue-led>. [Zugriff am 2016-08-27].
- [327] H. P. Maruska, W. C. Rhines und D. A. Stevenson, *Preparation of Mg-doped GaN diodes exhibiting violet electroluminescence*, Materials Research Bulletin, Bd. 7, Nr. 8, S. 777-781, August 1972.
- [328] S. Nakamura, T. Mukai und M. Senoh, *Candela-class high-brightness InGaN/AlGaN double-heterostructure blue-light-emitting diodes*, Journal of Applied Physics, Bd. 64, Nr. 13, März 1994.
- [329] The Royal Swedish Academy of Sciences, *Efficient blue light-emitting diode leading to bright and energy-saving white light sources*, Oktober 2014. [Online]. Verfügbar: http://www.nobelprize.org/nobel_prizes/physics/laureates/2014/popular-physicsprize2014.pdf. [Zugriff am 2016-08-27].

- [330] The Royal Swedish Academy of Sciences, *Blue LEDs - Filling the world with new light*, Oktober 2014. [Online]. Verfügbar: http://www.nobelprize.org/nobel_prizes/physics/laureates/2014/popular-physicsprize2014.pdf. [Zugriff am 2016-08-27].
- [331] Schutzrecht: P. Schlotter, R. Schmidt und J. Schneider, *Mischfarbiges Licht abstrahlendes Halbleiterbauelement mit Lumineszenzkonversionselement*. Deutschland, DE19638667 C2, September 1996.
- [332] R. Haitz und J. Y. Tsao, *Solid-state lighting: 'The case' 10 years after and future prospects*, *Physica Status Solidi A*, Bd. 208, Nr. 1, S. 17-29, Januar 2011.
- [333] E. F. Schubert, *Light-Emitting Diodes*, 2. Hrsg., Cambridge: Cambridge University Press, 2006.
- [334] J. Y. Tsao, M. H. Crawford, M. E. Coltrin, A. J. Fischer, D. D. Koleske, G. S. Subramania, G. T. Wang, J. J. Wierer und R. F. Karlicek Jr., *Toward Smart and Ultra-efficient Solid-State Lighting*, *Advanced Optical Materials*, Bd. 2, Nr. 9, S. 9, 2014.
- [335] QuarkStar, *Roland Haitz - A Life*, April 2016. [Online]. Verfügbar: http://www.haitzs-law.com/uploads/7/6/3/6/76362633/roland_haitz__a_life__biography.pdf. [Zugriff am 2017-03-22].
- [336] Redaktion Nature Photonics, *Haitz's law*, *Nature Photonics*, Bd. 1, Nr. 1, S. 23, 2007.
- [337] G. E. Moore, *Cramming more components onto integrated circuits*, *Electronics*, Bd. 38, Nr. 8, S. 114-117, April 1965.
- [338] D. Takahashi, *Forty years of Moore's Law*, *The Seattle Times*, April 2005.
- [339] W. Y. Liang, *Excitons*, *Physics Education*, Bd. 5, Nr. 4, S. 226-228, Juli 1970.
- [340] A. Zukauskas, M. S. Shur und R. Gaska, *Introduction to Solid-State Lighting*, New York: Wiley, 2001.
- [341] T. Q. Khanh, P. Bodrogi, Q. T. Vinh und H. Winkler, *LED Lighting*, Weinheim: Wiley, 2015.
- [342] B. E. A. Saleh und M. C. Teich, *Grundlagen der Photonik*, 2. Hrsg., Weinheim: Wiley-VCH Verlag GmbH, 2008.
- [343] X. Guo, J. Graff und E. F. Schubert, *Photon recycling semiconductor light emitting diode*, *International Electron Devices Meeting (IEDM)*, S. 600-603, Dezember 1999.
- [344] S. Dalmaso, B. Damilano, C. Pernot, A. Dussaigne, D. Byrne, N. Grandjean, M. Leroux und J. Massies, *Injection Dependence of the Electroluminescence Spectra of Phosphor Free GaN-Based White Light Emitting Diodes*, *Physica Status Solidi A*, Bd. 192, Nr. 1, S. 139-143, Juli 2002.

- [345] Y.-L. Li, T. Gessmann, E. F. Schubert und J. K. Sheu, *Carrier dynamics in nitride-based light-emitting p-n junction diodes with two active regions emitting at different wavelengths*, Journal of Applied Physics, Bd. 94, Nr. 4, S. 2167-2172, August 2003.
- [346] Datenblatt: Osram Opto Semiconductors, *LTRB GFSF - Enhanced optical Power LED*, August 2014.
- [347] Datenblatt: Cree, *Cree XLamp XR-E*, 2016.
- [348] Y. Sato, N. Takahashi und S. Sato, *Full-Color Fluorescent Display Devices Using a Near-UV Light-Emitting Diode*, Japanese Journal of Applied Physics, Bd. 35, Nr. 2 (7A), S. 838-839, Juli 1996.
- [349] Y. Sato, N. Takahashi und S. Sato, *Properties of Full-Color Fluorescent Display Devices Excited by a UV Light-Emitting Diode*, Japanese Journal of Applied Physics, Bd. 37, Nr. 2 (2A), S. 129-131, Februar 1998.
- [350] U. Kaufmann, M. Kunzer, K. Köhler, H. Obloh, W. Pletschen, P. Schlotter, R. Schimdt, J. Wagner, A. Ellens, W. Rossner und M. Kobusch, *Ultraviolet pumped tricolor phosphor blend white emitting LEDs*, Physica Status Solidi A, Bd. 188, Nr. 1, S. 143-146, November 2001.
- [351] H. Lemme, *Die Displays der Zukunft: Bessere Bilder durch Quantenpunkte*, Elektronik, Nr. 17, S. 32-36, August 2015.
- [352] H. Chun, P. Manousiadis, S. Rajbhandari, D. A. Vithanage, G. Faulkner, D. Tsonev, J. J. D. McKendry, S. Videv, E. Xie, E. Gu, M. D. Dawson, H. Haas, G. A. Turnbull, I. D. W. Samuel und D. C. O'Brien, *Visible Light Communication Using a Blue GaN μ LED and Fluorescent Polymer Color Converter*, IEEE Photonics Technology Letters, Bd. 26, Nr. 20, S. 2035-2038, Oktober 2014.
- [353] M. D. Weber, L. Niklaus, M. Pröschel, P. B. Coto, U. Sonnewald und R. D. Costa, *Bioinspired Hybrid White Light-Emitting Diodes*, Advanced Materials, Bd. 27, Nr. 37, S. 5493-5498, August 2015.
- [354] J. K. Kim, H. Luo, E. F. Schubert, J. Cho, C. Sone und Y. Park, *Strongly Enhanced Phosphor Efficiency in GaInN White Light-Emitting Diodes Using Remote Phosphor Configuration and Diffuse Reflector Cup*, Japanese Journal of Applied Physics, Bd. 44, Nr. 21, S. 649-651, Mai 2005.
- [355] Technischer Bericht: Cree (M. Leung), *White LED and Remote Phosphor Comparison*, 2014.
- [356] Datenblatt: Osram Opto Semiconductors, *Golden DRAGON LCY W5SM*, 2014-09-15.
- [357] Datenblatt: Osram Opto Semiconductors, *Golden DRAGON LCW W5SM*, 2015-08-20.
- [358] Datenblatt: Osram Opto Semiconductors, *Golden DRAGON LD W5SM*, 2016-08-20.

- [359] C. Ronda, *Luminescence: From Theory to Applications*, Weinheim: Wiley-VCH Verlag GmbH, 2007.
- [360] W. M. Yen, S. Shionoya und H. Yamamoto, *Phosphor Handbook*, 2. Hrsg., New York: CRC Press, 1998.
- [361] G. Blasse und B. C. Grabmaier, *Luminescent materials*, Berlin: Springer, 1994.
- [362] Schutzrecht: Y. Shimizu, K. Sakano, Y. Nuguchi und T. Moriguchi, *Light Emitting Device and Display Device*. Europa, EP0936682, Juli 1997.
- [363] Schutzrecht: Y. Shimizu, K. Sakano, T. Moriguchi und Y. Noguchi, *Light emitting device having a nitride compound semiconductor and a phosphor containing a garnet fluorescent material*. Vereinigte Staaten von Amerika, US5998925, Dezember 1999.
- [364] W. K. Heisenberg, *Über den anschaulichen Inhalt der quantentheoretischen Kinematik und Mechanik*, Zeitschrift für Physik, Bd. 3, S. 172-198, März 1927.
- [365] R. Kassing, H. Hillmer und J. Salbeck, *Lehrbuch der Experimentalphysik - Band 6: Festkörper*, 2. Hrsg., Berlin: Walter de Gruyter, 2005.
- [366] M. Born und R. Oppenheimer, *Zur Quantentheorie der Molekeln*, Annalen der Physik, Bd. 389, Nr. 20, S. 457-484, August 1927.
- [367] J. Franck, *Elementary processes of photochemical reactions*, Transactions of the Faraday Society, Bd. 21, S. 536-542, Januar 1926.
- [368] E. Condon, *A Theory of Intensity Distribution in Band Systems*, Physical Review, Bd. 28, S. 1182-1201, Dezember 1926.
- [369] W. B. Shockley und W. T. Read, *Statistics of the Recombinations of Holes and Electrons*, Physical Review, Bd. 87, Nr. 5, S. 835-841, September 1952.
- [370] R. N. Hall, *Electron-Hole Recombination in Germanium*, Physical Review, Bd. 87, Nr. 2, S. 387, Juli 1952.
- [371] M.-H. Kim, M. F. Schubert, Q. Dai, J. K. Kim, E. F. Schubert, J. Piprek und Y. Park, *Origin of efficiency droop in GaN-based light-emitting diodes*, Applied Physics Letters, Bd. 91, S. 1-3, Oktober 2007.
- [372] J. Harder, J. V. Moloney, B. Pasenow, S. W. Koch, M. Sabathil, N. Linder und S. Lutgen, *On the importance of radiative and Auger losses in GaN-based quantum wells*, Applied Physics Letters, Bd. 92, S. 1-3, Juli 2008.
- [373] J. Iveland, L. Martinelli, J. Peretti, J. S. Speck und C. Weisbuch, *Direct Measurement of Auger Electrons Emitted from a Semiconductor Light-Emitting Diode under Electrical Injection: Identification of the Dominant Mechanism for Efficiency Droop*, Physical Review Letters, Bd. 110, Nr. 17, S. 1-5, April 2013.

- [374] P. Kivisaari, L. Riuttanen, J. Oksanen, S. Suihkonen, M. Ali, H. Lipsanen und J. Tulkki, *Electrical measurement of internal quantum efficiency and extraction efficiency of III-N light-emitting diodes*, Applied Physics Letters, Bd. 101, S. 1-4, Juli 2012.
- [375] J. Piprek, *Origin of InGaN/GaN light-emitting diode efficiency improvements using tunnel-junction-cascaded active regions*, Applied Physics Letters, Bd. 104, S. 1-4, Februar 2014.
- [376] M. Born und E. Wolf, *Principles of optics*, 6. Hrsg., Oxford: Pergamon Press, 1980, S. 109-121.
- [377] E. R. Dobrovinskaya, L. A. Lytvynov und V. Pishchik, *Sapphire - Material, Manufacturing, Applications*, New York: Springer, 2009.
- [378] Lighting Research Center, Rensselaer Polytechnic Institute, *Extracting More Light from LEDs*, 2007. [Online]. Verfügbar: <http://www.lrc.rpi.edu/resources/newsroom/pdf/2007/LightExtract8511.pdf>. [Zugriff am 2017-03-21].
- [379] M. R. Krames, M. Ochiai-Holcomb, G. E. Höfler, C. Carter-Coman, E. I. Chen, I. Tan, P. Grillot, N. F. Gardner, H. C. Chui, J.-W. Huang, S. A. Stockman, F. A. Kish, M. G. Craford, T. S. Tan, C. P. Kocot, M. Hueschen, J. Posselt, B. Loh, G. Sasser und D. Collins, *High-power truncated-inverted-pyramid $(Al_xGa_{1-x})_{0,5}In_{0,5}P/GaP$ light-emitting diodes exhibiting >50% external quantum efficiency*, Applied Physics Letters, Bd. 75, Nr. 16, S. 2365-2367, Oktober 1999.
- [380] M. Yamada, T. Mitani, Y. Narukawa, S. Shioji, I. Niki, S. Sonobe, K. Deguchi, M. Sano und T. Mukai, *InGaN-Based Near-Ultraviolet and Blue-Light-Emitting Diodes with High External Quantum Efficiency Using a Patterned Sapphire Substrate and a Mesh Electrode*, Japanese Journal of Applied Physics, Bd. 41, Nr. 2, S. 1431-1433, Dezember 2002.
- [381] J. J. Wierer, M. R. Krames, J. E. Epler, N. F. Gardner, M. G. Craford, J. R. Wendt, J. A. Simmons und M. M. Sigalas, *InGaN/GaN quantum-well heterostructure light-emitting diodes employing photonic crystal structures*, Journal of Applied Physics, Bd. 84, Nr. 19, S. 3885-3887, Mai 2004.
- [382] I. Schnitzer, E. Yablonovitch, C. Caneau, T. J. Gmitter und A. Scherer, *30% external quantum efficiency from surface textured, thin-film light-emitting*, Applied Physics Letters, Bd. 63, Nr. 16, S. 2174-2176, Oktober 1993.
- [383] T. Fujii, Y. Gao, R. Sharma, E. L. Hu, S. P. DenBaars und S. Nakamura, *Increase in the extraction efficiency of GaN-based light-emitting diodes via surface roughening*, Bd. 84, Nr. 6, S. 855-857, Februar 2004.
- [384] P. Gorrotxategi, M. Consonni und A. Gasse, *Optical efficiency characterization of LED phosphors using a double integrating sphere system*, Journal of Solid State Lighting, Bd. 2, Nr. 1, S. 1-14, Februar 2015.

- [385] Technischer Bericht: Osram Opto Semiconductors (B. Hahn), *Closing the Green Efficiency Gap - Status and recent approaches*, Februar 2016.
- [386] Dissertation: D. Schiavon, *Analysis of the green gap problem in III-nitride LEDs*, 2014.
- [387] P. Santhanam, D. J. Gray und R. J. Ram, *Thermoelectrically Pumped Light-Emitting Diodes Operating above Unity Efficiency*, Physical Review Letters, Bd. 108, S. 1-5, März 2012.
- [388] Osram Opto Semiconductors, *Osram baut effizienteste LED-Lampe der Welt*, März 2014. [Online]. Verfügbar: http://www.osram.de/osram_de/presse/pressemeldungen/_fachpresse/2014/osram-baut-effizienteste-led-lampe-der-welt/index.jsp. [Zugriff am 2017-03-21].
- [389] Everlight, *EVERLIGHT Electronics improves efficiency of its 5630 LED Series suitable for Professional, Commercial and Industrial Lighting Applications*, 2016. [Online]. Verfügbar: https://everlightamericas.com/imgimport/news/PR_5630KK7D.pdf. [Zugriff am 2017-03-21].
- [390] Cree, *Cree First to Break 300 Lumens-Per-Watt Barrier*, März 2014. [Online]. Verfügbar: <http://www.cree.com/News-and-Events/Cree-News/Press-Releases/2014/March/300LPW-LED-barrier>. [Zugriff am 2017-03-21].
- [391] Goddard Space Flight Center (Dr. David R. Williams), *Sun Fact Sheet*, August 2015. [Online]. Verfügbar: <http://nssdc.gsfc.nasa.gov/planetary/factsheet/sunfact.html>. [Zugriff am 2015-11-27].
- [392] D. L. MacAdam, *Visual Sensitivities to Color Differences in Daylight*, Journal of the Optical Society of America, Bd. 32, Nr. 5, S. 247-274, Mai 1942.
- [393] M. Wood, *MacAdam ellipses*, 2010. [Online]. Verfügbar: <http://www.mikewoodconsulting.com/articles/Protocol%20Fall%202010%20-%20MacAdam%20ellipses.pdf>. [Zugriff am 2015-11-27].
- [394] Technischer Bericht: International Commission on Illumination, *Chromaticity Difference Specification for Light Sources*, 2014.
- [395] Megaman, *Lighting Application Guide*, 1. Hrsg., 2015. [Online]. Verfügbar: <http://www.megamanlighting.com/de/downloads>. [Zugriff am 2015-11-27].
- [396] T. W. Murphy Jr., *Maximum spectral luminous efficacy of white light*, Journal of Applied Physics, Bd. 111, Nr. 10, S. 1-6, Mai 2012.
- [397] W. Hertog, A. Llenas, J. M. Quintero, C. E. Hunt und J. Carreras, *Energy efficiency and color quality limits in artificial light sources emulating natural illumination*, Optics Express, Bd. 22, Nr. S7, S. A1659-A1668, Dezember 2014.

- [398] S. Soltic und A. Chalmers, *Optimization of laser-based white light illuminants*, Optics Express, Bd. 21, Nr. 7, S. 8964-8971, April 2013.
- [399] F. Oswald, *Optische Bestimmung der Temperaturabhängigkeit des Bandabstandes von Halbleitern des Typus A-III B-V*, Zeitschrift für Naturforschung A, Bd. 10, S. 927-930, 1955.
- [400] N. Narendran und Y. Gu, *Life of LED-based white light sources*, Journal of Display Technology, Bd. 1, Nr. 1, S. 167-171, September 2005.
- [401] P. Plathner und C. Jung, *Messung und Vorhersage des LED-Lichtstromrückgangs*, Elektronik Praxis, Nr. 11, S. 62-64, Juni 2016.
- [402] M. Wagner, A. Herzog, H. Ganev und T. Q. Khanh, *Lifetime Calculation of White HP-LEDs from 16,000 Hours Aging Data*, LED professional Review, Nr. 59, S. 34-38, Februar 2017.
- [403] M. Wagner, *Alterung von Hochleistungs-LEDs über 14.000 Stunden - Lebensdauerberechnung nach TM-21 und LED-Fehlermechanismen*, Elektronik lighting congress, Juni 2016.
- [404] A. Nedic, *Silikon als optisches Material - Vorteile und Perspektiven für neue und innovative LED Beleuchtungskonzepte*, Elektronik lighting congress, Juni 2016.
- [405] Technischer Bericht: Cree, *Cree XLamp LEDs Chemical Compatibility*, August 2016.
- [406] Technischer Bericht: Osram Opto Semiconductors, *Chemical Compatibility of LEDs*, Februar 2015.
- [407] M. Meneghini, M. Dal Lago, N. Trivellin, G. Meneghesso und E. Zanoni, *Degradation Mechanisms of High-Power LEDs for Lighting Applications: An Overview*, IEEE Transactions on Industry Applications, Bd. 50, Nr. 1, S. 78-85, Februar 2014.
- [408] C. MingTan und P. Singh, *A Review on Degradation Physics of High Power LEDs in Outdoor Applications*, 23rd International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA), S. 383-386, Juli 2016.
- [409] Technischer Bericht: Stanley Electric, *LED Failure Modes*, Mai 2008.
- [410] D. Holt und B. G. Yacobi, *Extended Defects in Semiconductors*, Cambridge: Cambridge University Press, 2007.
- [411] Technischer Bericht: DfR Solutions (J. Arnold), *When the Lights Go Out: LED Failure Modes and Mechanisms*, November 2008.
- [412] M. Schmid, D. Kübrich, M. Weiland und T. Dürbaum, *Evaluation on the Efficiency of Power LEDs Driven with Currents Typical to Switch Mode Power Supplies*, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), S. 1135-1140, September 2007.

- [413] P. S. Almeida, F. J. Nogueira, L. F. A. Guedes und H. A. C. Braga, *An Experimental Study on the Photometrical Impacts of Several Current Waveforms on Power White LEDs*, Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), S. 728-733, September 2011.
- [414] G. Sauerländer, D. Hente, H. Radermacher, E. Waffenschmidt und J. Jacobs, *Driver Electronics for LEDs*, 41st Annual Industry Applications Conference (IAS), Bd. 5, S. 2621-2626, Oktober 2006.
- [415] Technischer Bericht: Lithonia Lighting, *White Paper: Binning and LED*, April 2010.
- [416] Technischer Bericht: ISOLED, *Nachhaltig konstante Lichtqualität durch Binning*, 2015.
- [417] Cree, *LED Color Mixing: Basics and Background*, 2016.
- [418] Technischer Bericht: Cree (Mark McClear), *LED Binning – Some Like it Hot*, 2014.
- [419] K. Klimkiewicz, *Neue Möglichkeiten für die Beleuchtungsindustrie*, Elektronik lighting, S. 12-15, Oktober 2011.
- [420] Norm: *ANSI C78.377-2015: American National Standard for Electric Lamps - Specifications for the Chromaticity of Solid State Lighting (SSL) Products*, August 2015.
- [421] Datenblatt: Cree, *Cree EZ900-n Gen 2 LEDs*, 2011.
- [422] Datenblatt: Cree, *Cree EZ1350-p LEDs*, 2015.
- [423] Datenblatt: Cree, *Cree XLamp XP-G2 LEDs*, 2016.
- [424] Datenblatt: Cree, *Cree TR5050 LEDs*, 2012.
- [425] Applikationsschrift: Osram Opto Semiconductors, *Current Distribution in Parallel LED Strings*, Juni 2011.
- [426] P. S. Almeida, J. M. Jorge, C. R. B. S. Rodrigues, G. M. Soares, D. P. Pinto und H. A. C. Braga, *A novel method of current equalization in LED strings based on simple linear circuit*, International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), S. 95-100, Juni 2011.
- [427] C.-L. Chiu und K.-H. Chen, *A High Accuracy Current-Balanced Control Technique for LED Backlight*, S. 4202-4206, Juni 2008.
- [428] J. Zhang, L. Xu, X. Wu und Z. Qian, *A Precise Passive Current Balancing Method for Multioutput LED Drivers*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 8, S. 2149-2159, August 2011.
- [429] Applikationsschrift: STMicroelectronics, *LED balancing circuits*, April 2007.

-
- [430] Applikationsschrift: Texas Instruments (M. Khatib), *Ballast Resistor Calculation – Current Matching in Parallel LEDs*, April 2009.
- [431] J.-Y. Park und S.-J. Choi, *Tolerance Design of Ballast Resistance for Multi-string LED Driver*, 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), S. 1-10, September 2015.
- [432] Datenblatt: STMicroelectronics, *STCS05 - 0.5 A max constant current LED driver*, Juli 2008.
- [433] Datenblatt: On Semiconductor, *NSI50350ADT4G - Constant Current Regulator & LED Driver*, Juni 2014.
- [434] Datenblatt: On Semiconductor, *NUD4001 - High Current LED Driver*, November 2011.
- [435] Datenblatt: Fairchild Semiconductor, *FAN5640 - Dual High-Side Constant Current Source for High-Voltage Keypad LED Illumination*, März 2012.
- [436] A. Emadi, *Modeling of power electronic loads in AC distribution systems using the generalized State-space averaging method*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 51, Nr. 5, S. 992-1000, Oktober 2004.
- [437] W. Forst und D. Hoffmann, *Gewöhnliche Differentialgleichungen*, 2. Hrsg., Heidelberg: Springer, 2013.
- [438] M. Abramowitz und I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions*, 9. Hrsg., New York: Dover, 1972.
- [439] F. Sauvigny, *Analysis*, Heidelberg: Springer-Spektrum, 2014.
- [440] I. S. Gradshteyn und I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, 5. Hrsg., London: Academic Press, 1965.
- [441] W. Walter, *Analysis I*, 2. Hrsg., Berlin: Springer, 1980.
- [442] D. S. L. Simonetti, J. L. F. Vieira, J. Sebastián und J. Uceda, *Simplifying the design of a DCM boost PFP*, V IEEE International Power Electronics Congress (CIEP), S. 138-141, Oktober 1996.
- [443] K. Yao, M. Xu, X. Ruan und L. Gu, *Boost-Flyback Single-Stage PFC Converter with Large DC Bus Voltage Ripple*, Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), S. 1867-1871, Februar 2009.
- [444] H. Rommelfanger, *Mathematik für Wirtschaftswissenschaftler III*, Heidelberg: Springer Spektrum, 2014.
- [445] E. Noether, *Invariante Variationsprobleme*, Nachrichten der Königlichen Gesellschaft der Wissenschaften zu Göttingen, Mathematisch-Physikalische Klasse, S. 235-257, Juli 1918.

- [446] M. Albach, *Grundlagen der Elektrotechnik 1*, 2. Hrsg., München: Pearson, 2008.
- [447] Norm: *IEC 60050-521: International Electrotechnical Vocabulary. Chapter 521: Semiconductor devices and integrated circuits*, Mai 2002.
- [448] W. B. Shockley, *The Theory of p-n Junctions in Semiconductors and p-n Junction Transistors*, The Bell Systems Technical Journal, Bd. 28, S. 435-489, Juli 1949.
- [449] S. M. Sze und K. K. Ng, *Physics of semiconductor devices*, 3. Hrsg., Hoboken, New Jersey: Wiley, 2007.
- [450] Datenblatt: Fairchild Semiconductor, *ES1F-ES1J - Fast Rectifiers*, Juli 2007.
- [451] A. Bucher, D. Kirchner und T. Duerbaum, *An automatic approach for the extraction of data curves for magnetic materials*, International Exhibition & Conference for Power Electronics Intelligent Motion Power Quality (PCIM), S. 684-689, Mai 2009.
- [452] J. Lutz, *Halbleiter-Leistungsbaulemente*, Berlin: Springer, 2006.
- [453] M. Yamazaki, H. Kobayashi und S. Shinohara, *Forward Transient Behavior of PiN and Super Junction Diodes*, 16th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), S. 197-200, Mai 2004.
- [454] J. Stahl, D. Kübrich, C. Oeder, A. Pawellek und T. Dürbaum, *Automatic Measurement of the Reverse Recovery Behavior of Ultra-Fast Diodes*, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), S. 3872-3878, September 2001.
- [455] M. Reisch, *Halbleiter-Baulemente*, Heidelberg: Springer, 2007.
- [456] Datenblatt: Vishay Semiconductors, *MB2S, MB4S, MB6S - Miniature Glass Passivated Fast Recovery Surface Mount Bridge Rectifier*, August 2013.
- [457] L. Lorenz und M. März, *CoolMOS - A new Approach Towards High Efficient Power Supplies*, Thirty-Ninth International Power Conversion Conference (PCIM), S. 25-33, Juni 1999.
- [458] A. Villamor, I. Cortés, D. Flores, J. Roig, F. Bogman, P. Vanmeerbeek und P. Moens, *Capacitive behaviour in Super Junction Trench MOSFET devices*, Spanish Conference on Electron Devices (CDE), S. 1-4, Februar 2011.
- [459] D. Costinett, D. Maksimovic und R. Zane, *Circuit-Oriented Treatment of Nonlinear Capacitances in Switched-Mode Power Supplies*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 30, Nr. 2, S. 985-995, Oktober 2014.
- [460] D. Kübrich, T. Dürbaum und A. Bucher, *Investigation of Turn-Off Behaviour under the Assumption of Linear Capacitances*, International Exhibition & Conference for Power Electronics Intelligent Motion Power Quality (PCIM), Mai 2006.

- [461] X. Yali, S. Sun, H. Jia, P. Shea und Z. J. Shen, *New Physical Insights on Power MOSFET Switching Losses*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 24, Nr. 2, S. 525-531, Februar 2009.
- [462] Datenblatt: Infineon Technologies, *SPD01N60C3, SPU01N60C3 - CoolMOS Power Transistor*, April 2008.
- [463] Datenblatt: Infineon Technologies, *SPD02N60C3, SPU02N60C3 - CoolMOS Power Transistor*, April 2008.
- [464] Datenblatt: Infineon Technologies, *SPD03N60C3, SPU03N60C3 - CoolMOS Power Transistor*, September 2014.
- [465] M. Albach, *Two-Dimensional Calculation of Winding Losses in Transformers*, 31st Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC), Bd. 3, S. 1639-1644, Juni 2000.
- [466] Datenblatt: Ferroxcube, *RM4/ILP - RM, RM/I, RM/ILP cores and accessories*, September 2008.
- [467] W. Roshen, *Ferrite Core Loss for Power Magnetic Components Design*, IEEE Transactions on Magnetics, Bd. 27, Nr. 6, S. 4407-4415, November 1991.
- [468] M. L. Hodgdon, *Applications of a Theory of Ferromagnetic Hysteresis*, IEEE Transactions on Magnetics, Bd. 24, Nr. 1, S. 218-221, Januar 1988.
- [469] D. C. Jiles und D. L. Atherton, *Theory of Ferromagnetic Hysteresis (invited)*, Journal of Applied Physics, Bd. 55, Nr. 6, S. 2115-2120, März 1984.
- [470] D. Jiles und D. L. Atherton, *Theory of Ferromagnetic Hysteresis*, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Bd. 61, Nr. 1-2, S. 48-60, September 1986.
- [471] F. Preisach, *Über die magnetische Nachwirkung*, Zeitschrift für Physik, Bd. 94, Nr. 5, S. 277-302, Februar 1935.
- [472] S. Y. R. Hui und J. Zhu, *Magnetic Hysteresis Modeling and Simulation using the Preisach Theory and TLM Technique*, 25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), S. 837-842, Juni 1994.
- [473] C. P. Steinmetz, *On the Law of Hysteresis*, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Bd. 9, Nr. 1, S. 1-64, Januar 1892.
- [474] C. P. Steinmetz, *On the Law of Hysteresis (Part II.) and Other Phenomena of the Magnetic Circuit*, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Bd. 9, Nr. 1, S. 619-758, September 1892.
- [475] C. P. Steinmetz, *On the Law of Hysteresis (Part III.) and the Theory of Ferric Inductances*, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Bd. 11, S. 570-616, Mai 1894.

- [476] S. A. Mulder, *Fit Formulae for Power Loss in Ferrites and their Use in Transformer Design*, Thirtieth International Power Conversion Conference (PCIM), S. 345-359, Juni 1993.
- [477] M. Albach und T. Dürbaum, *Core Losses in Transformers with an Arbitrary Shape of the Magnetizing Current*, 6th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Nr. 1, S. 171-176, September 1995.
- [478] J. Reiner, A. Brockmeyer und R. W. A. A. De Doncker, *Calculation of Losses in Ferro- and Ferrimagnetic Materials Based on the Modified Steinmetz Equation*, IEEE Transactions on Industry Applications, Bd. 37, Nr. 4, S. 1055-1061, Juli 2001.
- [479] J. Li, T. Abdallah und C. R. Sullivan, *Improved Calculation of Core Loss with Nonsinusoidal Waveforms*, Thirty-Sixth Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), Bd. 4, S. 2203-2210, Oktober 2001.
- [480] M. Albach, T. Dürbaum und A. Brockmeyer, *Calculating Core Losses in Transformers for Arbitrary Magnetizing Currents a Comparison of Different Approaches*, 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), Bd. 2, S. 1463-1468, Juni 1996.
- [481] A. Brockmeyer, *Experimental Evaluation of the Influence of DC-Premagnetization on the Properties of Power Electronic Ferrites*, Eleventh Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Bd. 1, S. 454-460, März 1996.
- [482] J. Mühlethaler, J. Biela, J. W. Kolar und A. Ecklebe, *Core Losses Under the DC Bias Condition Based on Steinmetz Parameters*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 27, Nr. 2, S. 953-963, Februar 2012.
- [483] W. Keung, D. K. W. Cheng und Y. S. Lee, *Simple Approximations of the DC Flux Influence on the Core Loss Power Electronic Ferrites and Their Use in Design of Magnetic Components*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 44, Nr. 6, S. 788-799, Dezember 1997.
- [484] C. A. Baguley, B. Carsten und U. K. Madawala, *The Effect of DC Bias Conditions on Ferrite Core Losses*, IEEE Transactions on Magnetics, Bd. 44, Nr. 2, S. 246-252, Februar 2008.
- [485] J. Koch, *Berechnung der Kapazität von Spulen, insbesondere in Schalenkernen*, Valvo Berichte, Bd. 14, Nr. 3, S. 99-119, 1968.
- [486] M. Albach und J. Lauter, *The Winding Capacitance of Solid and Litz Wires*, 7th European Power Electronics Conference (EPE), Bd. 2, S. 2.001-2.005, September 1997.
- [487] J. Both, *Reststromverhalten moderner Elektrolytkondensatoren*, BCcomponents, August 2001.

Eigene Veröffentlichungen zum Thema dieser Arbeit

- A. Pawellek, *Single Stage Topologies for LED Retrofit Lamps*, ECPE Workshop: Power Supplies in Low Power Applications, Padua (Italien), September 2017
- A. Pawellek, T. Dürbaum, *Analysis of a Novel Buck-Buck Single Stage LED-Ballast*, International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM), S. 1162-1168, Mai 2017
- A. Pawellek, T. Dürbaum, *LED-Ballasts in Lighting Applications – A Comparison of Cost Effective One Stage Topologies*, 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), S. 1-10, September 2016
- A. Pawellek, T. Duerbaum, *Detailed Comparison of One Stage Topologies for LED Lighting Applications*, International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM), S. 492-500, Mai 2016
- A. Pawellek, T. Dürbaum, *Analysis and Design of a Cost Effective One Stage Topology for LED Lighting Applications*, 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), S. 1-9, September 2015
- A. Pawellek, T. Dürbaum, *Novel Analysis of a Boost-Buck Single Stage LED-Ballast*, International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM), S. 810-817, Mai 2015
- A. Pawellek, T. Dürbaum, *Analysis and Design of a Boost-Buck Single Stage Topology for LED Lighting Applications*, 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), S. 1-10, August 2014
- A. Pawellek, M. Weinmann, T. Duerbaum, *Development of a Wireless Dimmable CFL for Domestic Application on the Basis of Bluetooth Technology*, International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM), S. 1158-1163, Mai 2012

Fotografische Werke

Die vorliegende Arbeit enthält zahlreiche Lichtbildwerke in Form fotografischer Abbildungen. Diese sind alle in enger Zusammenarbeit mit meiner Schwester Monika Pawellek entstanden. An dieser Stelle möchte ich mich deshalb für das professionelle Fotografieren, der Nachbearbeitung der Aufnahmen sowie für die Einräumung der Nutzungsrechte herzlich bedanken.

Liste der fotografischen Aufnahmen

- | | |
|------------|--|
| Bild 1.2 | Allgebrauchsglühlampe, Halogenlampe und Halogenstab |
| Bild 1.3 | Metallhalogenentladungslampe sowie Szenerie der eingeschalteten Straßenbeleuchtung von Oberlauringen bei Dämmerung |
| Bild 1.4 | Leuchtstoffröhre und Kompaktleuchtstoffröhre |
| Bild 1.5 | Kerze, Glühlampe, Kompaktleuchtstofflampe und LED-Lampe im Betrieb |
| Bild 1.6 | Allgebrauchsglühlampe und LED-Retrofit-Lampe |
| Bild 3.13 | Ober- und Unterseite der Leiterplatte des realisierten Buck-Konverters von Kapitel 3 |
| Bild 3.25 | Ober- und Unterseite der Leiterplatte des realisierten Boost-Konverters von Kapitel 3 |
| Bild 3.36 | Ober- und Unterseite der Leiterplatte der realisierten linearen Stromquelle von Kapitel 3 |
| Bild 3.40 | Realisierte LED Retrofit Lampe in partieller Explosionsdarstellung |
| Bild 4.31 | Ober- und Unterseite der Leiterplatte des realisierten Boost-Konverters von Kapitel 4 |
| Bild 4.44 | Ober- und Unterseite der Leiterplatte des realisierten Buck-Konverters von Kapitel 4 |
| Bild 5.64 | Ober- und Unterseite der Leiterplatte des in Kapitel 5 realisierten Boost-Buck-Konverters. |
| Bild 5.75 | Ober- und Unterseite der Leiterplatte des in Kapitel 5 realisierten Buck-Buck-Konverters von Kapitel 5 |
| Bild 5.88 | Ober- und Unterseite der Leiterplatte des in Kapitel 5 realisierten Buck-Boost-Buck-Konverters |
| Bild 5.101 | Ober- und Unterseite der Leiterplatte des in Kapitel 5 realisierten Buck-Buck-Konverters |
| Bild 6.1 | Ober- und Unterseite der Leiterplatten der realisierten Vorschaltgeräte von Kapitel 3 |

-
- Bild 6.2 Ober- und Unterseite der Leiterplatten der realisierten Vorschaltgeräte von Kapitel 4
- Bild 6.3 Ober- und Unterseite der Leiterplatten der realisierten Vorschaltgeräte von Kapitel 5
- Bild A.4 Leuchtender LED-Strang mit acht LEDs *XLamp XT-E High Voltage (48V)* von *Cree* für eine LED-Retrofit-Lampe mit und ohne Diffusor
- Bild A.5 LED-Strang mit acht LEDs *XLamp XT-E High Voltage (48V)* von *Cree* für eine LED-Retrofit-Lampe mit und ohne Diffusor
- Bild A.6 Menschliches Auge
- Bild A.28 LEDs *LCY W5SM, LCW W5SM, LD W5SM* von *OSRAM*
- Bild A.29 Leuchtende LEDs *LCY W5SM, LCW W5SM, LD W5SM* von *OSRAM*