

BACHELORARBEIT

zur Erlangung des akademischen Grades

„Bachelor of Science in Engineering“ im Studiengang
Elektronik-Wirtschaft

Industriestromversorgungen (12V, 24V DC aus 230V / 400V AC)

Ausgeführt von: Alexander Dyszewski
Personenkennzeichen: 1410255015

1. BegutachterIn: Helmut Votzi, M.Sc.

Wien, am 16.01.2017



Eidesstattliche Erklärung

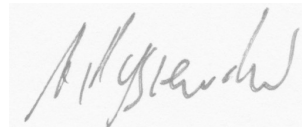
„Ich, als Autor / als Autorin und Urheber / Urheberin der vorliegenden Arbeit, bestätige mit meiner Unterschrift die Kenntnisnahme der einschlägigen urheber- und hochschulrechtlichen Bestimmungen (vgl. etwa §§ 21, 42f und 57 UrhG idgF sowie § 14 Satzungsteil Studienrechtliche Bestimmungen / Prüfungsordnung der FH Technikum Wien).

Ich erkläre insbesondere korrekt fremde Inhalte, gleich welcher Form, übernommen zu haben und bin mir bei Nachweis fehlender Eigen- und Selbstständigkeit sowie dem Nachweis eines Vorsatzes zur Erschleichung einer positiven Beurteilung dieser Arbeit der Konsequenzen bewusst, die von der Studiengangsleitung ausgesprochen werden können (vgl. § 14 Abs. 1 Satzungsteil Studienrechtliche Bestimmungen / Prüfungsordnung der FH Technikum Wien).

Weiters bestätige ich, dass ich die vorliegende Arbeit bis dato nicht veröffentlicht und weder in gleicher noch in ähnlicher Form einer anderen Prüfungsbehörde vorgelegt habe. Ich versichere, dass die abgegebene Version jener im Uploadtool entspricht.“

Wien, 16.01.2017

Ort, Datum

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'A. G. ...', is written over a light gray rectangular background.

Unterschrift

Kurzfassung

Klassische, einstufige Netzteile sind durch die konzeptbedingt notwendigen Kompromisse in Bezug auf den erreichbaren Wirkungsgrad beschränkt. Durch ständige Fortschritte in der Halbleiterfertigung ist jedoch das dreistufige Netzteilkonzept konkurrenzfähig realisierbar geworden. Drei- bzw. mehrstufige Netzteile umgehen die Beschränkungen einstufiger Netzteile durch konsequente Optimierung der einzelnen Stufen auf den jeweiligen Verwendungszweck. Diese Literaturarbeit gibt einen Überblick über aktuelle Lösungen der Industrie mit Stand 2016, beschreibt besonders interessante Schaltungsteile und versucht einen Ausblick auf mögliche Trends und Entwicklungen in Hinblick auf die Anwendbarkeit in der Großserie innerhalb der nächsten Jahre zu geben.

Schlagwörter: Resonanzwandler, LLC, Industriestromversorgung, PFC, ZVS, ZCS, Netzteil, Synchrongleichrichter

Abstract

Classic single-stage switch mode power supplies are limited in terms of efficiency due to compromises of technical nature implied by the architecture. However continuous advances in semiconductor technology made the 3-stage power supply concept feasible. 3-stage or multi-stage power supplies circumvent limitations of classic single-stage power supplies by optimizing individual stages for specific tasks. This systematic review aims to present representative designs used as of 2016 with industrial power supplies. A few selected circuit details are discussed in detail while trying to give an outlook on possible trends that may be implemented in large-scale production design within the next few years.

Keywords: resonant converter, industrial power supply, ZVS, ZCS, synchronous rectifier

Danksagung

Zunächst möchte ich Herrn Helmut Votzi für die Möglichkeit dieses Thema kurzfristig zu wählen, sowie für anhaltende Hilfe beim Entfernen formaler Fehler danken.

Besonderer Dank gilt Anja Guschelbauer für anhaltenden Beistand bei Grammatik- und Rechtschreibunsicherheiten sowie insbesondere für große Hilfe und Geduld bei scheinbar unlösbaren, Ms Word bedingten, Formatierungsfehlern.

Zu guter Letzt möchte ich noch meinem Vater, Janusz Dyszewski, für ausgiebige telefonische Beratung bei LT-Spice Simulationsproblemen und tiefgreifendes Wissen im Bereich von Industrie-Schaltnetzteilen danken.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	7
2	Dreistufiges Netzteilmodell.....	9
2.1	PFC	11
2.1.1	Wieso PFC?.....	11
2.1.2	Passive PFC	12
2.1.3	Passive PFC bei Drehstromanwendungen.....	13
2.1.4	Aktive PFC.....	14
2.2	DC-DC Converter.....	20
2.2.1	Prinzipaufbau eines LLC Resonanzwandlers	20
2.2.2	Auslegung des Resonanzübertragers	22
2.2.3	Synchrongleichrichter	26
2.3	Buck-Converter	28
2.4	Besondere Lösungen der Industrie	30
2.4.1	Trackingschaltung.....	31
2.4.2	Parallelschaltung mehrerer Resonanzwandler	32
3	Zukunftsaussichten	33
4	Literaturverzeichnis.....	34
	Abbildungsverzeichnis.....	36

1 Einleitung

Industriestromversorgungen sind in den letzten 50 Jahren einen weiten Weg gegangen. Beginnend mit unregelmäßigen Netzteilen für einfache, anspruchslose Anwendungen über linear geregelte Netzteile, mit allen ihren wohlbekanntem Nachteilen, zu sekundär-getakteten Netzteilen mit, nach heutigen Maßstäben, eher niedrigen Schaltfrequenzen.

In den 90er Jahren des vergangenen Jahrhunderts schien es eine Zeit lang so als würde die Industrie mit primärgetakteten Sperrwandler- und Flusswandler-Topologien das Auslangen finden. Gestiegene regulatorische Anforderungen der IEC 61000-3-2 machten es notwendig Leistungsfaktorkorrektur, sprich „power factor correction“ PFC, wahlweise in passiver oder aktiver Form anzuwenden. Zeitgleich stiegen die Anforderungen an Baugröße und insbesondere Wirkungsgrad, wobei es hier besonders im Rahmen der 80+ Initiative zu interessanten Kreuzentwicklungen mit Pc-Netzteilen, sprich Consumergeräten, kam.

Moderne Industriestromversorgungen besitzen daher häufig einen dreistufigen Aufbau, der sich aus aktiver PFC, Resonanzwandler mit Potentialtrennung, aber unregelmäßiger Ausgangsspannung, sowie nachgeschaltetem Buck-Converter zusammensetzt. Diese Buck-Converter sind direkte Nachfahren der bereits in den 80er Jahren verwendeten, sekundär-getakteten Netzteilen, womit einmal wieder deutlich wird, dass viele scheinbare Neuheiten eigentlich nur neu interpretierte Konzepte aus jüngerer Vergangenheit sind. An dieser Stelle ist noch ausdrücklich zu erwähnen, dass diese genannten Entwicklungen nur durch den massiven Fortschritt, insbesondere der Halbleiterentwicklung, realisierbar geworden sind. Dieser Fortschritt ist von deutlichem Preisverfall begleitet worden, weswegen es heutzutage möglich ist, eine erheblich höhere Anzahl aktiver Bauelemente zu verbauen, als dies beispielsweise noch Anfang der 80er denkbar und aus Kostengründen möglich gewesen wäre. Es muss an dieser Stelle ausdrücklich erwähnt werden, dass bei modernen Mosfet-Transistoren, bei manchen Entwürfen, die Leitbahnen der Platine der begrenzende Faktor geworden sind und der Widerstand der Drain-Source-Strecke nur noch eine untergeordnete Rolle spielt. Dies deutet schon darauf hin, dass der Entwurf von Schaltnetzteilen nicht trivial ist, immer wieder neue Detaillösungen auftauchen und manchmal nur bereits wohlbekanntem Konzepte mit neuen, leistungsfähigeren Bauteilen neu interpretiert werden.

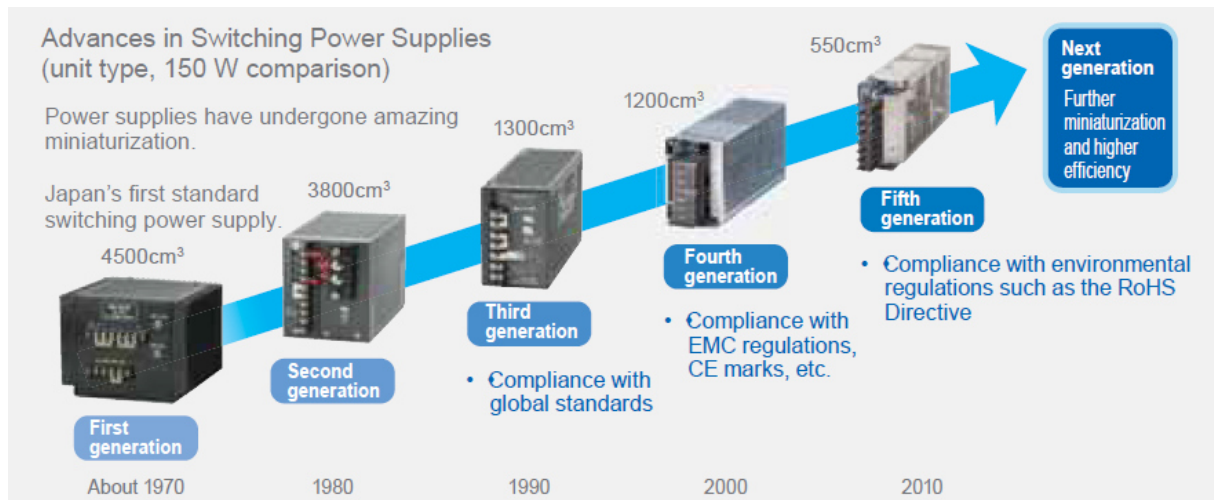


Abbildung 1: Fortschritt bei der Baugröße von Industrie-Schaltnetzteilen [1]

Diese Arbeit soll den aktuellen Stand der Technik festhalten und insbesondere auf einige spannende Schaltungsdetails eingehen.

2 Dreistufiges Netzteilmodell

Es hat sich erwiesen, dass ein dreistufiger Aufbau der Stromversorgung im Gegensatz zu einstufigen Stromversorgungen gewisse Vorteile bietet. [2] Mit diesem Aufbau ist es möglich die einzelnen Stufen auf die jeweils geforderten Eigenschaften zu optimieren, während ein klassischer, einstufiger Aufbau immer eine Kompromisslösung darstellt.

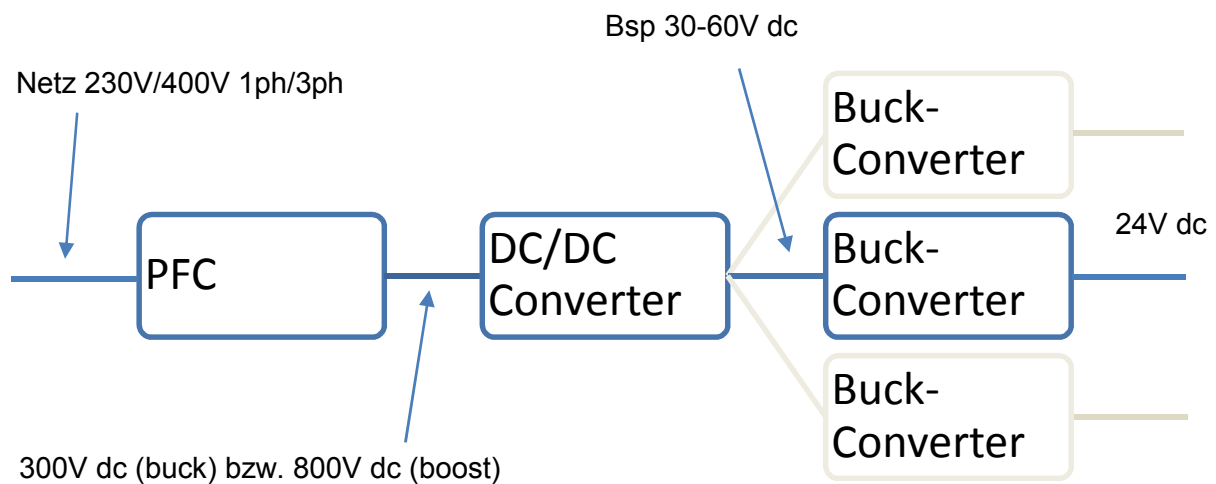


Abbildung 2: Aufbau dreistufiges Netzteil

Die Einschaltstrombegrenzung und der Netzfilter (EMV) bzw. der Überspannungsschutz sind nicht separat dargestellt worden, diese befinden sich vor der PFC. Es ist auch denkbar, die Einschaltstrombegrenzung im PFC-Funktionsblock zu realisieren.

PFC	DC/DC Converter	Buck Converter
Boost oder buck PFC	Resonanzwandler	
Vorregelung Keine galvanische Trennung	Netztrennung Ausgangsspannung ungeregelt	Keine galvanische Trennung Block beliebig vervielfältigbar Ausgangsspannung geregelt

Abbildung 3: Eigenschaften und Aufgaben der Funktionsblöcke

Es ist möglich die PFC-Stufe rein passiv mit einer Drossel zu realisieren, dabei wird von passiver PFC gesprochen, womit sich mangels aktiver Bauelemente in der PFC, eigentlich ein zweistufiger Aufbau ergibt. Vorteile sind die Einfachheit des Aufbaus und oftmals geringere Kosten und Entwicklungsaufwand verglichen mit aktiver PFC, wobei besonders bei

3-Phasen Netzteilen sehr zufriedenstellende Ergebnisse beim Stromflusswinkel erreicht werden können.

2.1 PFC

2.1.1 Wieso PFC?

Klassische Gleichrichter-Kondensator Eingänge, wie in Abbildung 4 gezeigt, haben den konzeptbedingten Nachteil, dass der Netzstrom nur in einem sehr kurzen Zeitraum innerhalb der jeweiligen Halbwelle fließt. Dies belastet die Stromverteilnetze und führt zu schlechter Netzqualität, da durch dieses Verhalten die Netzsinusspannung deformiert wird. [3] Bei Drehstromnetzen besteht zudem das Risiko, dass es bedingt durch ungeradzahlige Harmonische dieser Art von Netzteilschaltung, zu einer Überbelastung des Neutralleiters kommt. Für Europäische Energieversorgungsunternehmen ist es daher von großem Wert, dass die Norm EN61000-3-2 eingehalten wird. Im US-Amerikanischen Bereich wird an dieser Stelle insbesondere auf die Energystar Richtlinie für Bürogeräte verwiesen.

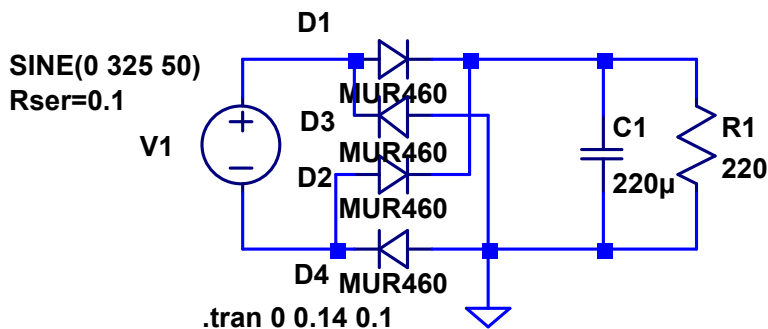


Abbildung 4: Netzteil mit Kondensatoreingang

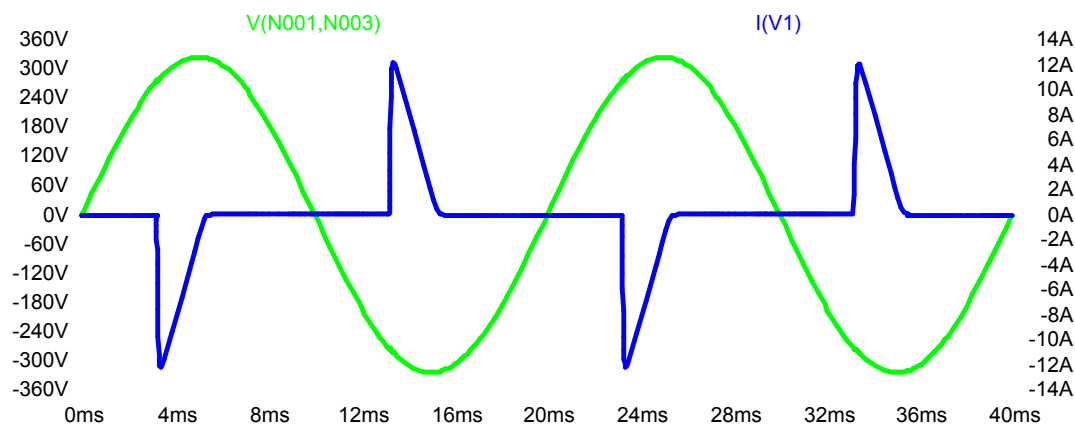


Abbildung 5: Stromfluss bei Kondensatoreingang

Abbildung 5 zeigt die Strom- und Spannungsverläufe der Schaltung, wobei V1(N001,N003) die Ausgangsspannung der Spannungsquelle V1 ist, während I(V1) den der Quelle V1 entnommenen Strom beschreibt.

Dank Norm IEC 61000-3-2 ist diese Eingangsvariante bei Geräten mit einer Nennleistung von >75W nicht mehr zulässig. Anm: Bei Beleuchtungseinrichtungen beträgt der Schwellwert zurzeit 25W.

2.1.2 Passive PFC

Nachdem PFC in den meisten Fällen keine Kernfunktionalität des Netzteils darstellt, aber dennoch notwendig ist um Zulassungsfähigkeit zu gewährleisten, liegt es in der Natur der Sache, dass in diesem Zusammenhang möglichst einfache Lösungen bevorzugt werden. Im Fall von passiver PFC bedeutet dies, dass dem Gleichrichter eine Drossel vorgeschaltet wird. Dies kann besonders bei kleiner Leistung im Leistungsbereich von 100-200W eine simple und durchaus attraktive Lösung sein. Bei 3-Phasen Netzversorgung kann diese Lösung auch im Leistungsbereich von 500W-1000W eine nähere Betrachtung lohnenswert erscheinen lassen. Der Hauptnachteil ist allerdings natürlich, dass eine große, schwere und entsprechend teure Induktivität benötigt wird, die mit großer Wahrscheinlichkeit kein Standardbauteil ist und daher entsprechende Vorlaufzeiten zu berücksichtigen sind.

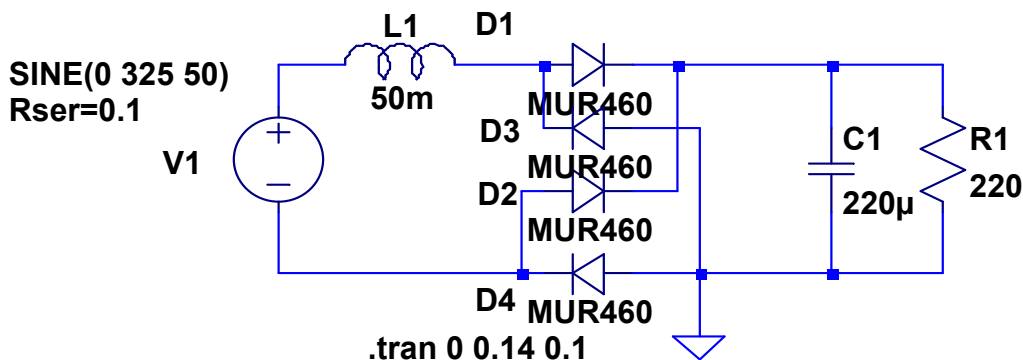


Abbildung 6: Beispiel für passive PFC

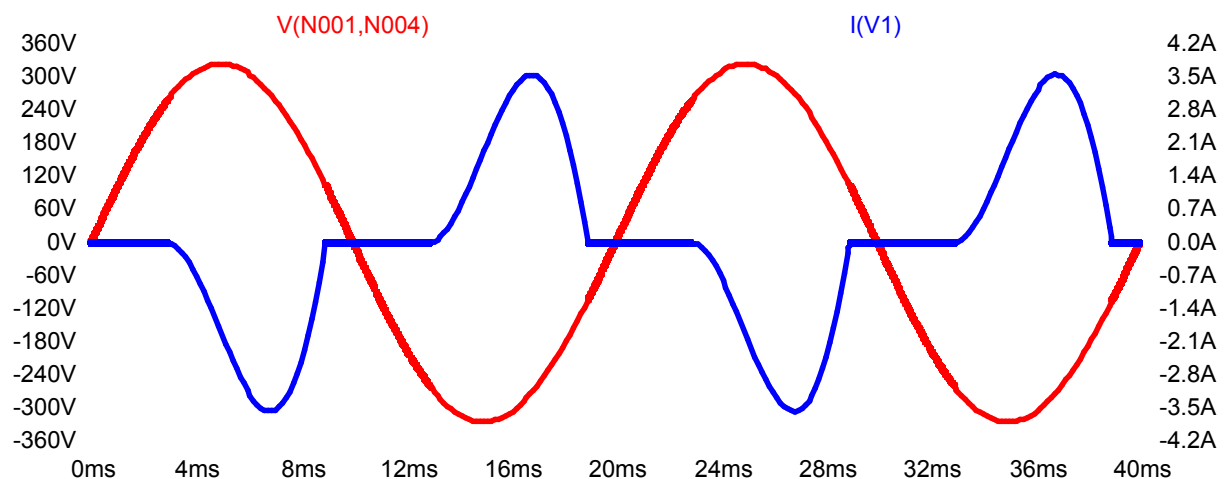


Abbildung 7: Stromfluss bei passiver PFC

Abbildung 7 zeigt die Strom- und Spannungsverläufe der Schaltung, $V(N001,N004)$ beschreibt die Ausgangsspannung der Quelle V1, während $I(V1)$ den Strom von V1 anzeigt.

2.1.3 Passive PFC bei Drehstromanwendungen

Angenommen die bisherige Dimensionierung wird in ein Drehstromnetz transferiert, ergibt sich der folgende Aufbau.

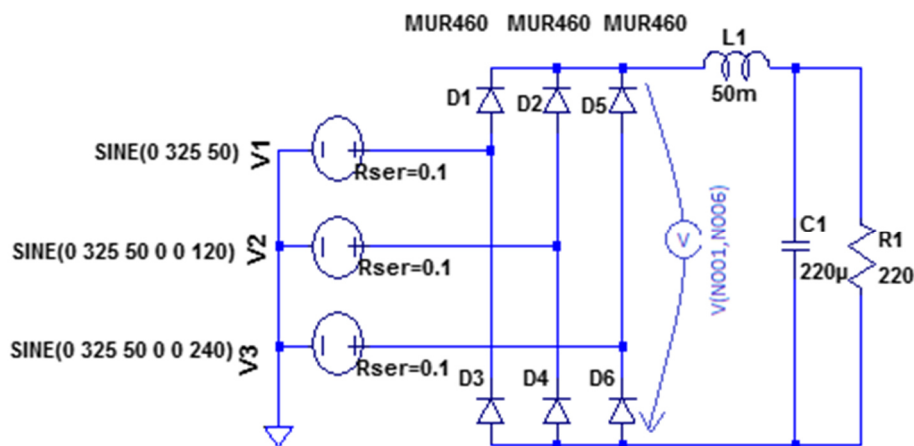


Abbildung 8: passive PFC mit Drehstromversorgung

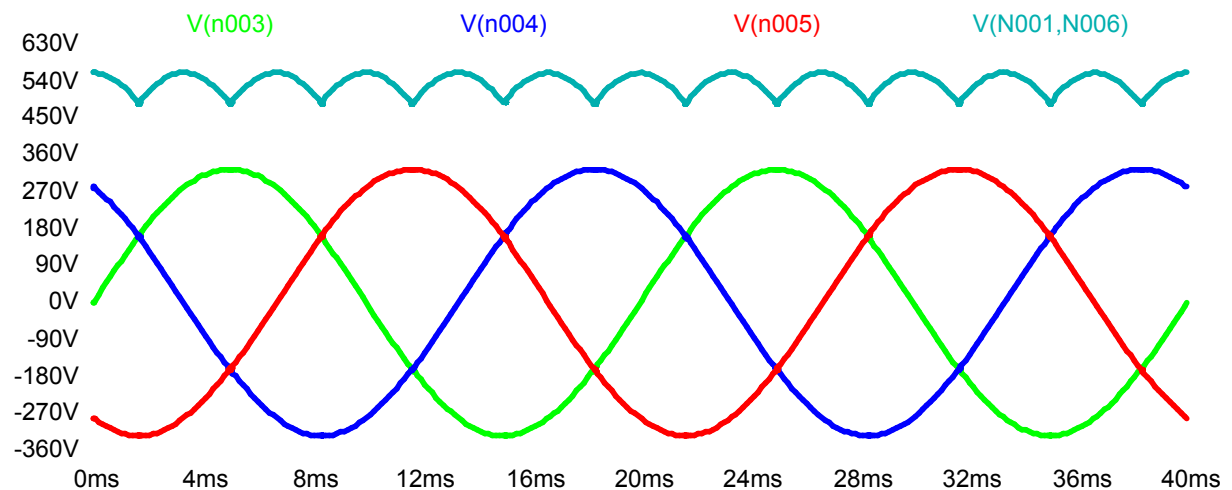


Abbildung 9: Außenleiterspannungen sowie Spannung vor L1

Abbildung 9 zeigt die Spannungsverläufe der Schaltung, $V(n003)$, $V(n004)$, $V(n005)$ sind die Ausgangsspannungen der Quellen V1, V2, V3, wobei $V(N001,V006)$ die gleichgerichtete Netzspannung vor der Spule L1 ist.

Die Natur des Drehstromnetzes liegt darin, dass drei zueinander um je 120 Grad verschobene Außenleiter verfügbar sind. Dies impliziert, dass bei Vollwelligleichrichtung die Netzfrequenz quasi verdreifacht wurde. Das bedeutet auch, dass die Anforderungen an die

PFC erheblich gesunken sind und womöglich eine passive Realisierung durchaus attraktiv geworden ist.

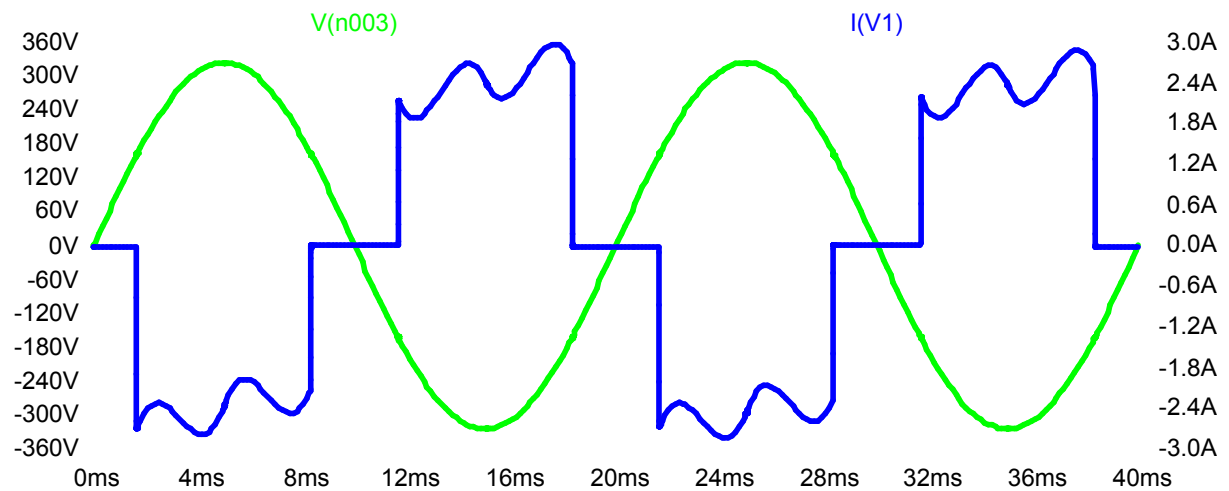


Abbildung 10: Spannungs- und Stromverlauf an L1

Abbildung 10 zeigt die Strom- und Spannungsverläufe der Schaltung für einen der Außenleiter, V(n003) beschreibt die Ausgangsspannung von Quelle V1, I(V1) beschreibt den der Quelle V1 entnommenen Strom. Die Strom- und Spannungsverläufe der Quellen V2 und V3 sind dazu analog.

2.1.4 Aktive PFC

Gänzlich dem Trend zur Vermeidung von großen, teuren passiven Komponenten folgend, ist es möglich die PFC Stufe aktiv zu realisieren. Dies ermöglicht einen höheren Leistungsfaktor als die passive Realisierung und kann zusätzlich das Entstehen von Netzharmonischen unterdrücken. Es muss ausdrücklich erwähnt werden, dass diese zusätzliche Stufe auch weitere Funktionalität bringen kann. Insbesondere interessant sind ein etwaiger Weitbereichseingang (320-575V AC / 93-264V AC) sowie die Möglichkeit eine vorgeregelte Zwischenkreisspannung für den Hauptwandler anzubieten.

PFC-Stufen können sowohl als Buck als auch als Boost-Converter entworfen werden, wobei in der Grundform die Boost-Converter Variante bessere Ergebnisse verspricht. Bei Anwendungen in der Industrie, kann es allerdings zielführend sein auf Buck-Converter auszuweichen, da eine gleichgerichtete Wechselspannung von 575V bereits etwa ~820V DC ergibt und das Schalten dieser Spannung nicht mehr trivial ist. Zunehmende Verfügbarkeit von 1200V bzw. 1500V Mosfets, kann allerdings dazu führen, dass in absehbarer Zukunft andere Kompromisse getroffen werden.

2.1.4.1 Boost-PFC

Das Hauptmerkmal des Boost-Converters (Hochsetzsteller) besteht darin, dass die Ausgangsspannung höher als die Eingangsspannung ist.

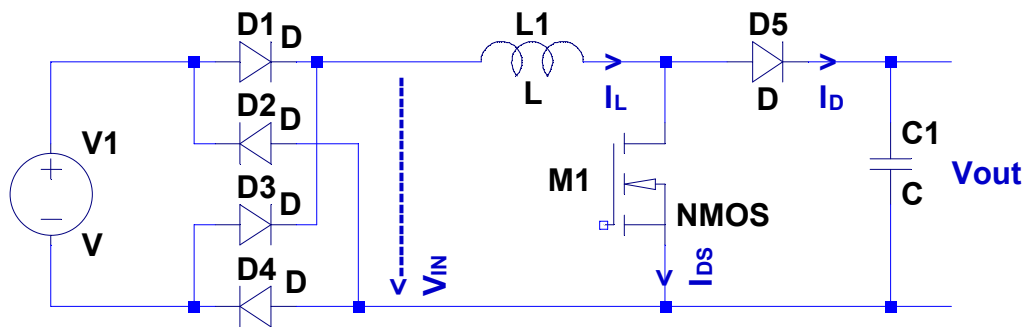


Abbildung 11: Boost PFC Schaltbild [4]

Prinzipiell lässt sich ein Boost-Converter im continuous conduction mode (ccm) oder im boundary conduction mode (bcm) betreiben.

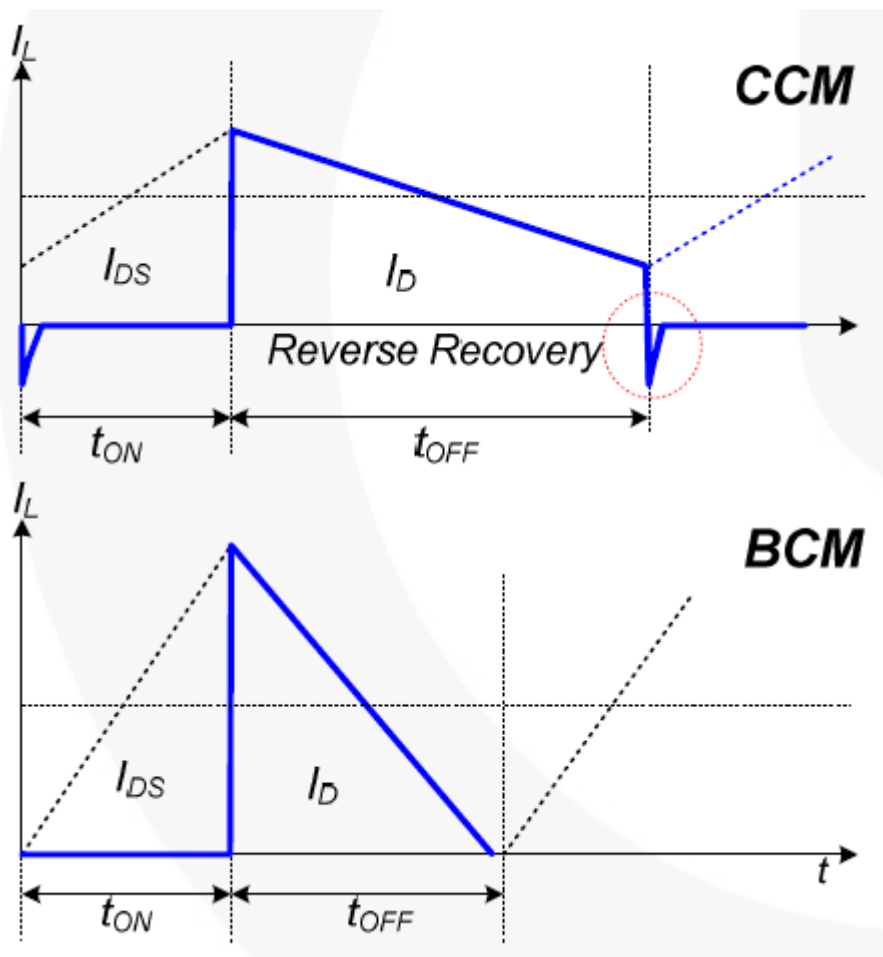


Abbildung 12: BCM / CCM Modus [4]

Für PFC Anwendungen ist die BCM Betriebsart zielführend, hierbei beginnt der Spulenstrom bei jedem Schaltvorgang bei null.

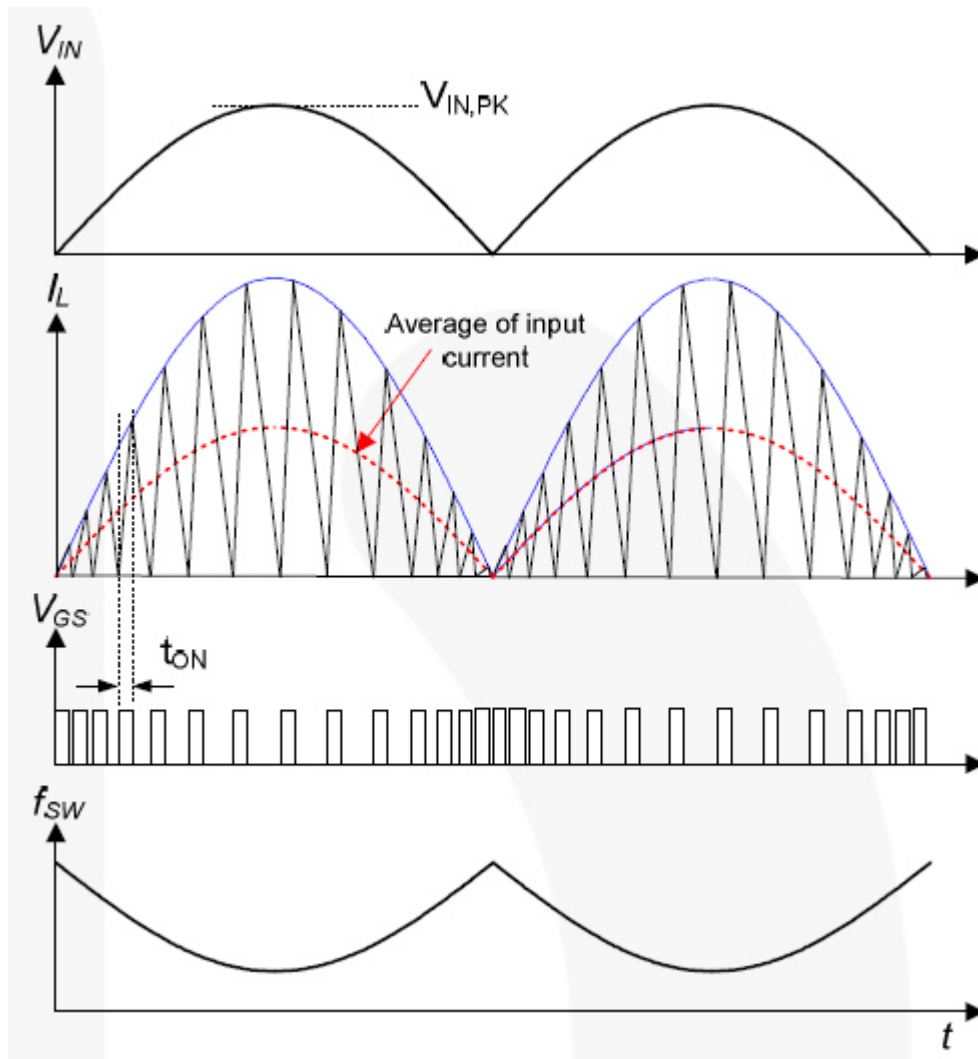


Abbildung 13: BCM PFC Kurven [4]

Angenommen der Schalttransistor wird immer für eine gleichbleibende Zeitspanne eingeschaltet, ist der Stromverlauf durch die Spule immer gleich. Nachdem der Strom nun einen Dreiecksverlauf darstellt, ist er proportional zur Eingangsspannung.

Die große Erkenntnis ist, dass bei dieser Schaltung der Eingangsstromverlauf proportional zur Eingangsspannung verläuft. Angenommen die Eingangsspannung besitzt sinusförmigen Verlauf, verhält sich dieser Converter wie eine ohmsche Last. Aus diesem Grund ist der Converter ideal als PFC Stufe zur Leistungsfaktorkorrektur geeignet.

Anm: Nachdem die Schaltfrequenz des Converters sehr viel höher als die gleichgerichtete Netzspannung ist, kann der durchschnittliche Eingangsstrom des Converters innerhalb einer Schaltperiode als konstant angenommen werden.

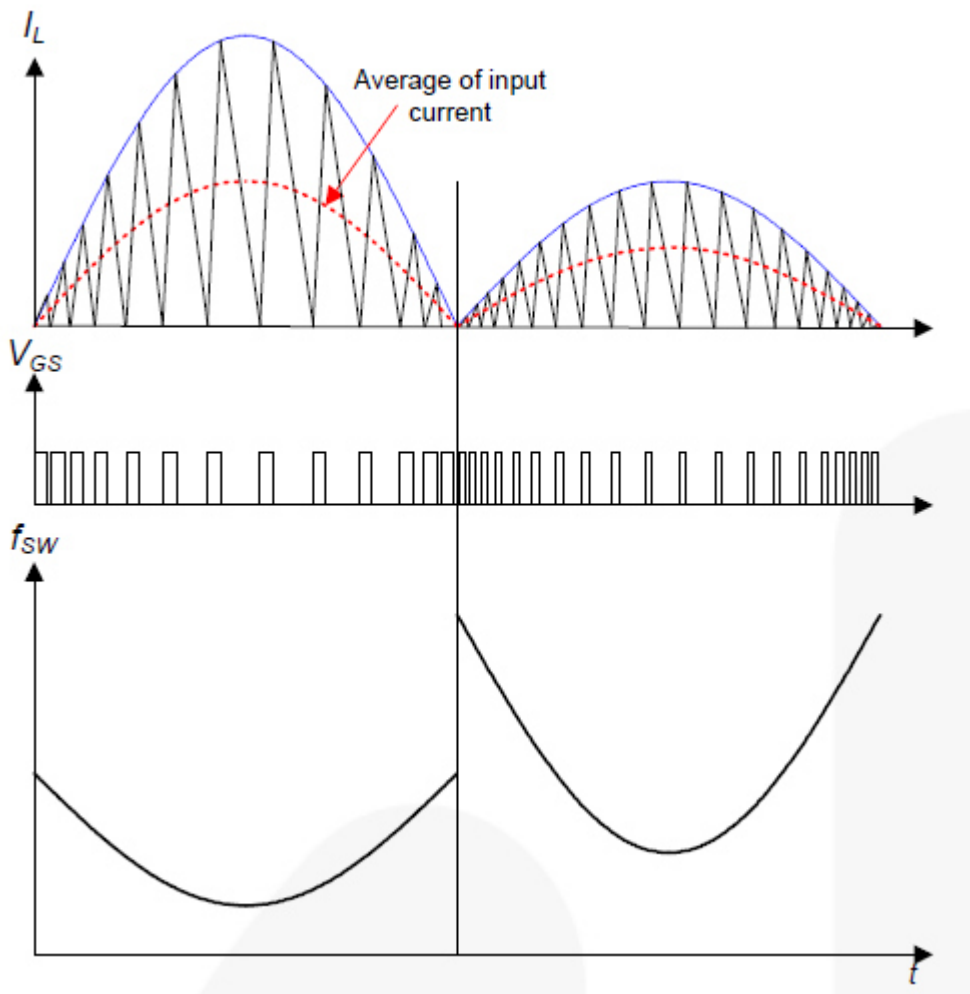


Abbildung 14: Boost-PFC Eingangstrom in Abhängigkeit von der Last [4]

Ein Nebeneffekt der BCM Betriebsart ist, dass der Converter mit variabler Schaltfrequenz betrieben wird, die vom Momentanwert der Versorgungsspannung, der Induktivität der Drossel sowie dem genauen Lastzustand abhängig ist. Die Frequenz ändert sich im Verlauf der sinusförmigen Eingangsspannung, wobei die niedrigste Schaltfrequenz im Bereich des Spannungsmaximums der Sinuskurve stattfindet.

Dies bedeutet auch, dass der Betrieb bei geringer Last genauerer Betrachtung bedarf, da das Steuer-IC bzw. die Converterschaltung eine maximale Betriebsfrequenz besitzen, bei der noch ordnungsgemäßer Betrieb gewährleistet werden kann.

2.1.4.2 Buck-PFC

Haupteigenschaft des Buck-Converters (Tiefsetzstellers) ist, dass die Ausgangsspannung niedriger als die Eingangsspannung ist. Diese Eigenschaft ist bei Anwendung in der PFC-Stufe besonders interessant, wenn in Industrienetzen eine für Halbleiter sehr hohe Eingangsspannung vorgegeben ist.

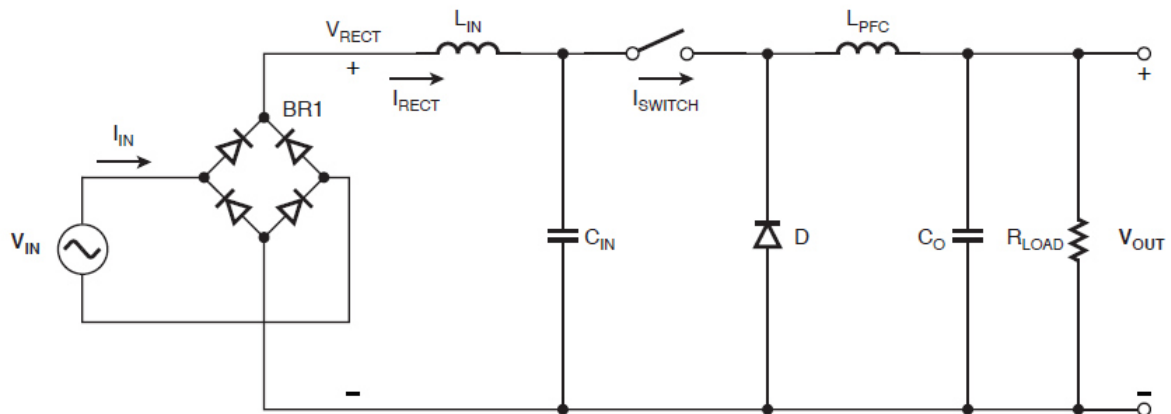


Abbildung 15: Schaltplan einer Buck PFC Stufe [5]

Im Gegensatz zur Boost-PFC sind bei der Buck-PFC Stufe zwei Induktivitäten (L_{IN} , L_{PFC}) sowie zwei Kondensatoren (C_{IN} , C_O) notwendig. Dies ist gleichbedeutend mit zusätzlichem Aufwand und zusätzlichen Kosten, die bei der Boost-PFC Variante nicht auftreten.

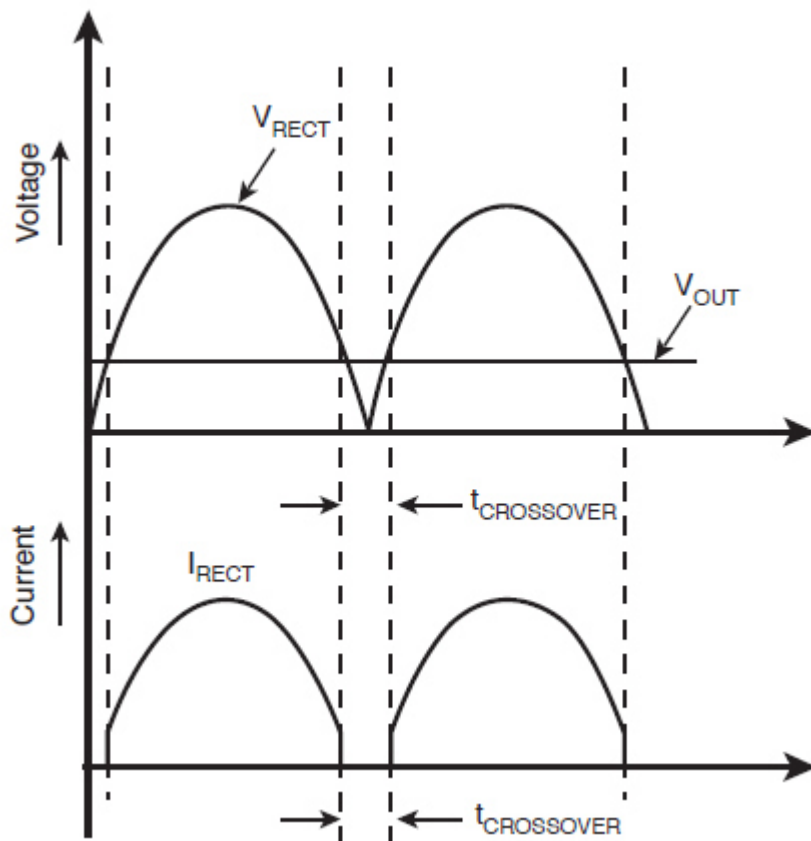


Abbildung 16: Stromverlauf der Buck PFC [5]

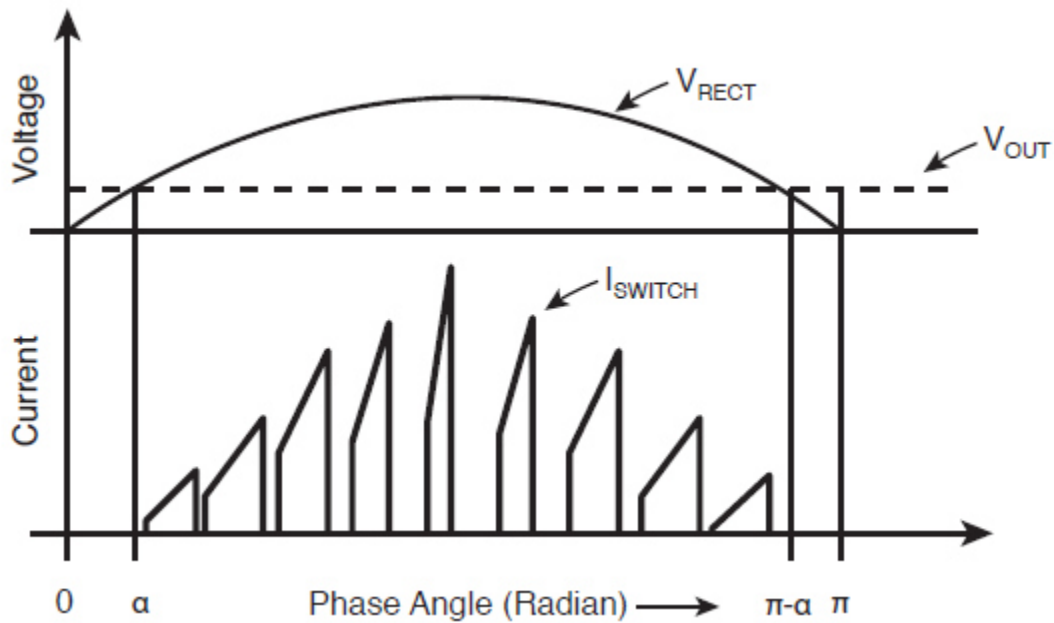


Abbildung 17: Schaltverhalten der Buck-PFC Stufe [5]

Um einen möglichst großen Stromflusswinkel der PFC-Stufe zu erreichen, ist es notwendig, dass die Ausgangsspannung erheblich kleiner als die Eingangsspannung gewählt wird. Idealerweise ist die Ausgangsspannung kleiner als die Hälfte der Eingangsspannung. Dies ist bei 230V AC Netzen ein erhebliches Handicap für diese Schaltungsvariante, kann allerdings bei Industrienetzen mit höheren Spannungen eine dringend gewollte Eigenschaft sein.

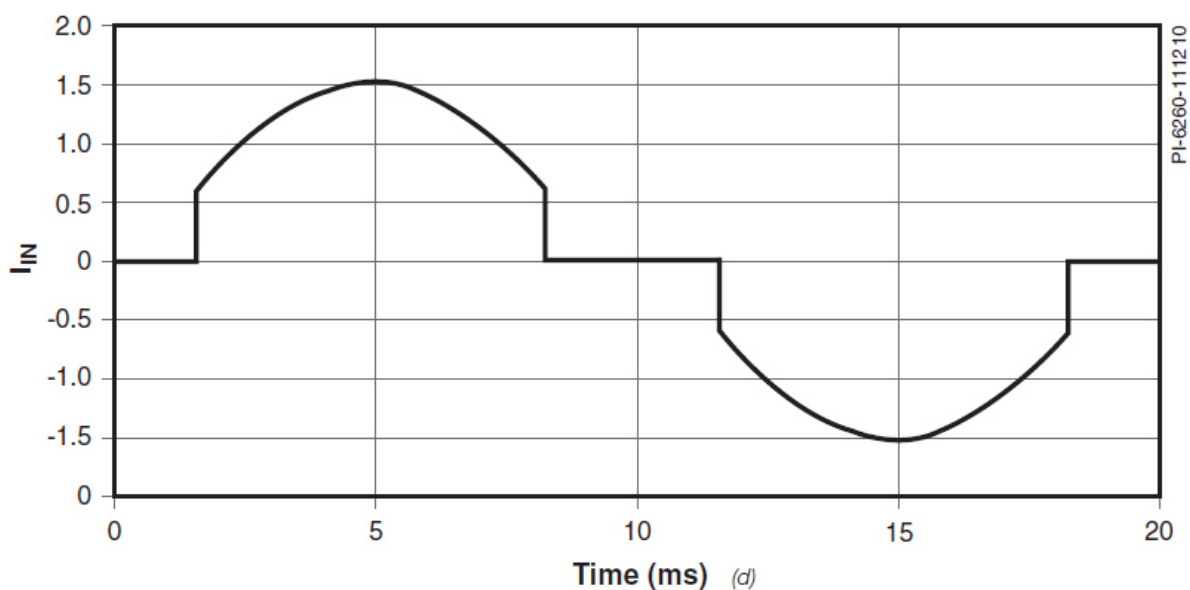


Abbildung 18: Eingangsstrom der Buck PFC Stufe [5]

2.2 DC-DC Converter

Diese Stufe erfüllt einen Großteil der Spannungsübersetzung, wobei bei der mehrstufigen Netzteilbauweise, im Gegensatz zu der klassischen Ausführung, keine Regelung der Ausgangsspannung vorgesehen ist.

Converter im Leistungsbereich von 500-1000W sind bisher gerne als Flusswandler realisiert worden. Diese Topologie wird zwar gerne robust und leicht beherrschbar betitelt, besitzt aber gleichzeitig den Nachteil von hart schaltenden Transistoren. Dies führt zu einem im Vergleich mit resonanten Topologien niedrigeren Wirkungsgrad, der auch mit Einsatz von Synchrongleichrichtern nicht in die Regionen von resonanten Topologien gebracht werden kann. Zusätzlich produzieren die schaltenden Transistoren ein erhebliches EMV-Spektrum und bedingt durch die parasitären Kapazitäten und Induktivitäten des Aufbaus bzw. des Übertragers werden einerseits Bauteile mit höherer Spannungsfestigkeit, als auch zusätzliche Dämpfungsglieder benötigt. Diese notwendigen Maßnahmen haben einen negativen Einfluss auf den Wirkungsgrad und resultieren in höheren Kosten. Nachdem Transistoren für höhere Spannungen höheren Rds-on Widerstand besitzen, ist es unter Umständen notwendig mehrere Transistoren parallel zu schalten, womit die Vorteile der scheinbar einfacheren und beherrschten Technologie wieder aufgewogen werden.

Resonanzwandler besitzen die oben genannten Nachteile nicht. Es wird hier in der Regel spannungs- (ZVS) bzw. stromlos (ZCS) geschaltet. Weiters stellt die Streuinduktivität des Übertragers die Resonanzinduktivität der Schaltung dar. Dies bedeutet, dass ehemals parasitäre Eigenschaften für das Funktionieren der Schaltung genutzt werden. Gleichzeitig bedeutet dies, dass in Verbindung mit ZVS und ZCS keine zusätzlichen Dämpfungsglieder benötigt werden.

2.2.1 Prinzipaufbau eines LLC Resonanzwandlers

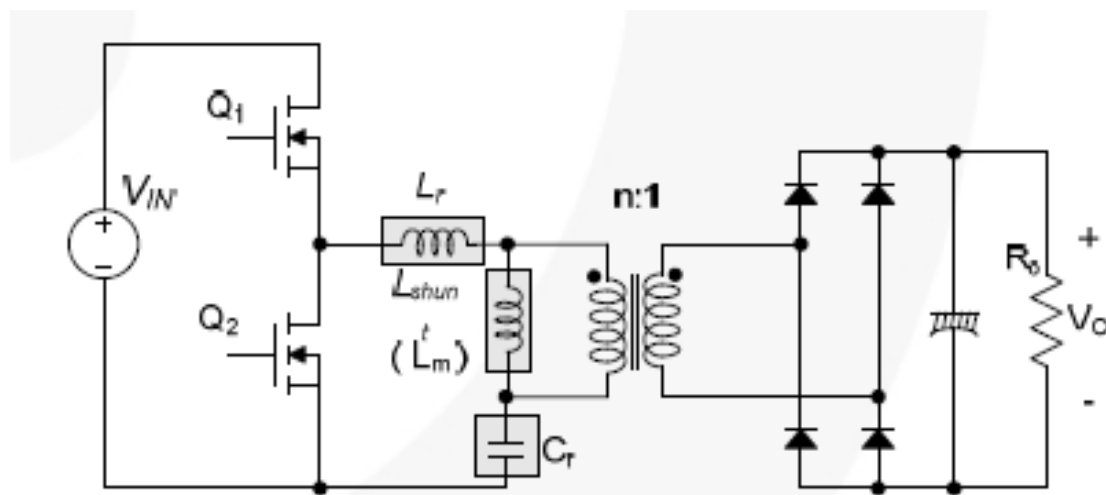


Abbildung 19 – Prinzipschaltbild LLC Resonanzwandler [4]

Wie schon bereits erwähnt, werden die parasitären Eigenschaften in die Schaltung mit einbezogen. Wobei die Streu- und Magnetisierungsinduktivität des Übertragers als auch Streukapazitäten der Mosfet-Schalter funktionaler Teil der Schaltung werden.

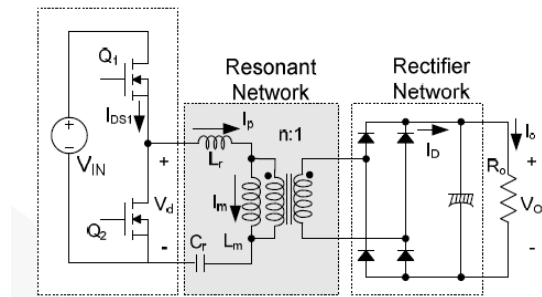


Abbildung 20: Schaltplan des Halbbrücken LLC Resonanzwandlers [4]

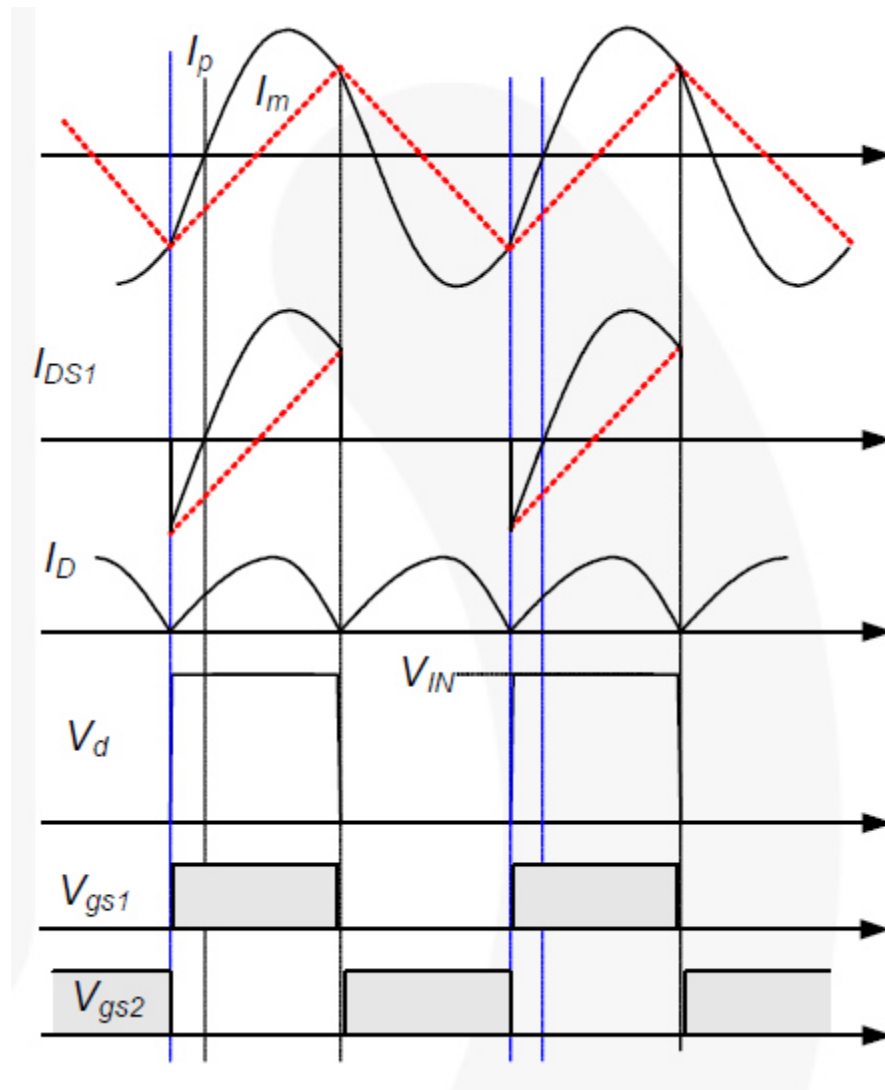


Abbildung 21: Übliche Kurven für LLC Resonanzwandler [4]

Der primärseitige Strom I_p setzt sich aus dem Magnetisierungsstrom I_m sowie dem vom Converter umgesetzten Sekundärstrom I_o zusammen.

Die Schalter Q_1 und Q_2 werden von einem Rechteckgenerator, der nicht Bestandteil des Schaltbildes ist, alternierend mit 50% Tastverhältnis angesteuert, wodurch die Steuerspannung V_d entsteht. Zwischen den Schaltvorgängen wird in der Regel eine geringe Totzeit eingefügt. V_{gs1} bzw. V_{gs2} sind die Gate-Source-Spannungen an den jeweiligen Mosfet-Schaltern. Prinzipiell ist es möglich die Schaltung sowohl als Halbbrücke als auch als Vollbrücke auszuführen. Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Halbbrückenvariante.

Das Resonanznetzwerk besteht aus einer Kapazität, Streuinduktivitäten sowie der Magnetisierungsinduktivität des Übertragers. Durch dieses Netzwerk bedingt, kommt es trotz angelegter Rechtecksteuerspannung zu sinusförmigen Stromverläufen. Der Strom I_p eilt der an das Resonanznetzwerk angelegten Spannung hinterher. Dies führt dazu, dass die beiden Mosfet-Schalter spannungsfrei schalten können. Das Gleichrichternetzwerk erzeugt die Ausgangs-Gleichspannung. Der Gleichrichter kann je nach Erfordernissen sowohl als Brücke, als auch als 2-Weg Gleichrichter mit angezapfter Sekundärwicklung ausgeführt werden.

2.2.2 Auslegung des Resonanzübertragers

Um den Übertrager näher zu betrachten, ist eine Vereinfachung der Schaltung zweckmäßig, wobei ein Verstärkungsfaktor von 0,5 für die Halbbrücke bzw. 1 für die Vollbrücke angenommen wird.

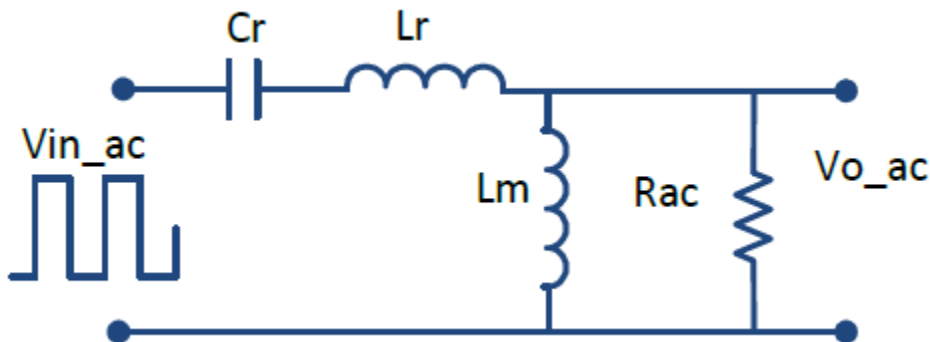


Abbildung 22: LLC Resonanzkreis [6]

$$K(Q, m, F_x) = \left| \frac{V_{o_ac}(s)}{V_{in_ac}(s)} \right| = \frac{F_x^2 (m-1)}{\sqrt{(m \cdot F_x^2 - 1)^2 + F_x^2 \cdot (F_x^2 - 1)^2 \cdot (m-1)^2 \cdot Q^2}}$$

Abbildung 23: Verstärkung des Resonanzkreises [6]

$$Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{ac}}$$

Gütefaktor des Kreies

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{N_p^2}{N_s^2} \cdot R_o$$

transformierter Lastwiderstand

$$F_x = \frac{f_s}{f_r}$$

normalisierte Schaltfrequenz

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}}$$

Resonanzfrequenz

$$m = \frac{L_r + L_m}{L_r}$$

Verhältnis Primärinduktivität zu Streuinduktivität

Abbildung 24: Formeln [6]

$$f_p = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{(L_r + L_m) * C_r}}$$

Ein Resonanzwandler besitzt zwei Resonanzfrequenzen, f_r und f_p , wobei f_p die Frequenz der Übersetzungsspitze im kapazitiven Bereich beschreibt.

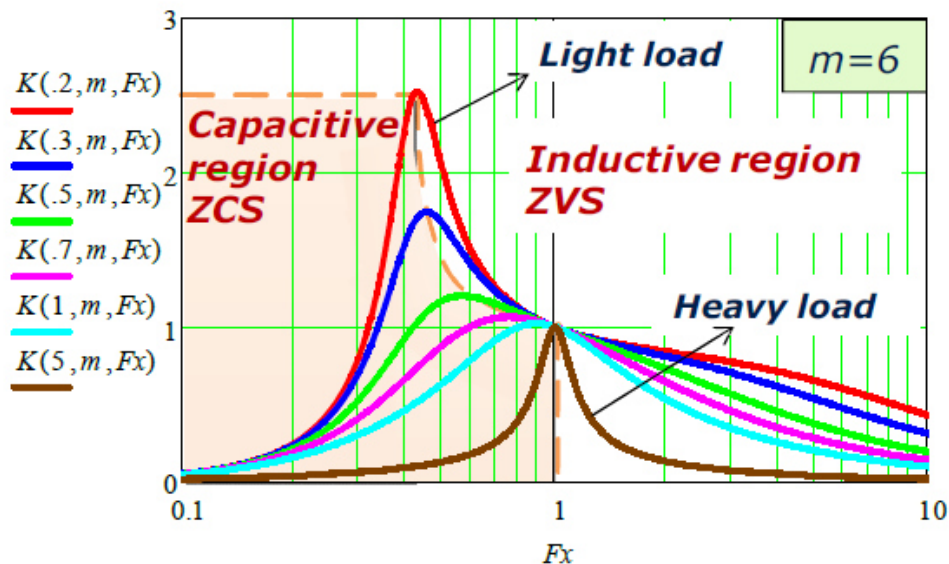


Abbildung 25: Spannungsverstärkung des Resonanzkreises in Abhängigkeit von der Last [6]

Abbildung 25 zeigt das Übertragungsverhältnis des Resonanzkreises in Abhängigkeit der Kreisgüte für ein gegebenes Verhältnis von Primärinduktivität zu Streuinduktivität von $m = 6$. Dabei fällt auf, dass die Güte des Kreises sich in Abhängigkeit von der Last ändert.

Zusätzlich ist auffällig, dass Kurven mit geringer Güte bei kleiner Last auftreten. Weiters eingezeichnet sind der kapazitive, sowie der induktive Bereich, da zero voltage switching ZVS nur im induktiven Bereich erreichbar ist.

Wenn die Betriebsfrequenz des Wandlers gleich f_r ist, dann beträgt das Spannungsübersetzungsverhältnis unabhängig von der Last immer 1. Dies ist gleichzeitig auch die optimale Betriebsfrequenz des Wandlers.

Üblicherweise wird bei geregelten, kompromissbehafteten Resonanzwandlern ein Verhältnis $m=(L_m+L_r)/L_r$ von etwa 3 bis 10 angestrebt. Prinzipiell ist jedoch ein möglichst hoher m-Wert erstrebenswert und daher wird bei unregulierten Resonanzwandlern ein erheblich höherer m-Wert von zB.: 50 angestrebt. Es kann dabei behauptet werden, dass das Spannungsübersetzungsverhältnis des LLC-Wandlers im Bereich der Betriebsfrequenz kaum von der Frequenz abhängig ist. Daraus folgt geringerer Magnetisierungsstrom, eine sehr geringe Steigung des Verhältnisses der Ausgangsspannung zur Betriebsfrequenz des Wandlers sowie höhere Effizienz. [6] Es muss an dieser Stelle angemerkt werden, dass Abbildung 21 in diesem Zusammenhang nur noch als Symbolgrafik verstanden werden darf, da der Magnetisierungsstrom bei einer derartigen Übertragerauslegung nur noch wenige Prozent des eigentlichen Primärstroms beträgt.

Zusammenfassend kann besagt werden, dass ein hoher m-Wert hohe Magnetisierungsinduktivität und geringe Streuinduktivität impliziert. Anbei folgt eine Simulation, die drei mögliche Übertragerauslegungen mit 1) $L_r=8\mu\text{H}$, $L_m=400\mu\text{H}$ bzw. 2) $L_r=20\mu\text{H}$, $L_m=200\mu\text{H}$ sowie 3) $L_r=40\mu\text{H}$, $L_m=160\mu\text{H}$ betrachtet, wobei beim unregulierten Wandler in Auslegung 1 von einer Betriebsfrequenz von etwa 145kHz ausgegangen worden ist.

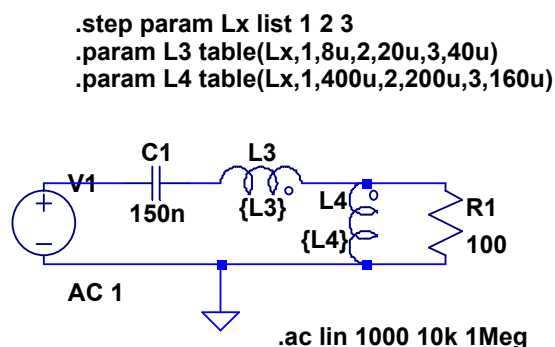


Abbildung 26: Ersatzschaltbild für Resonanzschwingkreis

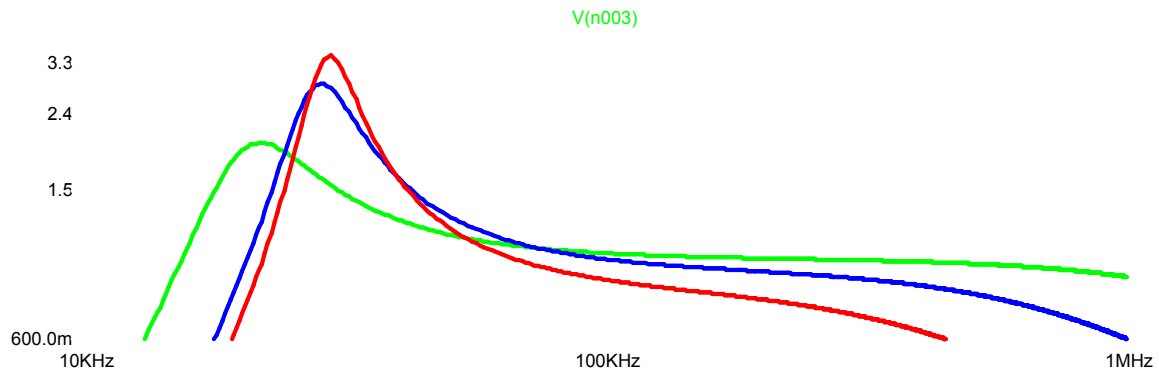


Abbildung 27: Resonanzkreisverstärkung an R1 über die Betriebsfrequenz

Verglichen mit den Anforderungen von Sperrwandlern, sind Resonanzwandlerübertrager in Bezug auf die Streuinduktivität eher unkritisch. Bei unregelmäßigen Wandlern, sind jedoch die Anforderungen an die Streuinduktivität dennoch nicht trivial, da die Forderungen nach galvanischer Netztrennung und geringer Streuinduktivität durchaus einen Spagat darstellen, da diese Forderungen gegensätzliche Ziele besitzen. In diesem Zusammenhang haben sich Übertrager mit konzentrischen Spulenkörpern der folgenden Bauart bewährt.

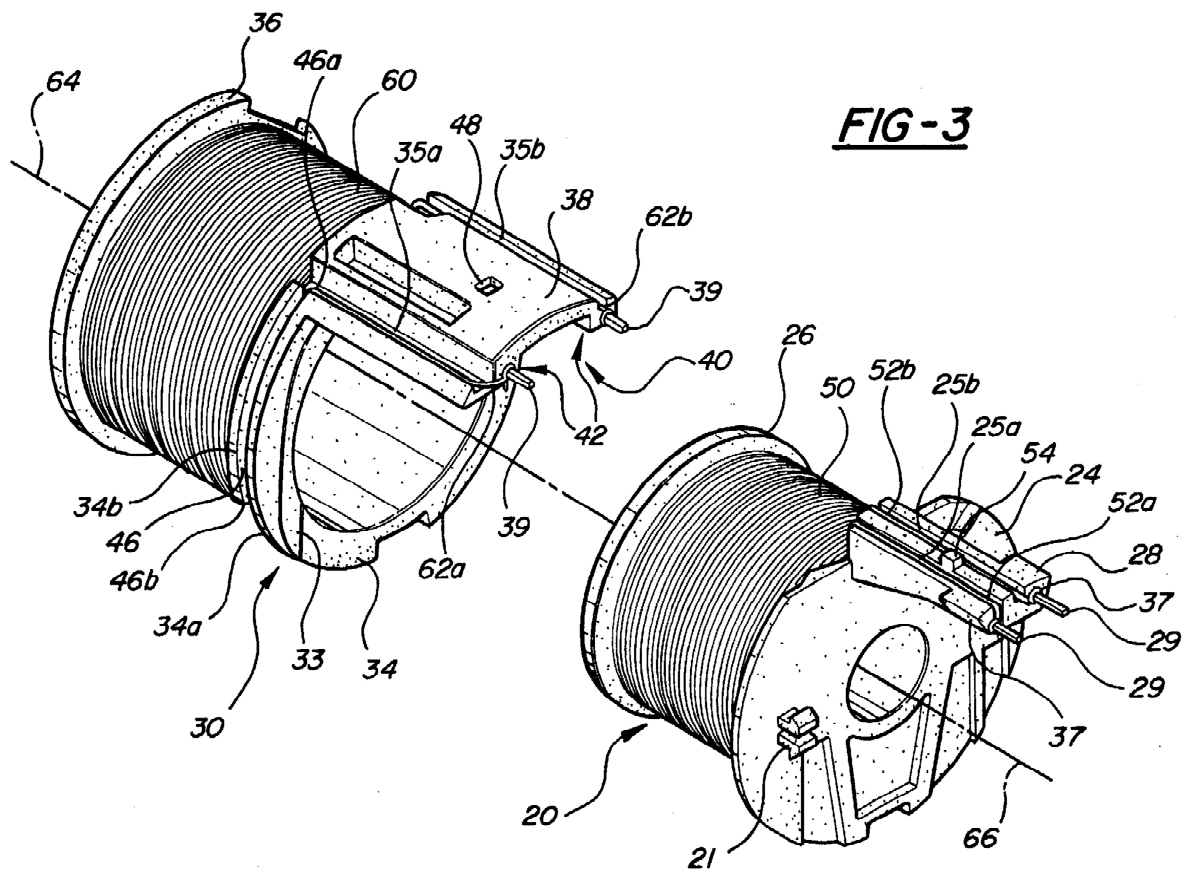


Abbildung 28: Konzentrischer Spulenkörper [7]

2.2.3 Synchrongleichrichter

Gewöhnliche Dioden besitzen unweigerlich eine gewisse Flussspannung, die im Einsatz in einem Gleichrichter Verlustleistung verursacht. Die bis dato übliche Lösung lautete effiziente Schottky-Dioden zu verwenden, allerdings lassen sich auch hier mit steigenden Strömen relevante Verluste nicht vermeiden, weswegen diese Lösung bei hohen Strömen bzw. bei den aktuellen Wirkungsgradanforderungen nicht mehr ausreichend ist.

Einen gänzlich anderen Ansatz stellen Synchrongleichrichter dar. Hier werden aktiv-gesteuerte Mosfet-Schalter verwendet um die Funktionalität eines passiven Gleichrichters nachzustellen. Interessantes Detail: Im Gegensatz zu passiven Gleichrichtern, ist es beim Synchrongleichrichter relativ einfach möglich mehrere Mosfet-Transistoren parallel zu schalten um die Flussspannung zu erniedrigen bzw. die Stromleitfähigkeit zu erhöhen.

Es ist möglich sekundärseitige Synchrongleichrichter entweder fremdgeführt oder selbstgeführt zu realisieren. Fremdgeführt bedeutet in diesem Fall, dass die Synchrongleichrichter mittels Steuersignal von der Primärseite geführt werden. Dies ist zwar praktisch möglich, allerdings ist es auf diese Art und Weise nur bedingt möglich, störungsarm zu schalten, weswegen zusätzliche Entstörungsmaßnahmen notwendig sind. Bei LLC Resonanzwandlern ist der unweigerlich vorhandene Magnetisierungsstrom I_m zusätzlich erschwerend.

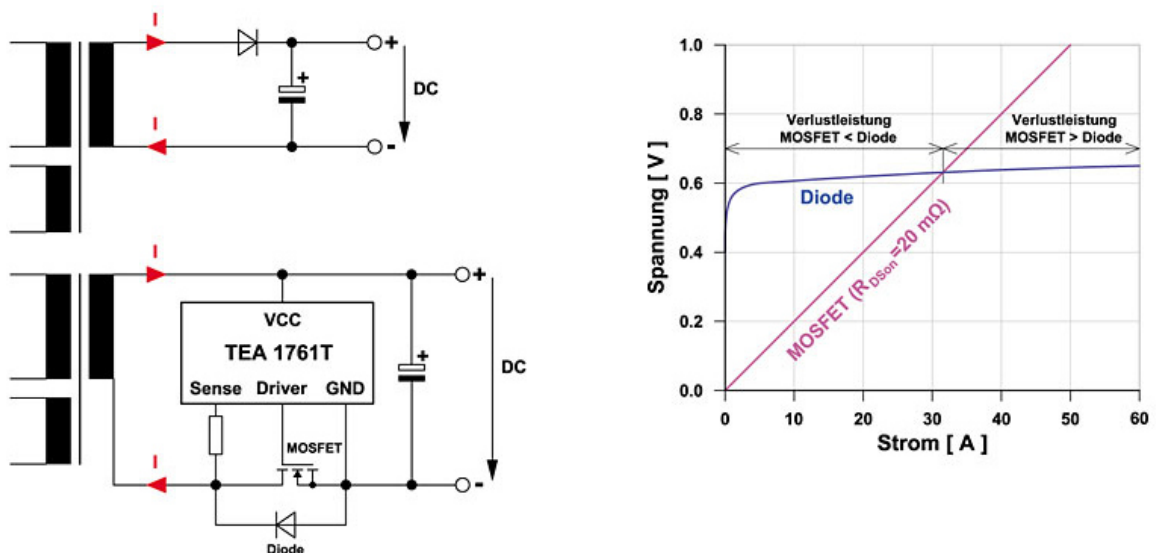


Abbildung 29: Flussspannung SI Diode vs. Selbstgeführter-Mosfet-Synchrongleichrichter [8]

Beim Einsatz in Resonanzwandlern, sind selbstgeführte Synchrongleichrichter die im Allgemeinen bevorzugte Schaltungsvariante, da diese trotz überschaubaren Schaltungsaufwandes zu ausgezeichneten Ergebnissen führen. Zusätzlich ist zu berücksichtigen, dass von zahlreichen Halbleiterherstellern preiswerte Steuerungs-ICs für diese Anwendung angeboten werden und daher diese Lösung in der Großserie mehr als nur konkurrenzfähig ist.

Wichtiges Detail: Beim Schaltungsvorschlag mit NCP4403 in Abbildung 30 ist es möglich mittels R_{Toff_min} und R_{Ton_min} eine Totzeit für die Synchrongleichrichter zu definieren um ein etwaiges Auslösen der Mosfets durch Störungen vom DC-DC Wandler effektiv zu unterbinden.

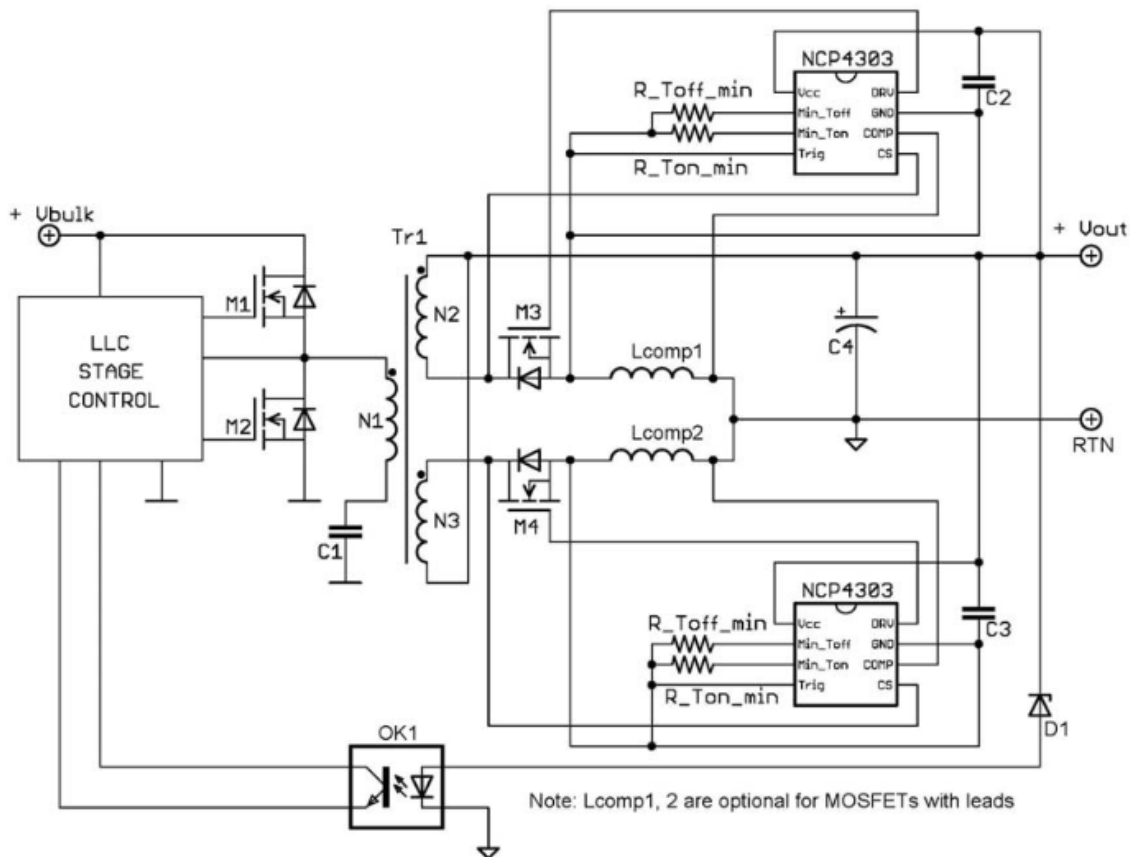


Abbildung 30: LLC Resonanzwandler mit NCP4303 gesteuerten Synchrongleichrichter [9]

Es muss an dieser Stelle angemerkt werden, dass Synchrongleichrichter ein integraler Bestandteil des DC-DC Converters sind und daher nur bedingt getrennt betrachtet werden können.

2.3 Buck-Converter

Um eine stabile, geregelte Ausgangsspannung zu erreichen ist beim mehrstufigen Netzteilkonzept mit unregulierten DC-DC Wandler ein nachgeschalteter Buck-Converter zwingend notwendig.

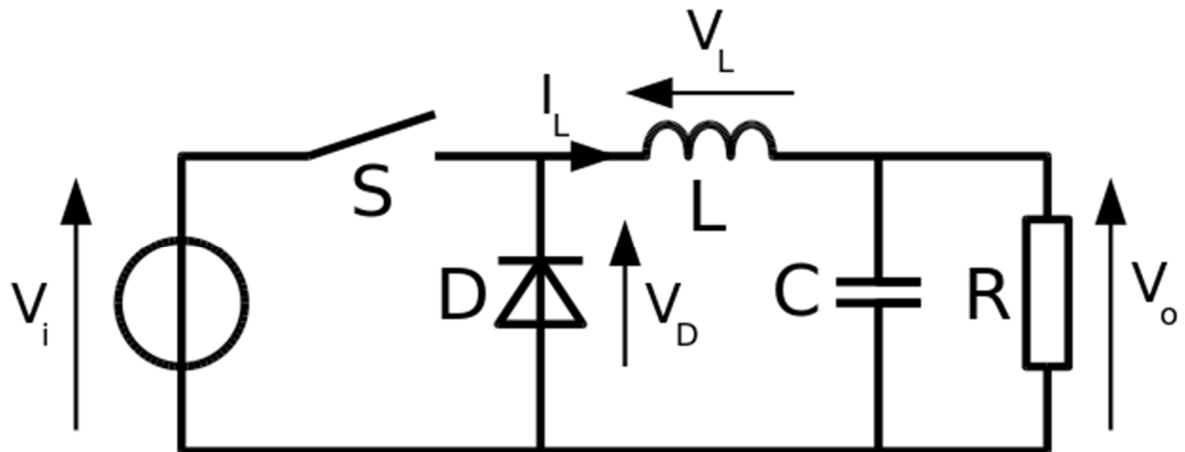


Abbildung 31: Buck-Converter [10]

Es werden synchrone Buck-Converter verwendet um einen möglichst hohen Wirkungsgrad zu erreichen. Diese Variante des Buck-Converters unterscheidet sich von der klassischen Ausführung dadurch, dass statt einer passiven Diode ein zusätzlicher aktiver Mosfet-Schalter verwendet wird.

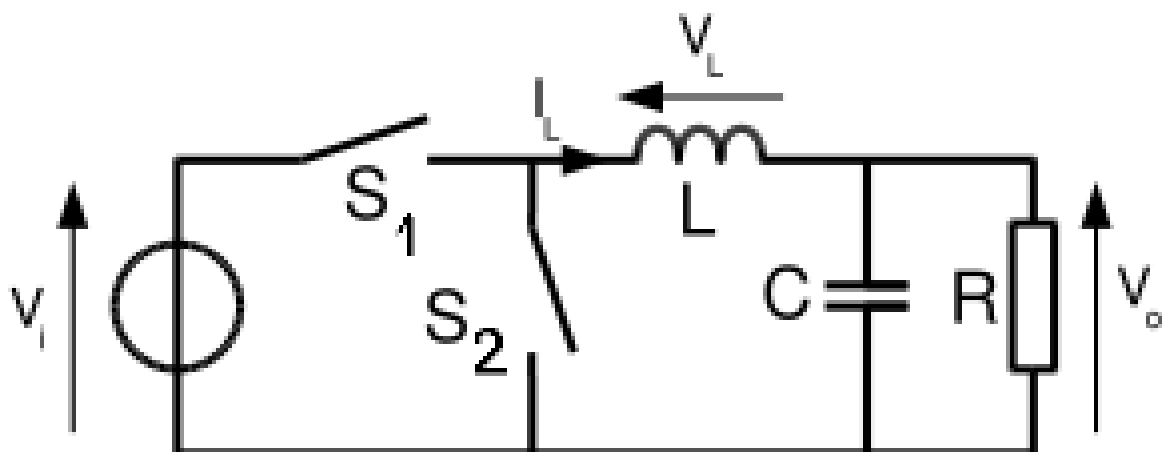


Abbildung 32: Synchroner Buck-Converter [10]

Sollte hoher Ausgangsstrom (Bsp: 40A) auf einem einzelnen Ausgang benötigt werden, werden gerne mehrphasige Buck-Converter verwendet, da dies den geschalteten Strom in beherrschbaren Regionen behält.

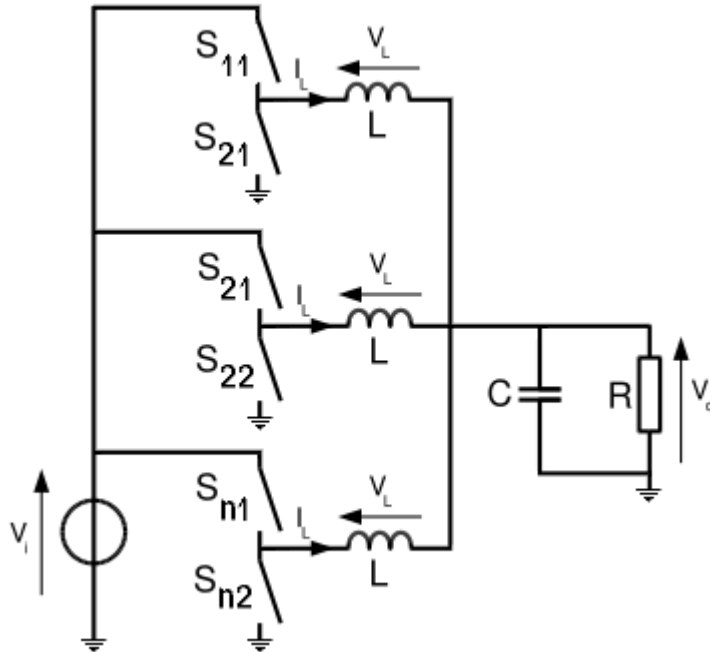


Abbildung 33: 3phasiger Buck Converter [10]

Gleichzeitig ist es gerne gesehen, dass die mechanischen Abmessungen der Ausgangsspulen verträglicher bleiben und durch die effektiv höhere Frequenz die notwendige Kapazität des Ausgangskondensators C sinkt.

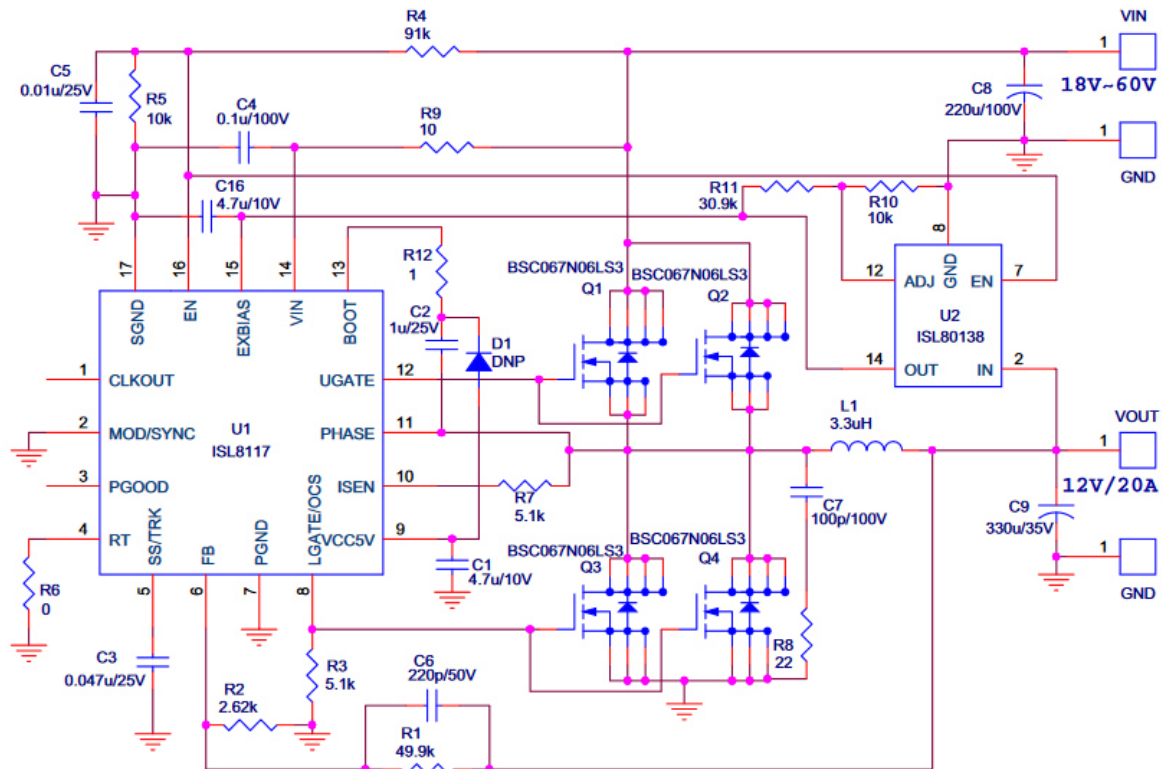


FIGURE 5. ISL8117EVAL2Z EVALUATION BOARD SCHEMATIC

Abbildung 34: praktische Realisierung eines synchronen Buck-Converters [11]

2.4 Besondere Lösungen der Industrie

Wie schon an einigen Stellen in dieser Arbeit angedeutet, sind die meisten Designentscheidungen eine Form von Kompromiss. Oft genug bedeutet eine Verbesserung auf einem Feld gänzlich neue Probleme und Aufgaben in anderen Bereichen. Wobei an dieser Stelle explizit zwischen in wissenschaftlichen Journalen publizierten Entwürfen und serientauglichen Lösungen unterschieden werden muss. Es muss berücksichtigt werden, dass die Forschungsziele akademischer Institutionen sich nur teilweise mit den Zielen von produzierenden Hightech-Unternehmen überschneiden. Bei kurzer Betrachtung von akademischer Seite kann geglaubt werden, dass die Lösungen der Industrie trivial und banal sind, während bei Betrachtung von Seite der Industrie es wiederum zur Behauptung kommen kann, dass die Lösungen aus dem universitären Bereich elegant komplex, aber ohne verkäuflichen Mehrwert sind. Viele interessante Konzepte sind bei näherer Betrachtung für die Massenproduktion nicht geeignet, da es nicht möglich ist die zusätzlichen Kosten einer spezifischen Lösung gegenüber den Käufern der Geräte erfolgreich abzubilden.

Es kommen an dieser Stelle nun einige Interessante Schaltungsbeispiele, die es zum Teil schon in kommerziell angebotene Geräte geschafft haben.

2.4.1 Trackingschaltung

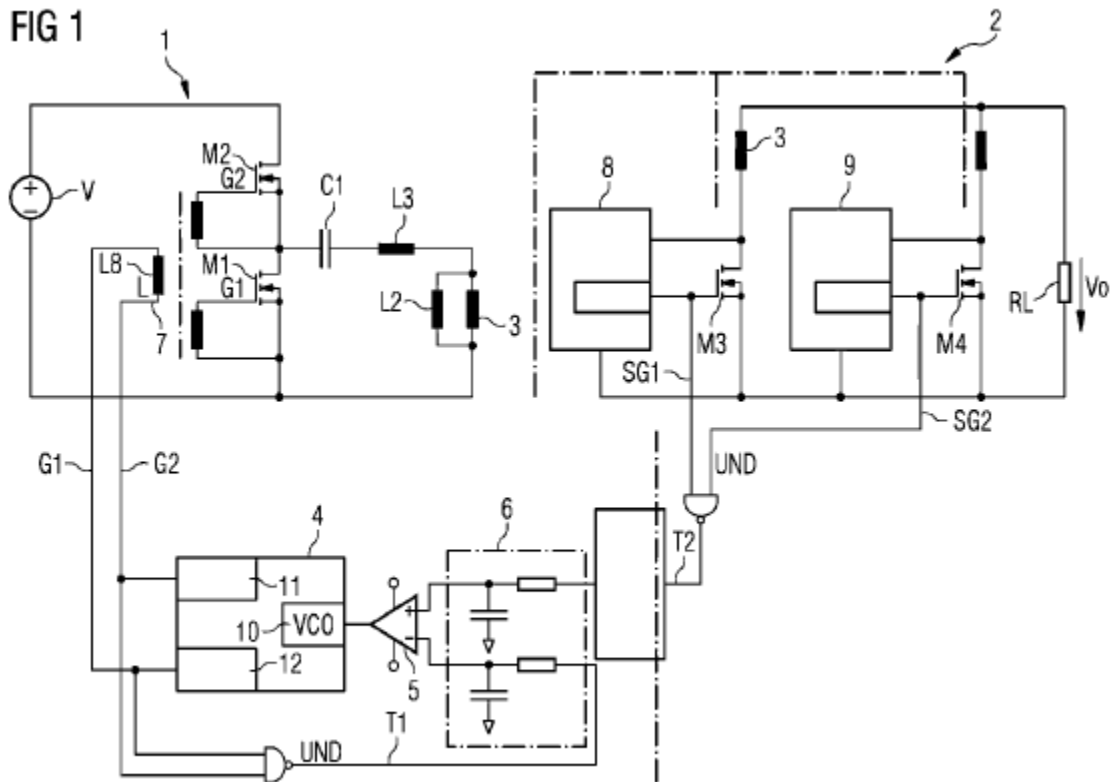


Abbildung 35: Trackingschaltung für LLC Resonanzwandler [12]

Die Idee hinter dieser Schaltung ist, dass mittels Tiefpassfiltern aus den Steuersignalen des Resonanzwandlers, sowie aus den Steuersignalen der Synchrongleichrichter Gleichspannungen gebildet werden. Diese werden dann subtrahiert und dem VCO des Resonanzwandler-Steuer-ICs zugeführt. Auf diese Art und Weise ist es möglich die Betriebsfrequenz des Wandlers aktiv in den Resonanzpunkt zu bringen. Die Steuerung der Synchrongleichrichter folgt der veränderten Betriebsfrequenz.

Es muss an dieser Stelle erwähnt werden, dass die Zeitkonstante der Trackingschaltung eher hoch gewählt ist, weswegen es sich tatsächlich um eine Korrektur der Betriebsfrequenz und nicht um eine Regelung innerhalb des Schaltzyklus handelt.

Besonderes Merkmal: Im Gegensatz zu anderen Lösungen werden aktiv Bauteil- bzw. insbesondere Übertragertoleranzen und Umgebungsvarianten wie die Betriebstemperatur aktiv kompensiert. Folglich arbeitet die Schaltung auch in realen, nicht idealen Bedingungen im Resonanzarbeitspunkt, womit eine klar und deutlich messbare Steigerung des Wirkungsgrades erreichbar ist.

2.4.2 Parallelschaltung mehrerer Resonanzwandler

Angenommen es ist aus produktpolitischen Gründen erwünscht, ein ganzes Portfolio an Industriestromversorgungen anzubieten, wäre es naheliegend, mehrere Wandler parallel zu schalten. Die bei der Parallelschaltung entstehende Herausforderung ist, dass ein Resonanzwandler eigentlich als Spannungsquelle mit geringem Innenwiderstand modelliert werden kann. Werden nun mehrere Wandler einfach parallelgeschaltet, ist nicht gewährleistet, dass die Lastströme zuverlässig auf beide Wandler verteilt werden.

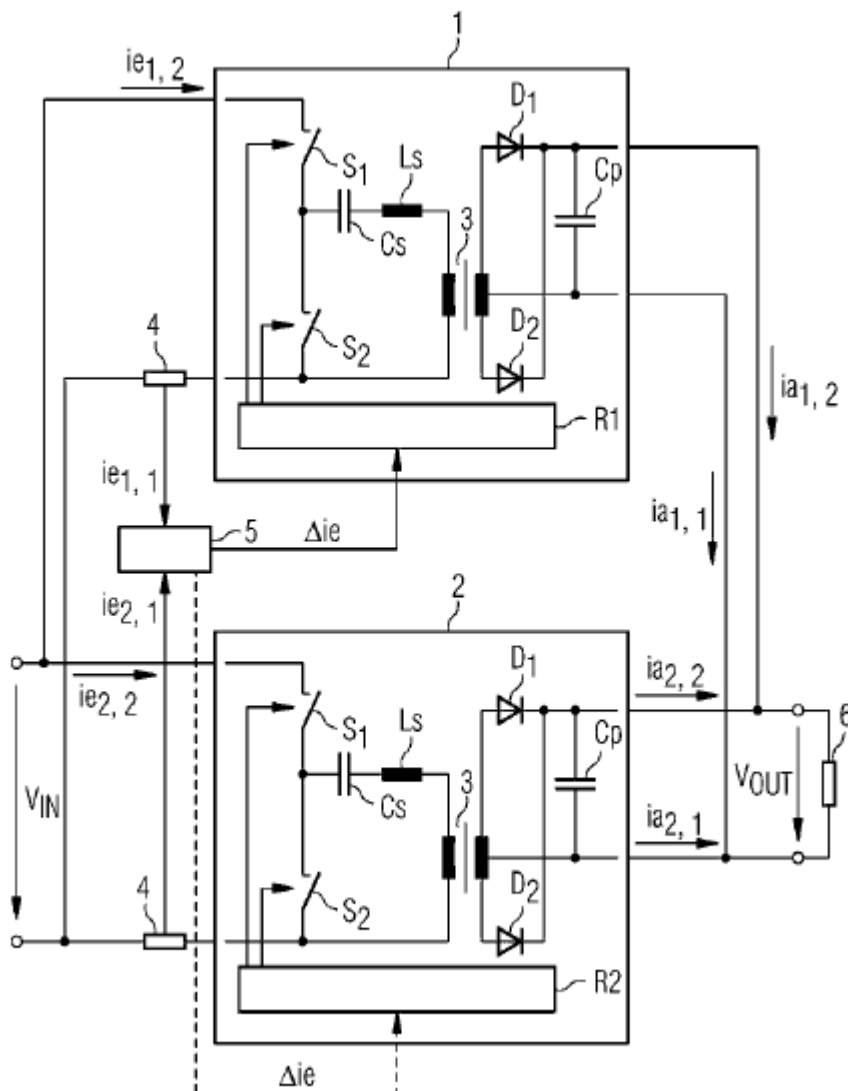


Abbildung 36: Parallelschaltung von Resonanzwandlern [13]

Bei dieser Schaltung wird an Messshunts (4 im Schaltplan) mittels Differenzverstärkern der Primärstrom beider Wandler gemessen. Von diesen Werten wird wieder die Differenz gebildet und dem Steuer-IC (R1 im Schaltplan) des oberen Wandlers zugeführt. Auf diese Art und Weise wird der Strom beider Wandler über die Betriebsfrequenz des oberen

Wandlers angeglichen. Eine weitere interessante Lösung könnte die Deaktivierung einzelner Wandler im Teillastbereich sein um den Wirkungsgrad bei geringer Last zu verbessern.

3 Zukunftsaussichten

Ein Blick in die Zukunft hat leider immer eine gewisse Tendenz mit Kaffeesudlesen gleichgesetzt zu werden. Es gibt allerdings einige bereits laufende Trends, die sich aller Voraussicht nach fortsetzen werden, wobei diese Aufzählung keinen Anspruch auf Vollständigkeit erheben möchte.

Es wird erwartet, dass Halbleiter auch weiterhin konsequent immer bessere Parameter, bei gleichzeitig fallenden Kosten, liefern werden. Folglich ist mit steigender Komplexität von Netzteilschaltungen zu rechnen. Besonders interessant könnte Interleaving bei Resonanzwandlern werden, sofern kostengünstige und serientaugliche Lösungen für die Regelung der Schaltung gefunden werden können.

Nachdem die Lebensdauer der meisten Schaltungen von den eingesetzten Elektrolytkondensatoren begrenzt wird, ist es denkbar, dass in Zukunft bei 3-phasigen Netzteilen statt Elektrolytkondensatoren Folien- bzw. Keramik-Vielschicht-Kondensatoren angewendet werden.

SiC-Mosfets bieten bei Hochspannungs-Mosfets bisher ungekannte Leistungswerte, allerdings ist diese Technologie beim Serieneinsatz in Netzteilen kleiner, sprich unter 1kW Nennleistung, mit Stand 2016 noch nicht bis in die Großserie vorgedrungen. Es ist allerdings absehbar, dass diese Transistoren zunehmend auch bei kleineren Geräten Verwendung finden werden.

Ein weiteres Entwicklungsfeld ist die zunehmende Verbesserung und Senkung der Varianzen von Übertragern und Drosseln. [14] Mögliche Ansätze hier sind die Verwendung von Leiterplattentransformatoren und die Herstellung von Drosseln und Übertragern mit Flachdrahtwindungen. [15]

Möglicherweise wird es in besonderen Anwendungen zum Serieneinsatz von DSPs innerhalb des Netzteiles kommen. Im universitären Bereich ist es durchaus gang und gebe, dass spezifische Regelungslösungen mit leistungsfähigen DSPs realisiert werden, allerdings ist diese Art von zusätzlicher Komplexität aufgrund von enormen Zusatzkosten gegenüber einer analogen Implementierung bisher noch Meilen von einem Einsatz in Produkten mit hohen Fertigungszahlen entfernt. [16]

Abseits des Leistungselektronikteils ist zu erwarten, dass Netzgeräte für den Industrieinsatz, im noch größeren Ausmaß, als heute schon gegeben, vernetzbar werden, da selbst in vielen asiatischen Ländern Fertigungsstraßen zunehmend automatisiert werden. Dies folgt dem scheinbar allgemeingültigen Credo sämtliche Parameter einer Produktionsstätte erfassen und digital verwerten zu müssen.

4 Literaturverzeichnis

- [1] 1. *TDK Power Electronics World*. **TDK Corporation Corporate Communications Dept.** 2009.
- [2] 2. *High Efficient 3kW Three-Stage Power Supply*. **H. Wetzel, N. Fröhleke, J. Böcker, P. Ide.** APEC 2006.
- [3] 3. *Importance of Quality AC Power Distribution and Understanding of EMC Standards IEC 61000-3-2, IEC 61000-3-3 & IEC 61000-3-11*. **K.N. Sakthivel, Sisir K. Das, K.R. Kini.** s.l. : Proceedings of INCEMIC 2003, 2003.
- [4] 4. *AN-9738 Design Guideline on 150W Power Supply for LED Street Lighting Design Using FL7930B and FAN7621S*. **Fairchild Semiconductor.** 2011.
- [5] 5. *Application Note AN-53 Active Power Correction Basics*. **Power Integrations.** 2011.
- [6] 6. *Resonant LLC Converter: Operation and Design 250W 33vin 400Vout Design Example*. **Infinion - S. Abdel-Rahman.** 2012.
- [7] 7. **J. W. Moody, C. Withey.** *Bobbin concentrically supporting multiple electrical coils.* 5,673,013 USA, 30. September 1997.
- [8] 8. **ELV.** *Elektronikwissen zu: Synchrongleichrichter versus Diode.* [Online] [Zitat vom: 02. 01 2017.] <https://www.elv.at/elektronikwissen/synchrongleichrichter-versus-diode.html>.
- [9] 9. *NCP4303A, NCP4303B Secondary Side Synchronous Rectification Driver for High Efficiency SMPS Topologies*. **On Semiconductor.** 2015.
- [10] 10. **Wikipedia.** *Buck converter.* [Online] [Zitat vom: 02. 01 2017.] https://en.wikipedia.org/wiki/Buck_converter.
- [11] 11. *ISL8117 Synchronous Step-down PWM Controller*. **Intersil.** 2015.
- [12] 12. **J. Dyszewski, S. Reschenauer.** *Regelung eines Resonanzwandlers.* EP2 961 054 A1 EU, 25. 06 2014.
- [13] 13. —. *Regelung einer Parallelschaltung zumindest zweier Resonanzwandler.* EP2 961 050 A1 EU, 25. 06 2014.
- [14] 14. *Topology Investigation for Front End DC/DC Conversion for Distributed Power System, Chapter 5*. **Yang, Bo.** s.l. : Dissertation submitted to the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, 2003.

- [15] 15. *Optimized Design of LLC Resonant Converters Incorporating Planar Magnetics*. **J. Zhang, W. G. Hurley, W. H. Wolfle, M. C. Duffy**. s.l. : IEEE, 2013.
- [16] 16. *LLC Converteres with Automatic Resonant Frequency Tracking Based on Synchronous Rectifier (SR) Gate Driving Signals*. **W. Feng, P. Mattavello, F. C. Lee, D. Fu**. s.l. : IEEE, 2011.

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Fortschritt bei der Baugröße von Industrie-Schaltnetzteilen (1).....	8
Abbildung 2: Aufbau dreistufiges Netzteil	9
Abbildung 3: Eigenschaften und Aufgaben der Funktionsblöcke	9
Abbildung 4: Netzteil mit Kondensatoreingang	11
Abbildung 5: Stromfluss bei Kondensatoreingang	11
Abbildung 6: Beispiel für passive PFC.....	12
Abbildung 7: Stromfluss bei passiver PFC.....	12
Abbildung 8: passive PFC mit Drehstromversorgung	13
Abbildung 9: Außenleiterspannungen sowie Spannung vor L1	13
Abbildung 10: Spannungs- und Stromverlauf an L1.....	14
Abbildung 11: Boost PFC Schaltbild (4).....	15
Abbildung 12: BCM / CCM Modus (4).....	15
Abbildung 13: BCM PFC Kurven (4).....	16
Abbildung 14: Boost-PFC Eingangstrom in Abhängigkeit von der Last (4).....	17
Abbildung 15: Schaltplan einer Buck PFC Stufe (5).....	18
Abbildung 16: Stromverlauf der Buck PFC (5)	18
Abbildung 17: Schaltverhalten der Buck-PFC Stufe (5)	19
Abbildung 18: Eingangsstrom der Buck PFC Stufe (5)	19
Abbildung 19 – Prinzipschaltbild LLC Resonanzwandler (4).....	20
Abbildung 20: Schaltplan des Halbbrücken LLC Resonanzwandlers (4).....	21
Abbildung 21: Übliche Kurven für LLC Resonanzwandler (4)	21
Abbildung 22: LLC Resonanzkreis (6)	22
Abbildung 23: Verstärkung des Resonanzkreises (6)	22
Abbildung 24: Formeln (6)	23
Abbildung 25: Spannungsverstärkung des Resonanzkreises in Abhängigkeit von der Last (6)	23
Abbildung 26: Ersatzschaltbild für Resonanzschwingkreis	24
Abbildung 27: Resonanzkreisverstärkung an R1 über die Betriebsfrequenz.....	25
Abbildung 28: Konzentrischer Spulenkörper (7)	25
Abbildung 29: Flussspannung SI Diode vs. Selbstgeführter-Mosfet-Synchronegleichrichter (8)	26
Abbildung 30: LLC Resonanzwandler mit NCP4303 gesteuerten Synchronegleichrichter (9).....	27
Abbildung 31: Buck-Converter (10)	28
Abbildung 32: Synchroner Buck-Converter (10).....	28
Abbildung 33: 3phasiger Buck Converter (10)	29
Abbildung 34: praktische Realisierung eines synchronen Buck-Converters (11)	30
Abbildung 35: Trackingschaltung für LLC Resonanzwandler (12).....	31
Abbildung 36: Parallelschaltung von Resonanzwandlern (13)	32

