

# **Leistungselektronik für dezentrale Brennstoffzellen/ Batterieanlagen**

**Dissertation**

zur Erlangung des akademischen Grades

**Doktoringenieur  
(Dr.-Ing.)**

von M.Sc. Oleksandr Krykunov

geb. am 03.03.1980 in Donezk (Ukraine)

genehmigt durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. A. Lindemann  
Prof. Dr.-Ing. habil. Frank Palis

Promotionskolloquium am 13.10.09

# Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand während meines Studiums als Promotionsstudent des Institutes für Elektrische Energiesysteme (IESY) der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg.

Allen voran bin ich dem Herr Prof. Dr.-Ing. habil. H. Mecke, der am 28. Oktober 2004 plötzlich verstorben ist, dankbar. Er hat mir den Einstieg in der Thematik ermöglicht.

Herrn Prof. Dr.-Ing. A. Lindemann danke ich für die Übernahme der Betreuung meiner Arbeit, die nötigen Impulse zum Fortgang der Arbeit und die freundliche Unterstützung in der Endphase der Dissertation. Besonders dankbar bin ich zum Dr.-Ing. W. Fischer für seine Hinweise und Unterstützung während meines Studiums.

Mein herzlicher Dank gilt ferner meinen Eltern, meiner Schwester und Dr.-Ing. F. Müller für die moralische Unterstützung und Motivation während der gesamten Zeit der Bearbeitung der Dissertation.

## Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Zielstellung der Arbeit	3
3	Stand der Technik	5
3.1	Einführung in die Brennstoffzellentechnologie	5
3.2	Elektrisches Verhalten einer Brennstoffzelle	6
3.3	Prinzip der dezentralen Energieversorgung	10
3.4	Prinzip und Konzepte eines dezentralen brennstoffzellenbasierten Energieversorgungssystems	13
3.5	Darstellung unidirektionaler DC/DC-Wandlerschaltungen	21
4	Theoretischer Vergleich unidirektionaler DC/DC-Wandlerschaltungen	32
4.1	Methodik des Vergleichs	32
4.2	Schaltungsvergleich	39
4.2.1	Doppeldurchflusswandler in asymmetrischer Halbbrückenschaltung	39
4.2.2	Spannungsgespeister Vollbrückenwandler	41
4.2.3	Stromgespeister Vollbrückenwandler und Gegentaktwandler	43
4.2.4	Hochsetzsteller mit geteilter Drossel	46
4.2.5	Zusammenfassung	48
5	Analyse des erweiterten Durchflusswandlers	52
5.1	Ableitung der Schaltung des erweiterten Durchflusswandlers	52
5.2	Mathematische Analyse des erweiterten Durchflusswandlers mit einem idealen Transformator	57
5.2.1	Zielstellung	57

## Inhaltsverzeichnis

---

5.2.2	Kontinuierlicher Betrieb	58
5.2.3	Diskontinuierliche Betriebsfälle	71
5.3	Mathematische Analyse des erweiterten Durchflusswandlers mit einem nichtidealen Transformator	78
5.3.1	Kontinuierlicher Betrieb	78
5.3.2	Diskontinuierlicher Betrieb	90
5.4	Dimensionierung des Leistungsteils	92
5.5	Theoretischer Vergleich des erweiterten Durchflusswandlers mit anderen DC/DC-Wandlerschaltungen	106
6	Regelung des erweiterten Durchflusswandlers	109
6.1	Regelungskonzept	109
6.2	Regelungstechnische Modellierung des erweiterten Durchflusswandlers	110
6.3	Reglerdimensionierung	128
7	Praktische Realisierung des erweiterten Durchflusswandlers	135
7.1	Überblick über den gesamten Aufbau	135
7.2	Aufbau der Ansteuereinheit	136
7.3	Messergebnisse	138
7.3.1	Funktionsweise	138
7.3.2	Schaltverhalten der MOSFET und der Gesamtwirkungsgrad	141
7.3.3	Stationäre Kennlinien	144
7.3.4	Regelung	147
8	Zusammenfassung	150
	Literaturverzeichnis	152
	Formelzeichen und Abkürzungen	161
	Anhang	179

# 1 Einleitung

Die Bemühungen um eine effizientere Energieträgernutzung und Energieeinsparung haben zu einer zunehmenden Dezentralisierung der Energiewirtschaft geführt. Eine dezentrale Energieversorgung kann durch den Einsatz von kleineren Generatoren (in der Regel bis 10MW) aufgebaut werden, die sich in der unmittelbaren Nähe der Verbraucher befinden. Der Versorgung der Generatoren dienen regenerativen Energiequellen. Diese Generatoren zeichnen sich im Vergleich zu den konventionellen Kraftwerken, die fossile Energieträger oder Kernenergie verwenden, durch geringere Kosten für die Übertragung und Verteilung der elektrischen Energie, die Modularität, effizientere Energieträgernutzung und Umweltfreundlichkeit aus. Die modernen rechnerunterstützten Steuerungssysteme und Datenfernübertragungs- und Überwachungstechnologien ermöglichen einen automatischen Betrieb der relativ kleinen Generatoren. Es ist nur wenig Personal erforderlich, um einen sicheren und zuverlässigen Betrieb des Generators zu gewährleisten. Der Instandhaltungs- und Inspektionsbedarf ist ebenfalls reduziert.

Für die meisten kommerziellen und industriellen Verbraucher hat die Zuverlässigkeit der Energieversorgung eine große Bedeutung. Das dezentrale Energieversorgungssystem bietet eine Möglichkeit, die Zuverlässigkeit der Energieversorgung zu erhöhen. Das wird durch den zusätzlichen Generator in der unmittelbaren Nähe der Verbraucher erreicht. Dieser Generator übernimmt die Energieversorgung der Verbraucher beim Ausfall des Hauptgenerators.

Beispiele für regenerative Energiequellen sind z.B. Windenergie, Sonnenenergie und Energie aus der BZ (Brennstoffzelle). Die BZ sind von besonderer Interesse aufgrund eines relativ hohen Wirkungsgrades. William Grove hat das Funktionsprinzip einer BZ im Jahre 1839 entdeckt und eine „Wasserstoff-Sauerstoff-Batterie“ realisiert. Die Interesse an der BZ für die Stromerzeugung schwand nach der Entdeckung des Dynamoprinzips durch Werner von Siemens im Jahre 1866 jedoch zunächst. „Die Diskussion um die Beeinflussung des Klimas, vornehmlich durch das Treibhausgas CO<sub>2</sub> und die beschränkt zur Verfügung stehenden fossilen Energieträger führten zu einem Diskussionsprozess, der einen nachhaltigen Umgang mit den Energieressourcen

forcierte. Der Schwerpunkt bei derzeitigen Energieversorgungskonzepten liegt in deren Umweltverträglichkeit und der möglichst optimalen Nutzung des Brennstoffs. BZ, als äußerst effiziente und umweltfreundliche Energietechnologie mit äußerst niedrigen Schadstoffemissionen, erfüllen diese Anforderungen und sind aus diesem Grund in den siebziger Jahren für die stationäre Energieversorgung quasi wiederentdeckt worden“ [1].

BZ sind elektrochemische Systeme, die chemische Energie direkt in Elektrizität umwandeln, indem aus Wasserstoff und Sauerstoff Wasser gebildet wird. Wasserstoff ist auf der Erde in nichtgebundener Form nicht vorhanden. Es gibt verschiedene Verfahren zur Erzeugung des Wasserstoffes [1]. Er kann durch eine chemische Reaktion aus kohlenstoffhaltigen Energieträgern erzeugt werden. Für einen geschlossenen und umweltfreundlichen Stoffkreislauf kommt für eine solche Reaktion Wasser in Frage, weil bei der Verbrennung des Wasserstoffes erneut Wasser entsteht. Die bei dieser Reaktion freigesetzte Wärme wird soweit wie möglich als Nutzwärme ausgekoppelt [1]. „Besonders vorteilhaft ist hierbei die Verwendung der Wärme für die ganzjährige Warmwasserbereitung und als Prozesswärme (z. B. für die Bereitstellung von Klima- oder Prozesskälte auf der Basis von Sorptionkältemaschinen)“ [1]. Eine umweltfreundliche Energieerzeugung mit Hilfe des Wasserstoffes ist auch dann möglich, wenn der Wasserstoff mit regenerativen Energiequellen erzeugt wird.

Die Hauptvorteile der Brennstoffzellentechnologie im Vergleich zu den konventionellen Energieerzeugungssystemen auf Basis fossiler Rohstoffe sind ein hoher Wirkungsgrad bei Voll- und Teillast, die einfache Regelbarkeit, der modulare Aufbau, ein geringer Wartungsaufwand, das Fehlen von Schadstoff- und Lärmemissionen sowie von rotierenden Teilen in den Hauptaggregaten. Der modulare Aufbau der BZ ermöglicht, die Leistung der BZ genau auf die gewünschte Leistung des Verbrauchers anzupassen. Die BZ kann für die Energieversorgung von Gleichspannungsverbrauchern, Verbrauchern in Wohngebieten und Gewerbegebieten, großer industrieller Verbraucher, elektrischen Fahrzeugmotoren oder Transport- und Kommunikationsausrüstung verwendet werden. Der leistungselektronische Teil zwischen der BZ und einem Verbraucher soll die von der BZ erzeugte Gleichspannung, die relativ niedrig und stark lastabhängig ist, in die vom Verbraucher benötigte Spannung umwandeln. Die Struktur dieses leistungselektronischen Teils hängt vom Typ des Verbrauchers ab. Der Entwurf eines leistungselektronischen Teils für kleine Elektrogeräte in einem dezentralen Energieversorgungssystem ist Gegenstand der vorliegenden Arbeit.

## 2 Zielstellung der Arbeit

Die Umweltbelastung mit Abgasen, insbesondere mit Kohlendioxid, durch Prozesse, die von der Energieerzeugung hervorgerufen werden, und die begrenzte Menge der vorhandenen fossilen Energieressourcen haben zu einer zunehmenden Interesse an umweltfreundlichen Energieressourcen wie der BZ geführt. Das zunehmende Interesse an die BZ ist auch mit dem hohen Wirkungsgrad der BZ verbunden. Das zukünftige Energieversorgungssystem sieht vor, dass die Brennstoffzellensysteme in die bestehenden Verteilungsnetze integriert werden.

Diese Arbeit beschäftigt sich mit dem Entwurf des leistungselektronischen Teils einer BZ für die Energieversorgung kleiner Elektrogeräte in einem dezentralen Energieversorgungssystem. Für diesen Typ des Verbrauchers kann dieser leistungselektronische Teil aus einem nach der BZ angeschlossenen DC/DC-Wandler und einem WR (Wechselrichter) bestehen. Der DC/DC-Wandler wandelt die niedrige und stark lastabhängige Spannung der BZ in eine relativ hohe und stabile Gleichspannung um. Diese wiederum wird mit Hilfe eines WR in eine Wechsellspannung umgewandelt. In der Arbeit wird speziell dieser DC/DC-Wandler betrachtet.

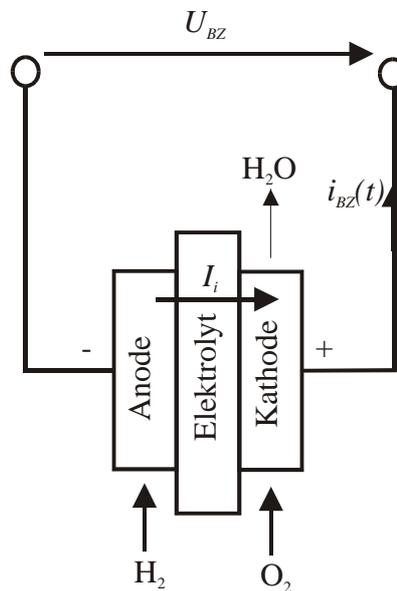
Zuerst werden die quantitativen Kriterien für den Vergleich von DC/DC-Wandlerschaltungen abgeleitet. Der DC/DC-Wandler für die BZ soll unabhängig von Eingangsspannungsänderungen und Laständerungen eine stabile Spannung für den Zwischenkreis des dreiphasigen Wechselrichters liefern. Die existierenden DC/DC-Wandlerschaltungen weisen einen relativ hohen Wirkungsgrad auf. Der Nachteil dieser Schaltungen ist ein relativ hoher Bauelementeaufwand. Es besteht deshalb Interesse an der Entwicklung einer alternativen DC/DC-Wandlerschaltung mit einem möglichst niedrigen Bauelementeaufwand. Die Ableitung einer solchen Schaltung, die mathematische Analyse ihres stationären Verhaltens und die Entwicklung der Regelung sind die Hauptziele der vorliegenden Arbeit. Der Einfluss der Streuinduktivitäten des Transformators auf das stationäre Verhalten dieser Schaltung und auf die praktische Dimensionierung wird zunächst mathematisch analysiert. Ziel der mathematischen Analyse ist, zu ermitteln, welche Betriebsfälle in der Schaltung auftreten. Danach

erfolgt die Dimensionierung des Leistungsteils und die Erarbeitung des Regelungskonzeptes für die neue Schaltung. Dieses Konzept soll einen sicheren Anlauf der Schaltung und einen Betrieb der Schaltung nur im zulässigen Betriebsbereich gewährleisten. Für die praktische Reglerdimensionierung wird das Kleinsignalmodell des Wandlers benötigt, welches für den Betriebsfall, der im Nennarbeitspunkt auftritt, gültig ist. Mit Hilfe dieses Modells kann der Regler so dimensioniert werden, dass der geschlossene Regelkreis im ganzen Bereich der Änderung der Brennstoffzellenspannung stabil und gegenüber Eingangsspannungsänderungen und Lastspannungsänderungen unempfindlich ist. Die prinzipielle Funktionsweise der Schaltung, die stationären Kennlinien und das entwickelte Regelungskonzept werden zum Abschluss am aufgebauten Funktionsmuster für die Leistung von 1kW praktisch verifiziert.

### 3 Stand der Technik

#### 3.1 Einführung in die Brennstoffzellentechnologie

In Abschnitt 3.1 wird das Funktionsprinzip der BZ erläutert. Die Zelle, *Abb. 3.1*, besteht aus dem in der Mitte befindlichen Elektrolyten und den beiden mit dem äußeren Stromkreis verbundenen Elektroden.



*Abb. 3.1: Schematischer Aufbau einer Zelle eines Brennstoffzellenstapels*

Gasräume sind im Schema links und rechts von den Elektroden angeordnet. Sie dienen zur Versorgung der Elektroden mit Wasserstoff und Sauerstoff. Die Elektroden müssen daher sehr gut gasdurchlässig sein, was durch eine poröse Struktur der Elektroden erreicht wird. Der Elektrolyt hingegen sollte nach Möglichkeit keine Gasdurchlässigkeit aufweisen [2]. Für praktische Anwendungen werden wesentlich höhere Spannungen als die Zellspannung von ca. 0,7V, die eine einzelne Membran-Elektrodeneinheit zur Verfügung stellt, benötigt. Daher werden die Membran-Elektrodeneinheiten im Brennstoffzellenstapel seriell zusammengeschaltet. BZ werden üblicherweise nach ihrem Elektrolyten klassifiziert. Die meisten BZ verwenden nichtflüssige Elektrolyte, weil keine Probleme mit der Flüssigkeitsdichtung auftreten und somit weniger Korrosionsprobleme entstehen. Die Herstellung der Zellen ist in diesem Fall einfacher.

Man unterscheidet zwischen alkalischen BZ, PEM-BZ (Polymer-Elektrolyt-Membran-Brennstoffzelle), phosphorsauren BZ, Karbonat-Schmelze-BZ und oxidkeramischen BZ. Die Eigenschaften von verschiedenen Brennstoffzellentypen werden in [2] erläutert. In manchen Fällen erfolgt die Klassifizierung auch grob nach der Betriebstemperatur (Hochtemperatur- und Niedertemperaturbrennstoffzellen). Die PEM-BZ weist bei einem geringen Gewicht eine hohe Leistungsdichte auf und benötigt statt reinem Sauerstoff nur Luftsauerstoff als Reaktionsgas. Als Elektrolyt kommt eine protonenleitende Polymer-Elektrolyt-Feststoff-Membrane aus sulfoniertem Polymer zum Einsatz. Die Leistungsabgabe einer PEM-BZ lässt sich mit einer relativ hohen Dynamik regeln [2]. Derzeit steht die PEM-BZ im Vordergrund der gesamten Brennstoffzellenentwicklung. Der Grund ist das große Potential für die Massenfertigung dieses Zelltyps. Die BZ ist außerdem eine sehr umweltfreundliche und geräuschfreie Energiequelle. Durch die Kopplung von Wärme- und Stromerzeugung aus der BZ können erhebliche Mengen an Erdgas eingespart werden. Daher eignet sich die PEM-BZ hervorragend für die dezentrale Energieversorgung.

### 3.2 Elektrisches Verhalten einer Brennstoffzelle

Der erste Schritt zum Verständnis des Betriebes einer BZ ist die Bestimmung des idealisierten Verhaltens. Das idealisierte elektrische Verhalten einer BZ ist stark von den Betriebsbedingungen (Druck, Temperatur usw.) abhängig. Die entsprechende, so genannte Nernst-Gleichung für die Ermittlung der idealen Spannung der BZ in Abhängigkeit von diesen Bedingungen ist in [2] angegeben. Sobald das idealisierte Verhalten definiert ist, können die in der BZ auftretenden Verluste von den aus dem idealisierten Verhalten resultierenden Werten abgezogen werden, um das reale statische Verhalten der BZ zu bestimmen:

$$u_{BZ}(t) = E_{BZ} - i_{BZ}(t) \cdot R_{BZ,stat} - \Delta u_{dyn}(t) \quad (3.1)$$

Der statische Widerstand der BZ kann laut [1] wie folgt ermittelt werden:

$$R_{BZ,stat} = R_{BZ,ohm} + R_{BZ,akt} + R_{BZ,tr} \quad (3.2)$$

Abb. 3.2 zeigt die statische Kennlinie, die in [3] als Messergebnis an einer 1 kW-BZ dargestellt wurde.

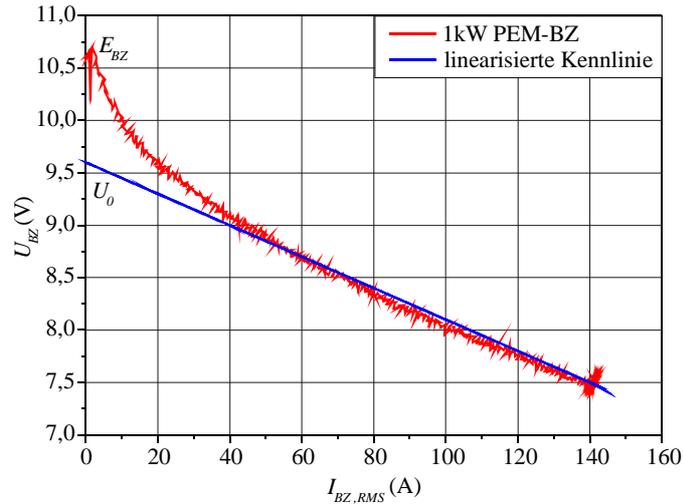


Abb. 3.2: Statische Strom-Spannungskennlinie einer 1kW-PEM-BZ und die linearisierte Kennlinie [3]

In Abb. 3.2 ist eine starke Abknickung der Kennlinie nach unten, die durch Gastransportierungsverluste verursacht wird, nicht gezeigt. Ein dauerhafter Betrieb in diesem Bereich bei relativ hohen Strömen führt zur deutlichen Verringerung der Spannung einer BZ. Wenn eine bestimmte Spannung einer BZ unterschritten wird, erhöhen sich deutlich die Verluste und die elektrochemischen Komponenten einer BZ werden zerstört. Der nachgeschaltete leistungselektronische Teil soll gewährleisten, dass die BZ bei kleineren Spannungen als diese minimal zulässige Spannung nicht betrieben wird.

Für den kommerziell verfügbaren 5kW-PEM-Brennstoffzellenstack NedStack P5 beträgt die zulässige Spannungsänderung von 22V bis 42V. Man sieht, dass die minimal zulässige Spannung der BZ etwa die Hälfte der Leerlaufspannung beträgt. Die theoretischen Betrachtungen des leistungselektronischen Teils erfolgen bei der Dimensionierung für die Leistung von 5kW und für die zulässige Änderung der Spannung der BZ von 30V bis 60V. Der nachgeschaltete leistungselektronische Teil soll für diese Änderung der Eingangsspannung ausgelegt werden.

Der Wirkungsgrad der BZ in einem bestimmten Arbeitspunkt wird in [2] wie folgt definiert:

$$\eta_{BZ,ges} = \eta_{BZ,th} \eta_{BZ,el} \eta_{BS} \quad (3.3)$$

Der thermische Wirkungsgrad der BZ lässt sich so bestimmen:

$$\eta_{BZ,th} = \frac{\Delta G}{\Delta J} = 1 - \frac{T_{BZ} \Delta S}{\Delta J} \quad (3.4)$$

Abb. 3.3 zeigt die Abhängigkeit des thermischen Wirkungsgrades einer BZ von der Temperatur der chemischen Reaktion.

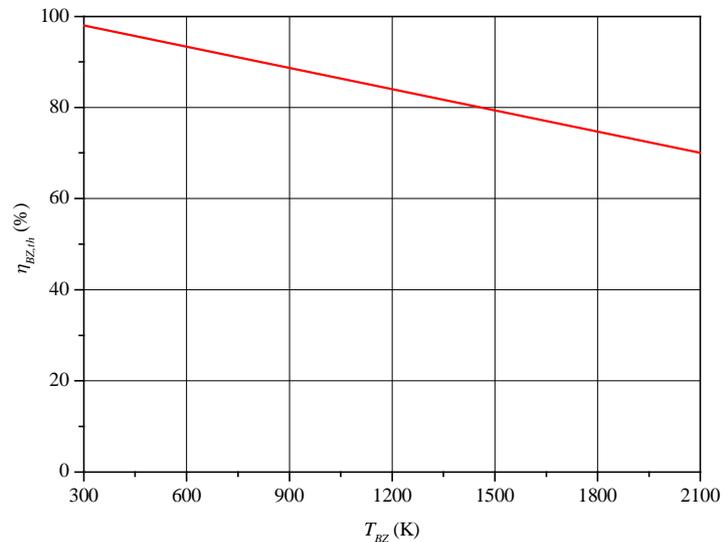


Abb. 3.3: Abhängigkeit des thermischen Wirkungsgrades der BZ von der Temperatur der chemischen Reaktion [2]

Man sieht aus der Abb. 3.3, dass relativ hohe Wirkungsgrade bei relativ geringen Temperaturen erreicht werden können. Diese Wirkungsgrade sind deutlich höher als die in [2] dargestellten Werte für die thermischen Kraftwerke. Das ist ein entscheidender Vorteil der Brennstoffzellentechnologie im Vergleich zu den thermischen Kraftwerken. Der Wirkungsgrad der thermischen Kraftwerke steigt mit der Erhöhung der Austrittstemperatur des Arbeitsmediums an [2]. Der Wirkungsgrad von etwa 70% wird erst bei der Temperatur von 1100K erreicht [2]. Der elektrische Wirkungsgrad der BZ lässt sich so bestimmen:

$$\eta_{BZ,el} = \frac{U_{BZ}}{E_{BZ}} \quad (3.5)$$

Bei den normalen Betriebsbedingungen (Umgebungstemperatur von 25°C und dem Luftdruck von 1 Atmosphäre) gilt:  $\Delta J = 285,8 \text{ kJ/mol}$ ,  $\Delta G = 237,1 \text{ kJ/mol}$ . Der Wirkungsgrad der BZ in einem bestimmten Arbeitspunkt bei den normalen Betriebsbedingungen wird gemäß Gl. (3.3) wie folgt berechnet:

$$\eta_{BZ,ges} = 0,83 \frac{U_{BZ}}{E_{BZ}} \eta_{BS} \quad (3.6)$$

Man erkennt aus der Gl. (3.6), dass der Wirkungsgrad der BZ von der Klemmenspannung der BZ abhängig ist. Der Wirkungsgrad der BZ wird mit der Verkleinerung der Last höher. Aus diesem Grund ist es besonders wichtig, den Teillastwirkungsgrad des nachgeschalteten leistungselektronischen Teils zu erhöhen, um diesen Vorteil der BZ zu nutzen.

Abb. 3.4 zeigt den Einfluss des Ausnutzungsfaktors des Brennstoffes auf die ideale Spannung der oxidkeramischen BZ. Man erkennt, dass eine bessere Ausnutzung des Brennstoffes zur Absenkung der idealen Spannung der BZ führt. Der Wirkungsgrad des Brennstoffzellensystems liegt, wie schon aus der Abb. 3.4 ersichtlich ist, bei bis zu 50%.

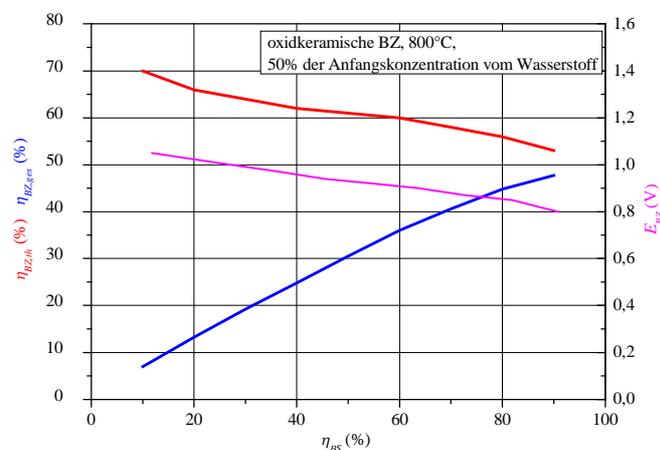
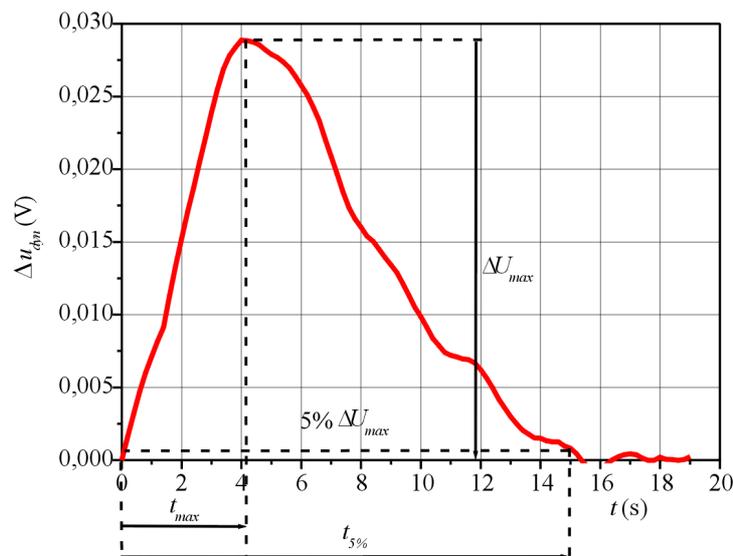


Abb. 3.4: Abhängigkeit des thermischen, gesamten Wirkungsgrades der BZ und der idealen Spannung der BZ vom Ausnutzungsfaktor des Brennstoffes [2]

Im Betrieb des Energieversorgungsnetzes kommt dem dynamischen Verhalten der BZ besondere Bedeutung zu [3]. Im Inselbetrieb, wo nur ein Energieerzeuger und starke Verbraucher vorhanden sind, können sprungartige Laständerungen auftreten. Eine kontinuierliche Laständerung ist für starke elektrische Netze typisch. Bei Lasterhöhung ist es nicht möglich, ohne Zeitverzug mehr Leistung aus der BZ zu ziehen, weil der Durchfluss vom Wasserstoff verändert werden muss. Die Konzentration des Wasserstoffs darf nicht zu weit sinken, weil eine zu niedrige Konzentration zur Verringerung der Spannung der BZ und zur Zerstörung der Membrane führen kann. Es ist andererseits nicht sinnvoll, die BZ beständig bei einem hohen Durchfluss vom Wasserstoff zu betreiben, weil der nicht verwendete Wasserstoff verloren geht. Deshalb besteht die Anforderung, der BZ genau die Menge an Wasserstoff zuzuführen, welche die BZ im gegebenen Augenblick verbrauchen kann [3]. Die Steuerungseinheit für das

Brennstoffzellensystem wird bei Laständerungen die Menge des gelieferten Wasserstoffs anpassen. Dieser Prozess verläuft sehr langsam. Aus diesem Grund kann die BZ schnellen Lastsprüngen des Verbrauchers nicht folgen. *Abb. 3.5* zeigt den zeitlichen Verlauf der Spannung der BZ beim sprunghaftigen Lastabwurf von 77A auf 72A. Die schnellen Laständerungen müssen durch eine ausreichend schnelle Antwort der Energiequelle kompensiert werden, um den Leistungsbedarf der Verbraucher zu jedem Zeitpunkt abzudecken. Daher ist es erforderlich, die dynamisch auftretenden, vorzeichenbehafteten Energiedifferenzen aufzunehmen bzw. bereitzustellen. Diese Funktion erfüllt ein Energiespeicher. Als Energiespeicher können entweder Ultrakondensatoren oder Batterien verwendet werden. Ultrakondensatoren haben viele Vorteile im Vergleich zu Batterien [4]. Die Batterien werden jedoch in der Praxis wegen geringerer Kosten bevorzugt.



*Abb. 3.5:* Dynamisches Verhalten der 1kW PEM-BZ beim sprunghaftigen Lastabwurf von 77A auf 72A [3]

### 3.3 Prinzip der dezentralen Energieversorgung

*Abb. 3.6* zeigt das prinzipielle Blockschaltbild der konventionellen zentralen Energieerzeugung. Die Energie wird von Kraftwerken, die fossile Energieträger oder Kernenergie benutzen, mit Hilfe von Übertragungskabeln und Übertragungsleitungen zu den einzelnen großen industriellen und anderen Verbrauchern geführt. Die maximale Leistung der meisten Kraftwerke beträgt 150.000 bis 800.000kW. Wegen ihrer physikalischen Größe ist die Standortwahl problematisch. Außerdem beträgt der

Wirkungsgrad von solchen Kraftwerken nur 28% bis 35%, wobei sich der Wirkungsgrad proportional zur Größe des Kraftwerkes verhält. Da Kohle relativ billig ist und die Infrastruktur für die Gewinnung und den Transport der Kohle bereits existiert, werden Kohlenkraftwerke trotz ihrer Schadstoffemissionen weiter verwendet. Ihre Verwendung beschränkt sich allerdings auf die zentrale große Generatoren [5,6].

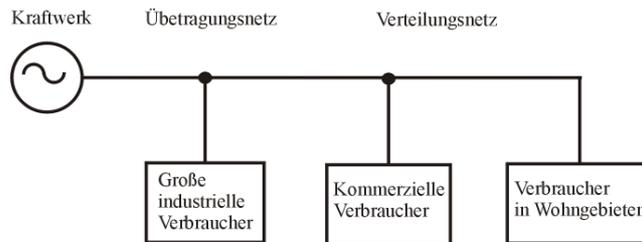


Abb. 3.6: Prinzipielles Blockschalbild der konventionellen zentralen Energieerzeugung [5]

Die dezentralen Energieerzeuger befinden sich in unmittelbarer Nähe der Verbraucher. Dadurch entstehen nur geringe Kosten für die Übertragung und Verteilung der elektrischen Energie. Das ist ein entscheidender Vorteil der dezentralen Energieversorgung im Vergleich zu der zentralen Energieversorgung. Die weiteren Vorteile sind [6]:

- Modularität,
- effizientere Energieträgernutzung,
- Umweltfreundlichkeit.

Die dezentralen Energieerzeuger werden in den Fabriken in bestimmten Bauformen, für bestimmte Standorte und Steuerungsmethoden seriengefertigt. Das führt zu einer Vereinfachung der Installation und Inbetriebnahme [6]. Die dezentralen Energieerzeuger sind wegen ihrer Modularität ab Lager mit einer relativ kurzen Lieferzeit verfügbar [6]. Das bedeutet, dass die erforderliche Anzahl dezentraler Energieerzeuger kann entsprechend dem aktuellen Leistungsbedarf verwendet werden. Bei der Änderung des Leistungsbedarfes kann die Anzahl der dezentralen Energieerzeuger in relativ kurzer Zeit und mit niedrigem Aufwand geändert werden.

„Hohe Effizienz mit hohen Wirkungsgraden auch im Teillastbetrieb, das günstige Umweltverhalten, der bereits heute mögliche Einsatz von erneuerbaren Energieträgern und die Rolle der Brennstoffzelle als Brückentechnologie auf dem Weg zur Nutzung regenerativen Wasserstoffs wecken hohe Erwartungen“ [6]. In Abhängigkeit von der

verwendeten Führungsgröße für den Betrieb einer Brennstoffzellenanlage lassen sich zwei Betriebsweisen unterscheiden [6]:

- Stromgeführt und
- wärmegeführt.

Bei der stromgeführten Betriebsweise richtet sich die BZ nach dem Lastbedarf bzw. Lastprofil der Verbraucher. Die Energie wird in das öffentliche Netz eingespeist, so wie die *Abb. 3.7A* zeigt. Die Netzbetreiber sind verpflichtet, diese Energie abzunehmen. Durch eine geeignete Betriebsführung der BZ ist eine verstärkte Lastspitzenabsenkung möglich. Bei der wärmegeführten Betriebsweise richtet sich die BZ in ihrem Lastverhalten vorrangig nach dem Wärmebedarf der Verbraucher. Mit dem Anschluss und Parallelbetrieb von BZ am Stromnetz sind zwangsläufig Auswirkungen auf den Lastgang, den Netzbetrieb und die Netzplanung verbunden. „Diese sind von der Art, Bemessung und Betriebsweise der Anlage und den jeweiligen Netzverhältnissen abhängig. Die Netzzurückwirkungen einzelner bzw. weniger kleiner Brennstoffzellenanlagen auf den Netzbetrieb werden in der Regel insgesamt als unkritisch eingestuft. Mit zunehmender Anlagenzahl bzw. installierter Leistung kann es jedoch zu kritischen Netzzurückwirkungen kommen, die dazu führen können, dass der Netzanschluss zunächst verweigert und von Anpassungsmaßnahmen abhängig gemacht wird“[6]. Die drei Kriterien (Bemessungsleistung der Betriebsmittel, Einhaltung der Spannungsanhebung und Zuverlässigkeit der Schutztechnik) können eine Rolle bei der Beschränkung für den Netzanschluss und Parallelbetrieb der Brennstoffzellenanlagen spielen. Die anderen Kriterien (Kurzschlussstrom, Langzeitflicker, Oberschwingungen, unsymmetrische Ströme oder Tonfrequenz-Rundsteueranlagen) stellen in der Regel keine Hindernisse für den Netzanschluss und Parallelbetrieb der Brennstoffzellenanlagen dar [6].

Im Fall, wenn die weit entfernten vom öffentlichen Netz Verbraucher an das Verteilungsnetz angeschlossen werden sollen und der Aufwand für den Ausbau des Verteilungsnetzes für diesen Zweck deutlich höher als der Aufwand für die Verwendung dezentraler Energieerzeuger ist, können die neuen Verbraucher an das Inselnetz angeschlossen werden, *Abb. 3.7B* [5]. Bei dieser Betriebsweise wird die elektrische Energie aus der BZ ins Inselnetz eingespeist, wie die *Abb. 3.7B* zeigt.

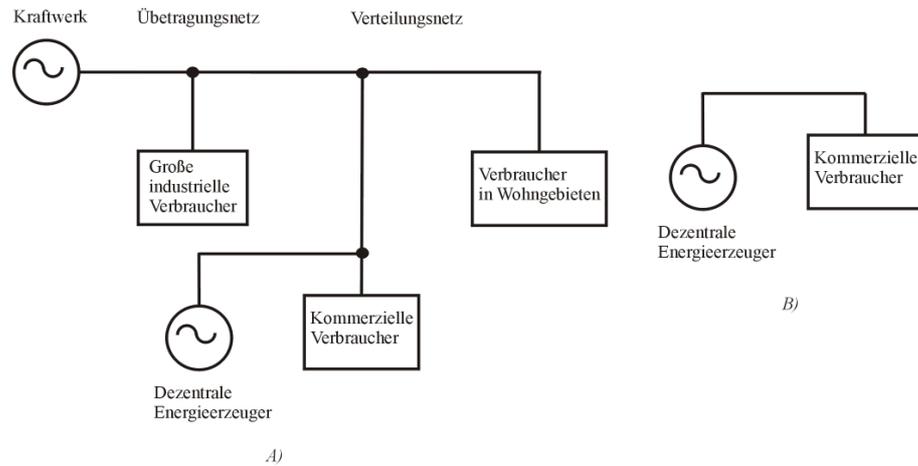


Abb. 3.7: A: Beispiel des Anschlusses eines dezentralen Energieerzeugers in das öffentliche Stromnetz; B: Beispiel des Anschlusses eines dezentralen Energieerzeugers in das Inselnetz [3]

### 3.4 Prinzip und Konzepte eines dezentralen brennstoffzellenbasierten Energieversorgungssystems

Die von der BZ erzeugte Gleichspannung wird von einem WR (Wechselrichter) in eine Wechselspannung des dreiphasigen Netzes mit einer Frequenz von 50Hz umgewandelt. Da in der vorliegenden Arbeit die Leistungselektronik für eine BZ mit einer Leerlaufspannung von 60V und einer minimal zulässigen Spannung von 30V untersucht wird, folgt daraus, dass der WR zwei Funktionen erfüllen muss:

- Hochsetzung der Spannung,
- Umwandlung der hochgesetzten Gleichspannung in eine Wechselspannung.

Zwei Typen vom WR (Spannungs-WR und Strom-WR) sind bekannt. Der Strom-WR kann beide Funktionen erfüllen. Aufgrund dessen wird kein DC/DC-Wandler zwischen der BZ und dem Strom-WR benötigt. Folglich wird die Anzahl der Bauelemente reduziert [8]. Die weiteren Vorteile des Strom-WR sind [8]:

- kontinuierlicher Eingangsstrom,
- Erzeugung des Netzstromes mit einem relativ niedrigen Anteil der Harmonischen.

Bei einer definierten Netzspannung darf die Eingangsspannung des Strom-WR für einen sicheren stationären Zustand einen bestimmten maximal zulässigen Wert nicht überschreiten. In [8] ist der Betrieb des Strom-WR bei einer maximal zulässigen Eingangsspannung, die kleiner als die Leerlaufspannung der BZ ist, vorgeschlagen. Die

BZ mit einer Spannung, die diese Anforderung erfüllt, soll in diesem Fall für den Strom-WR verwendet werden. Ein bestimmter Arbeitspunkt (bei einer bestimmten Last) kann mit Hilfe der Regelung des Strom-WR nicht erreicht werden. Zum Zeitpunkt, wenn die BZ zum Strom-WR angeschlossen wird, ändert sich die Spannung der BZ sprunghaft von der Leerlaufspannung bis zur Spannung in einem bestimmten Arbeitspunkt. Beim Abschalten der Last steigt die Spannung der BZ sprunghaft bis zu der Leerlaufspannung an. Diese Spannungsänderungen können mit Hilfe der parallel zu der BZ angeschlossenen Kondensatoren geglättet werden [8]. Je kleiner die maximal zulässige Eingangsspannung des Strom-WR als die Leerlaufspannung der BZ ist, um so geringer ist der Leistungsbereich, in dem der Strom-WR im geregelten Betrieb abhängig von der Last arbeiten kann. In [8] ist gezeigt worden, dass eine Verbesserung des Wirkungsgrades und Verkleinerung des maximalen Eingangsstromes bei der gegebenen maximalen Leistung durch die Verringerung dieses Leistungsbereiches erreicht wird. [8]. Das bedeutet, dass die Verwendung der BZ mit einer höheren Leerlaufspannung als die maximal zulässige Eingangsspannung vom WR aus Sicht einer möglichst hohen Wirkungsgrades vorteilhaft ist. In [9] wurde die Schaltung des Strom-WR mit RBIGBT (rreverse blocking Insulated Gate Bipolar Transistor) analysiert, die eine weitere Verbesserung des Wirkungsgrades ermöglicht. Für diese Schaltung wurden in [9] die Verluste im Strom-WR bei verschiedenen Steuerungsverfahren verglichen. Außerdem lassen sich die Verluste durch die Realisierung von drei Transistoren mit Hilfe von RBIGBT und von drei anderen mit Hilfe von einer IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) und einer Diode um 14% im Vergleich zum Strom-WR mit 6 RBIGBT reduzieren [9]. Wegen der Beschränkung des Arbeitsbereiches ist allerdings der Strom-WR im Inselbetrieb mit einer unbekanntenen Last schlecht geeignet. In [10] wurde auch gezeigt, dass der Strom-WR im Teillastbereich und bei unsymmetrischer Last hinsichtlich des Wirkungsgrades wesentlich schlechter als ein Spannungs-WR ist.

Der Spannungs-WR kann die Ausgangsspannung, die höher als die Zwischenkreisspannung ist, nicht erzeugen [8]. Die Zwischenkreisspannung muss deshalb größer als die maximale verkettete Spannung auf der Netzseite sein. Diese kann wie folgt berechnet werden:

$$U_{LA,max} = U_{NA,RMS} \sqrt{3} \sqrt{2} = 230V \cdot \sqrt{3} \sqrt{2} \approx 563V \quad (3.7)$$

Es ist zweckmäßig, eine Zwischenkreisspannung für den WR jenseits von 563V zur Verfügung zu stellen, weil dadurch die Regelreserve des WR erweitert wird. Für eine Zwischenkreisspannung von 750V genauso wie für 563V können für die Transistoren des WR 1200V-IGBTs verwendet werden. Der Zwischenkreiskondensator kann für beide Spannungswerte als eine Serienschaltung von zwei 400V-Kondensatoren realisiert werden. Ein DC/DC-Wandler zwischen der BZ und dem WR ist erforderlich, um die Spannung der BZ in eine Gleichspannung von 750V umzuwandeln. Dieser DC/DC-Wandler muss unidirektional sein, weil der Strom der BZ nur in eine Richtung fließen darf (aus der BZ zum WR).

Die wichtige Anforderung an dem Spannungs-WR, welcher an das starre Netz angeschlossen ist, ist eine geregelte Einspeisung der Wirkleistung und Blindleistung ins Netz abhängig von der Last und von der Leistung, die von der zentralen Energieerzeuger geliefert wird. Um die Regelung des eingespeisten Wirkleistung in Abhängigkeit vom Leistungsbedarf der Verbraucher zu gewährleisten, wird die Zwischenkreisspannung des Spannungs-WR überwacht. Eine höhere Zwischenkreisspannung als der Sollwert bedeutet den Überschuss an die erzeugte Wirkleistung. Eine niedrigere Zwischenkreisspannung als der Sollwert bedeutet, dass weniger Wirkleistung als die Verbraucher benötigen erzeugt wird. Der Sollwert für die Blindleistung wird in Abhängigkeit vom Sollwert für die Wirkleistung, vom Leistungsbedarf der Verbraucher und vom vorgeschriebenen Leistungsfaktor des Netzes festgelegt [2].

Im Kapitel 3.2 wurde erwähnt, dass ein Energiespeicher für das dezentrale Brennstoffzellensystem erforderlich ist. Die Möglichkeiten der prinzipiellen Realisierung des Brennstoffzellensystems mit einer BZ und einem Energiespeicher werden in [11]-[19] ausführlich beschrieben und analysiert. Das in [11] und [12] dargestellte Energiesystem mit dem Anschluss der Batterie an die BZ über einen unidirektionalen DC/DC-Wandler, *Abb. 3.8A*, und das in [13] favorisierte Energiesystem mit dem Anschluss der Batterie über einen bidirektionalen DC/DC-Wandler an den Zwischenkreis des WR, *Abb. 3.8B*, wurden in [11] hinsichtlich des Wirkungsgrades verglichen. Als unidirektionaler DC/DC-Wandler kann ein Hoch- oder Tiefsetzsteller in Abhängigkeit vom Verhältnis zwischen der Spannung der BZ und der Batterie verwendet werden [11]. Für den Fall, dass die Spannung der BZ im Vergleich zu den Spannungen der Niederspannungsbatterien relativ hoch ist, soll ein

Tiefsetzsteller verwendet werden, *Abb. 3.8A*. Der berechnete Wirkungsgrad des Energiesystems in *Abb. 3.8A* und *Abb. 3.8B* bei der Ausgangsleistung von 5kW betragen 85,7% bzw. 94,6%. Die Verluste im Tiefsetzsteller des Energiesystems, *Abb. 3.8A*, betragen etwa 50% der gesamten Verluste [11]. Die in *Abb. 3.8A* und *Abb. 3.8B* gezeigten Energiesysteme enthalten zwei DC/DC-Wandler. Der prinzipielle Unterschied liegt darin, dass die Energie aus der BZ und der Batterie im Energiesystem, *Abb. 3.8A*, durch die beiden DC/DC-Wandler fließt. Im Energiesystem, *Abb. 3.8B*, fließt die Energie aus der BZ nur durch einen unidirektionalen DC/DC-Wandler. Durch den bidirektionalen DC/DC-Wandler fließt die Energie nur aus der Batterie. Dadurch ist eine getrennte Steuerung des Leistungsflusses aus der Batterie und der BZ möglich. Die BZ kann nach Laständerungen eine bestimmte Leistung liefern (verfügbare Leistung). Aus dem aktuellen Ladungszustand der Batterien und der benötigten Leistung der Last wird der Sollwert für die Leistung der BZ berechnet, so wie in [13], [14] beschrieben wird, und mit der verfügbaren Leistung der BZ verglichen. Wenn die verfügbare Leistung der BZ kleiner als die benötigte Leistung der Last ist, wird die Differenz zwischen diesen Leistungen aus der Batterie durch einen bidirektionalen DC/DC-Wandler an die Last eingespeist. Wenn die verfügbare Leistung der BZ größer als die benötigte Leistung der Last ist, wird die Differenz zwischen diesen Leistungen von der BZ in die Batterie eingespeist. Die Batterie wird von dieser Leistung aufgeladen. Der aus der BZ entnommene Strom darf einen maximal zulässigen Wert nicht überschreiten. Die Begrenzung der aus der BZ entnommenen Stromes ist durch eine Stromregelkreis des des unidirektionalen DC/DC-Wandlers möglich [13], [14].

In [12], [15] wird das in *Abb. 3.8C* gezeigte Energiesystem vorgeschlagen. Es enthält nur einen unidirektionalen DC/DC-Wandler zwischen der BZ und der Batterie. Dadurch wird ein höherer Wirkungsgrad im Vergleich zum Energiesystem, *Abb. 3.8A*, erreicht. Der wesentliche Nachteil dieses Energiesystems besteht in der Notwendigkeit, eine Hochspannungsbatterie in den Zwischenkreis zu integrieren. Die Hochspannungsbatterie ist im Vergleich zu Niederspannungsbatterien durch einen erhöhten Ersatzwiderstand und eine niedrigere Zuverlässigkeit gekennzeichnet [4]. Der höhere Ersatzwiderstand führt zu einer stärkeren Abhängigkeit der Spannung der Batterie von der Last und zur instabilen Zwischenkreisspannung bei Laständerungen.

In [11] wird ferner die symmetrische Aufteilung des Zwischenkreises des WR auf zwei Kondensatoren vorgeschlagen, *Abb. 3.8E*. Dafür sind zwei Transformatoren

jeweils mit einem Gleichrichter auf der Sekundärseite für einen unidirektionalen DC/DC-Wandler erforderlich. Jeder Gleichrichter speist den jeweiligen Kondensator des Zwischenkreises. Die Vorteile eines solchen Energiesystems sind [10]:

- Auslegung jedes Transformators nur für die Hälfte der Ausgangsleistung, was zur Verringerung der Streuinduktivität führt,
- reduziertes Übersetzungsverhältnis jedes Transformators,
- halbierte Strombelastung der primärseitigen Transistoren,
- halbierte Spannungsbelastung der sekundärseitigen Dioden.

Der in [11] aufgebaute spannungsgespeiste Vollbrückenwandler ist für die Hochsetzung der Spannung von 29V bis 400V für den Zwischenkreis des einphasigen WR dimensioniert. Der Wirkungsgrad dieses Wandlers bei der Schaltfrequenz von 25kHz bei einer Last von 4,4kW beträgt 90%.

Eine gute Alternative zu den schon betrachteten Energiesystemen ist die Verwendung eines DC/DC-Wandlers mit mehreren Eingängen, *Abb. 3.8D*. Die Schaltungstopologien eines solchen Wandlers für die Verbindung von mehreren Energiequellen mit einer Last entweder über einen Gleichspannungszwischenkreis [16]-[18] oder über einen Transformator [19]-[24] wurden vorgeschlagen. Diese Schaltungstopologien zeichnen sich jedoch durch einen relativ hohen Aufwand an Bauelementen und einen diskontinuierlichen Strom durch die Eingänge aus. Außerdem können diese Schaltungstopologien bei einer relativ hohen Änderung der Eingangsspannung nicht spannungslos schalten.

In [25] wird eine Schaltungstopologie eines Wandlers für die Verbindung von der BZ und der Batterie mit einer Last oder mehreren Lasten vorgeschlagen. Diese Schaltungstopologie enthält nur 6 Transistoren und zwei Zwischenkreiskondensatoren. Ein weiterer Vorteil besteht in kontinuierlichen Strömen durch die Eingänge. Bei der Verwendung des in [25] vorgeschlagenen DC/DC-Wandlers können BZ und Batterie entsprechend dem in *Abb. 3.8E* gezeigten Schema an das dreiphasige Netz angeschlossen werden. Der Nachteil des in *Abb. 3.8D* dargestellten Energiesystems im Vergleich mit den Energiesystemen in *Abb. 3.8A*, *Abb. 3.8B*, *Abb. 3.8E* ist eine geringere Zuverlässigkeit und ein nichtmodularer Aufbau.

Eine Alternative zu den bisher betrachteten Energiesystemen ist ein Energiesystem ohne Gleichspannungszwischenkreis, *Abb. 3.8F*. In [26]-[29] werden verschiedene

Realisierungsmöglichkeiten des in *Abb. 3.8F* dargestellten Energiesystems vorgeschlagen. Die BZ ist über einen unidirektionalen und die Batterie über einen bidirektionalen Wandler an den Eingang eines einphasigen WR angeschlossen. Der einphasige WR wandelt die hochgesetzte Gleichspannung in eine Wechselspannung um. Der am Ausgang des einphasigen WR angeschlossene Mittelfrequenztransformator gewährleistet die galvanische Trennung der BZ und der Batterie vom Netzpotential. Der Matrixumrichter wandelt die hochgesetzte einphasige Wechselspannung in eine dreiphasige Wechselspannung um. Ein Zwischenkreiskondensator ist nicht erforderlich und die Wandler für die BZ und die Batterie können ohne galvanische Trennung ausgeführt werden. Das führt zu einer erheblichen Reduzierung der Kosten und der physikalischen Abmaße des Energiesystems. Die Nachteile dieses Konzeptes sind:

- ein erhöhter Aufwand an Bauelementen,
- ein erhöhter Aufwand für die Steuerung und Regelung des Matrixumrichters,
- Matrixumrichter sind derzeit kommerziell nicht verfügbar,
- Überspannung an den Bauelementen des Matrixumrichters und des WR wegen der Streuinduktivität des Transformators.

In [30] wird ein modulares Konzept des Energiesystems für die BZ vorgeschlagen. Der Brennstoffzellenstapel wird elektrisch in mehrere Sektionen aufgeteilt. Jede Sektion wird von einem separaten DC/DC-Wandler eingespeist. Die Vorteile dieses Konzeptes werden in [30] beschrieben. Der wichtigste Vorteil ist die erhöhte Zuverlässigkeit. Dieses Konzept lohnt sich allerdings nur für BZ mit einer relativ hohen Spannung und einer relativ hohen Leistung.

Alle betrachteten Energiesysteme, außer dem Energiesystem in *Abb. 3.8F*, benötigen galvanisch getrennte unidirektionale DC/DC-Wandler, um zu ermöglichen, dass die BZ und der Energiespeicher geerdet sind. Wegen der oben genannten Nachteilen ist das in *Abb. 3.8F* gezeigte Energiesystem ungünstig. Die galvanisch getrennten DC/DC-Wandler in den anderen in *Abb. 3.8* dargestellten Energiesystemen erfordern einen relativ großen Aufwand hinsichtlich der Bauelemente und eine relativ komplexe Steuerung.

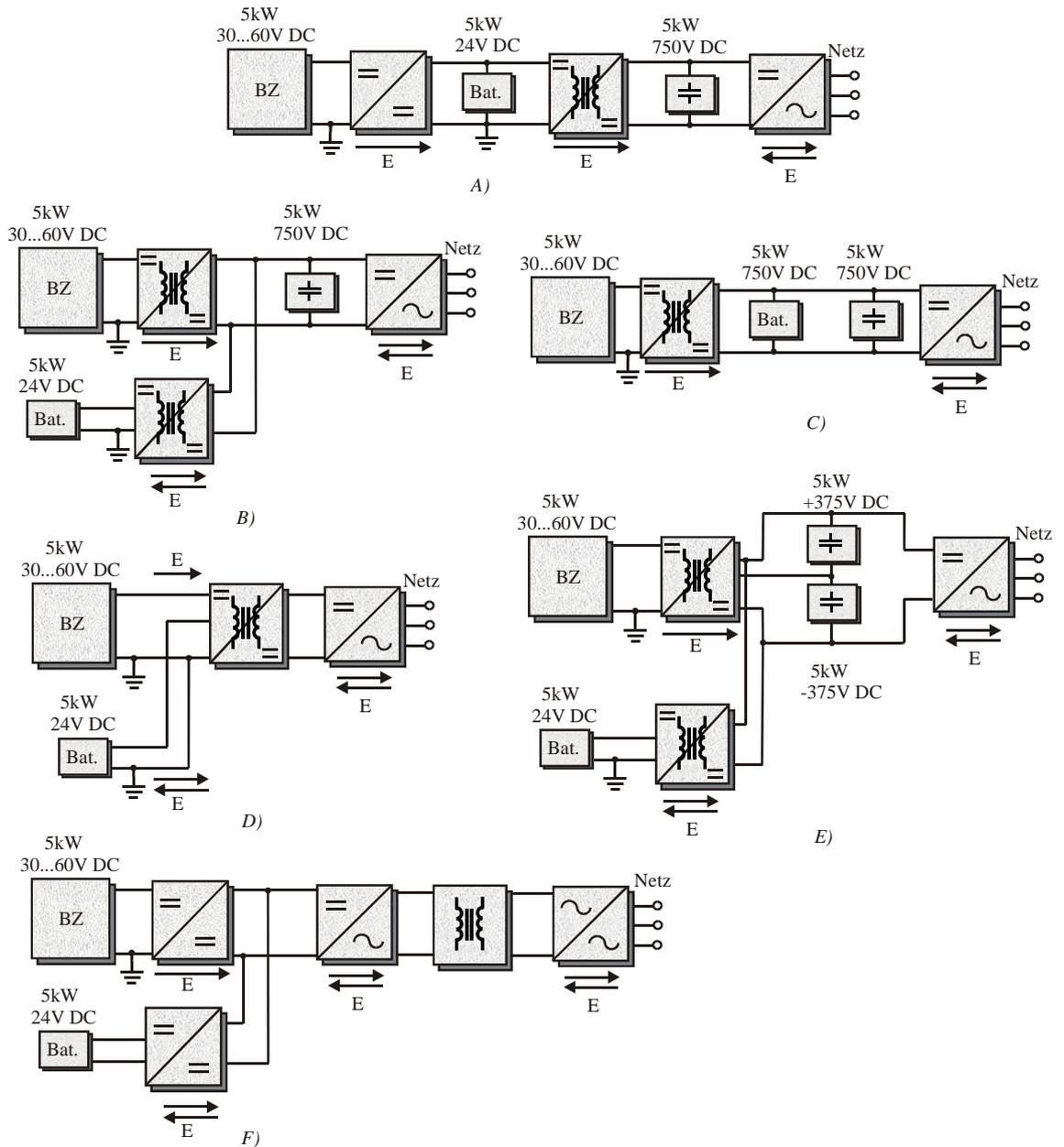


Abb. 3.8: Blockschaltbilder des brennstoffzellenbasierten Energieversorgungssystems (A): auf Basis von zwei unidirektionalen DC/DC-Wandlern; B): auf Basis von einem unidirektionalen und einem bidirektionalen DC/DC-Wandler; C): auf Basis von einem unidirektionalen DC/DC-Wandler mit einer Batterie im Gleichspannungszwischenkreis; D): auf Basis eines bidirektionalen DC/DC-Wandlers mit drei Eingängen; E): auf Basis von einem unidirektionalen und einem bidirektionalen DC/DC-Wandler mit einem geteilten Zwischenkreis; F): auf Basis eines Matrixumrichters; E...Energieflussrichtung.

Aus diesen Gründen wird in dieser Arbeit das in Abb. 3.9 gezeigte Energiesystem vorgeschlagen. Dieses Energiesystem benötigt zwei unidirektionale DC/DC-Wandler ohne galvanische Trennung für die BZ und einen bidirektionalen galvanisch getrennten DC/DC-Wandler für die Batterie.

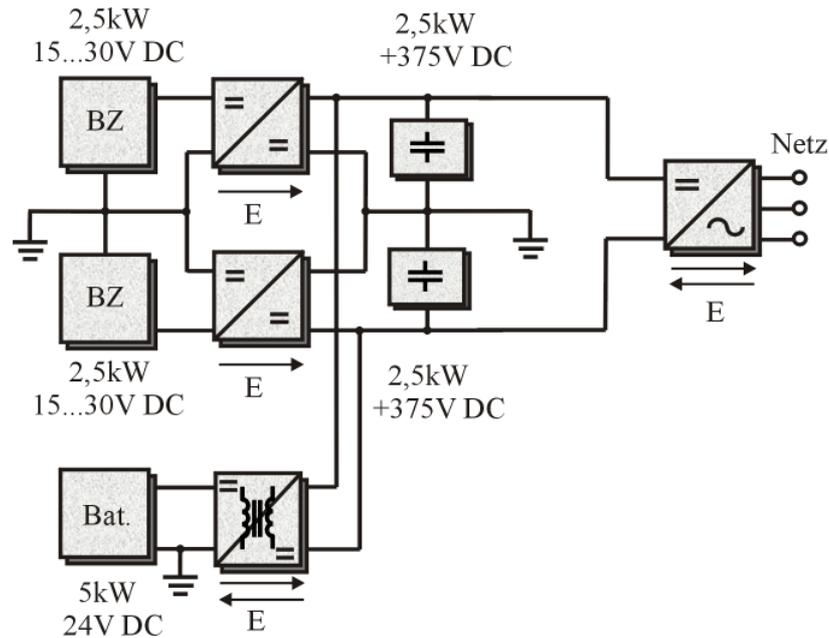


Abb. 3.9: Blockschaltbild des brennstoffzellenbasierten Energieversorgungssystems mit Niederspannungsbatterie, einem Gleichspannungszwischenkreis, einem nichtisolierten unidirektionalen DC/DC-Wandler und einem isolierten bidirektionalen DC/DC-Wandler; E...Energieflussrichtung.

Zwei seriell geschaltete BZ mit einem geerdeten Mittelpunkt dienen zur Einspeisung der zwei parallelgeschalteten, nicht galvanisch getrennten unidirektionalen DC/DC-Wandler. Der bidirektionale DC/DC-Wandler für die Batterie soll galvanisch getrennt sein, um zu gewährleisten, dass die Batterie geerdet ist. Die Eingangsspannung jedes unidirektionalen DC/DC-Wandlers halbiert sich im Vergleich zum Konzept in Abb. 3.8B. Das ermöglicht die Verringerung der Spannungsbelastungen der Bauelemente des unidirektionalen DC/DC-Wandlers. Jeder unidirektionale DC/DC-Wandler speist die entsprechende Hälfte des Zwischenkreises des dreiphasigen WR ein. Jeder unidirektionale DC/DC-Wandler im Blockschaltbild, Abb. 3.9, wird für das maximale Spannungsübersetzungsverhältnis von 25 und für die Leistung von 2,5kW dimensioniert. Im Blockschaltbild in Abb. 3.8B ist ein unidirektionale DC/DC-Wandler mit einem Spannungsübersetzungsverhältnis von 25 und einer Leistung von 5kW erforderlich.

### **3.5 Darstellung unidirektionaler DC/DC-Wandlerschaltungen**

Das Objekt der Untersuchungen dieser Arbeit ist der unidirektionale DC/DC-Wandler für die Einspeisung der Energie der BZ zum Zwischenkreis des dreiphasigen WR. Der Überblick über die existierenden DC/DC-Wandlerschaltungen ist Gegenstand des Abschnittes 3.5. Unidirektionale DC/DC-Wandlerschaltungen kann man nach vier Kriterien unterscheiden [31]:

- Anzahl der Transistoren,
- Aufbau,
- Eingangstyp,
- Funktionsprinzip.

Nach der Anzahl der Transistoren kann man die DC/DC-Wandler in zwei Gruppen aufteilen [31]:

- Schaltungen mit einem Transistor,
- Schaltungen mit zwei oder mehr Transistoren.

Nach dem Aufbau lassen sich die Schaltungen in zwei Gruppen einordnen [31]:

- transformatorlose Schaltungen,
- Schaltungen mit einem Transformator.

Die transformatorlosen Schaltungen gewährleisten keine galvanische Trennung zwischen dem Ein- und Ausgang. Die Schaltungen mit einem Transformator verfügen in der Regel über diese Trennung.

Die Schaltung des DC/DC-Wandlers für die BZ muss folgende Anforderungen erfüllen:

- Eignung für hohe Ausgangsspannung,
- Sicherstellung hoher Spannungsübersetzungsverhältnisse,
- Sicherstellung einer hohen Ausgangsspannungsstabilität bei veränderlicher Eingangsspannung und Lastsprüngen,
- hoher Wirkungsgrad im Voll- und Teillastbereich,
- niedrige Kosten,
- kontinuierlicher Eingangsstrom.

Jede diese Anforderung wird im Folgenden erläutert. Eine hohe Ausgangsspannung kann zu relativ hohen Spannungsbelastungen der Bauelemente auf der Sekundärseite führen. Schaltungen mit möglichst geringeren Spannungsbelastungen der Bauelemente auf der Sekundärseite sind für diese Anwendung günstiger. Die Ausgangsspannung des DC/DC-Wandlers soll bei Änderungen der Eingangsspannung und Lastsprüngen hochdynamisch auf einen konstanten Wert geregelt werden. Möglichst niedrige Kosten werden durch die Verringerung des Gesamtaufwandes für die Realisierung der Schaltung erreicht. Der Gesamtaufwand für die Realisierung der Schaltung setzt sich aus folgenden Komponenten zusammen:

- Schaltungsaufwand (Anzahl der Leistungshalbleiter, Design des Transformators, zusätzliche Clamping-Schaltung wegen der Streuinduktivität des Transformators erforderlich oder nicht),
- Aufwand an Kupfer und Kernmaterial für den Transformator,
- Steuerungsaufwand und Regelungsaufwand,
- Filteraufwand.

In diesem Abschnitt werden die DC/DC-Wandlerschaltungen, welche die ersten drei Anforderungen erfüllen, für die Untersuchung hinsichtlich des Wirkungsgrades und Gesamtaufwandes ausgewählt. Die letzte Anforderung bedeutet, dass der aus der BZ entnommene Strom möglichst gut geglättet sein soll. Dieser Strom enthält eine Welligkeit entsprechend der Schaltfrequenz des unidirektionalen DC/DC-Wandlers. Bei einer einphasigen Last pulsiert die Wirkleistungsabgabe an das starre Netz mit doppelter Netzfrequenz. Es soll verhindert werden, dass diese Welligkeit des an das starre Netz abgegebenen Ausgangsstromes sich über den Zwischenkreis des WR auf den aus der BZ entnommenen Strom überträgt. Die experimentellen Ergebnisse in [32] zeigen, dass diese niederfrequente Welligkeit des Stromes der BZ beim Anschluss der BZ über einen WR an ein einphasiges Netz 34% beträgt. Die BZ soll in diesem Fall für eine um 17% höhere Leistung als die Nennleistung ausgelegt sein. Die niederfrequente Welligkeit des Stromes führt auch zu einer geringeren Lebensdauer der BZ und zu einem höheren Wasserstoffverbrauch [33]-[35]. Wie in [36] gezeigt wurde, führt die Welligkeit mit der Frequenz von 100Hz zu den Hysterese-Verlusten. Dadurch entsteht eine nicht gleichmäßige Erwärmung der Zellen. Das hat eine negative Wirkung auf die Lebensdauer. [37], [38] stellen fest, dass die niederfrequente Welligkeit zu einer

Verzerrung der Spannung der BZ führen kann. In [36] wird die maximale zulässige niederfrequente Welligkeit des Stromes von der BZ auf 10% festgelegt. Aus diesen Gründen wurden in [37]-[42] verschiedene Methoden für die Reduzierung der niederfrequenten Welligkeit des Stromes von der BZ untersucht. Die Erhöhung der Kapazität des Zwischenkreiskondensators ist eine Maßnahme für die Reduzierung dieser Welligkeit. Eine in [37] beschriebene Methode schlägt vor, einen Schwingkreis, der aus der seriellen Verbindung einer Drossel mit einem Kondensator besteht, parallel zu dem Zwischenkreiskondensator anzuschließen. Die Resonanzfrequenz dieses Schwingkreises soll der doppelten Netzfrequenz gleich sein. Die Methode ermöglicht die Reduzierung der Welligkeit mit der doppelten Netzfrequenz in der Zwischenkreisspannung bei einer relativ kleinen Kapazität des Zwischenkreiskondensators. Ein Nachteil dieser Methode ist ein erhöhter Bauelementeaufwand wegen der zusätzlichen Energiespeicherbauelemente. [38]-[42] beschreiben die Kompensierung der niederfrequenten Welligkeit des Stromes von der BZ mit Hilfe eines zusätzlichen bidirektionalen DC/DC-Wandlers. Alle diese Methoden erfordern den Einsatz von zusätzlichen Bauelementen und sind deshalb mit einem hohen Aufwand verbunden. Es gibt zwei Arten der Regelung für einen DC/DC-Wandler:

- Konstantspannungsregelung,
- Spannungsregelung mit einem unterlagerten Stromregelkreis.

In [43] wurde gezeigt, dass die niederfrequente Welligkeit des Stromes von der BZ mit dem zweiten Regelungsverfahren durch die entsprechende Dimensionierung der Bandbreiten der Spannungs- und Stromregelkreise bis auf 1% bei einer stabilen Zwischenkreisspannung reduziert werden kann [43]. Dafür sind keine zusätzlichen Bauelemente erforderlich. Weiteren Vorteile der Spannungsregelung mit einem unterlagerten Stromregelkreis [44], [14] sind:

- Regelung der Ausgangsspannung mit einer höheren Dynamik,
- Begrenzung des aus der BZ entnommenen Stromes auf einen maximal zulässigen Wert durch den Stromregelkreis.

In Abhängigkeit von dem überwachten Stromwert unterscheidet man zwischen der „average current control“ und „peak current control“ [44]. Besonders günstig für die Eliminierung der niederfrequenten Welligkeit des Stromes von der BZ ist die so

genannte „average current control“ [45]. Der Regelkreis ist außerdem unempfindlich gegenüber Eingangsspannungsänderungen. Der aus der BZ entnommene Strom kann mit diesem Regelverfahren sehr genau begrenzt werden [45]. Die in [46] vorgeschlagene digitale Regelung für einen unidirektionalen DC/DC-Wandler verwendet einen digitalen Filter in der Rückkopplung des Spannungsregelkreises. Die Funktion dieses Filters besteht darin, die niederfrequente Welligkeit der Zwischenkreisspannung zu filtern. Das führt dazu, dass der Sollwert für den Ausgangsstrom keine niederfrequente Harmonische enthält. Der aus der BZ entnommene Strom kann durch einen Stromvorbegrenzer einen bestimmten maximalen Wert nicht überschreiten. Dieser Wert ist von den Parametern des Stromvorbegrenzers abhängig, die sich in Abhängigkeit von der zugeführten Menge vom Sauerstoff zur BZ ändern. Das ist erforderlich, um einen Mangel an Sauerstoff für die BZ zu verhindern und so die Lebensdauer der BZ zu erhöhen [46]. Bei einer dreiphasigen Last ist die Niederfrequenzwelligkeit genug durch den Zwischenkreiskondensator geglättet, damit sie sich nicht auf den aus der BZ entnommenen Strom überträgt.

Die meisten Schaltungstopologien mit einem Transistor und ohne Transformator sind für die Leistungsklasse von 5kW und für hohe Spannungsübersetzungsverhältnisse nicht geeignet [31]. Der Hochsetzsteller ist wegen des kontinuierlichen Eingangsstromes und der niedrigen Anzahl Bauelemente von Interesse. In [47]-[51] werden hinsichtlich des Spannungsübersetzungsverhältnisses verbesserte Schaltungstopologien des Hochsetzstellers untersucht. Die Reverse-Recovery-Verluste der sekundärseitigen Diode sind in diesen Topologien deutlich kleiner als beim konventionellen Hochsetzsteller. In [48] wurde der zweistufige Hochsetzsteller aus zwei Hochsetzstellern vorgeschlagen. Das Spannungsübersetzungsverhältnis eines solchen Wandlers ist doppelt so hoch wie beim konventionellen Hochsetzsteller. Für das erforderliche Spannungsübersetzungsverhältnis von 25 wäre ein vier- oder fünfstufiger Hochsetzsteller denkbar. Wegen der sehr hohen Anzahl an Bauelementen ist diese Schaltung jedoch nicht optimal. In [49] wird ein weichschaltender Hochsetzsteller mit nur einem Transistor und reduzierten Strom- und Spannungsbelastungen der Bauelemente vorgeschlagen. Das maximale Spannungsübersetzungsverhältnis kann nicht höher als 4 sein, um das weiche Schalten des Transistors zu gewährleisten. In [52]-[55] werden mögliche Schaltungstopologien des Hochsetzstellers mit geteilter Drossel betrachtet. Im Vergleich zum konventionellen Hochsetzsteller zeichnen sich

diese Topologien durch ein relativ hohes Spannungsübersetzungsverhältnis bei relativ niedrigen Tastverhältnissen, eine reduzierte Spannungsbelastung des Transistors und geringere Reverse-Recovery-Verluste in der sekundärseitigen Diode aus. Das Problem von dieser Schaltungen ist die Überspannung am Transistor aufgrund der Streuinduktivität der geteilten Drossel. Um diese Überspannung am Transistor zu begrenzen, ist eine Clamping-Schaltung erforderlich [53]. In [53] wird gezeigt, dass der Wirkungsgrad bei einem Übersetzungsverhältnis von 25 und einer Leistung von 5kW durch die passive Clamping-Schaltung um 4% niedriger wird. In [50] wird der Hochsetzsteller mit geteilter Drossel für eine Eingangsspannung von 33V, eine Ausgangsspannung von 235V, eine Schaltfrequenz von 20kHz und eine Eingangsleistung von 5kW mit einer aktiven Clamping-Schaltung untersucht. Die Messergebnisse zeigen, dass der Wirkungsgrad durch die aktive Clamping-Schaltung um 3,5% verbessert wird. Der Wirkungsgrad dieser Schaltung beträgt 92%. In [52] wird die Schaltung des Hochsetzstellers mit geteilter Drossel durch eine Diode und einen Kondensator erweitert. Die in den Streuinduktivitäten der geteilten Drossel gespeicherte Energie wird beim Ausschalten des Transistors durch diese Diode zum Ausgang der Schaltung geführt. Dadurch wird eine Überspannung am Transistor verhindert. Die Funktionsweise der in [52] vorgeschlagenen Schaltung basiert auf dem Sperrwandlerprinzip. Die zum Ausgang übertragene Energie soll in der primären Magnetisierungsinduktivität des Transformators gespeichert werden. Ein Transformator mit einem relativ großen Kernquerschnitt wird für relativ hohe Leistungen benötigt. Deshalb werden die Schaltungen nach dem Prinzip des Sperrwandlers bei relativ kleinen Leistungen (<100W) verwendet. Die in [56] vorgeschlagene Schaltung des DC/DC-Wandlers ist durch ein hohes Spannungsübersetzungsverhältnis, geringe Spannungsbelastungen der Bauelemente und eine bidirektionale Magnetisierung des Transformators gekennzeichnet. Die bidirektionale Magnetisierung des Transformators wurde durch eine zusätzliche Drossel am Eingang der Schaltung erreicht. Durch die Kondensatoren und die Drossel dieser Schaltung fließt ein primärseitiger Strom. Die Dimensionierung dieser Bauelemente für relativ hohe Leistungen führt zu einer deutlichen Verringerung des Wirkungsgrades und zur Erhöhung der Größe der Energiespeicherbauelemente. Deshalb ist diese Schaltung nur bis etwa 400W gut geeignet [56]. Die in [54] vorgeschlagene Schaltung des Hochsetzstellers mit geteilter Drossel nur mit einem Transistor weist einen sehr hohen Wirkungsgrad von 94,1% bei

$P_a=300\text{W}$ ,  $U_e=27\text{V}$ ,  $U_a=400\text{V}$  auf. Der wesentliche Nachteil dieser Topologie ist die Ausführung der geteilten Drossel mit drei Wicklungen. Die in [55] vorgeschlagene Schaltung des Hochsetzstellers mit geteilter Drossel mit zwei Wicklungen weist wegen des weichen Schaltens der Transistoren ebenfalls einen relativ hohen Wirkungsgrad auf. Die Verwendung von drei Transistoren und eine relativ hohe Anzahl an Bauelementen sind die Nachteile dieser Schaltung.

Aus oben genannten Fakten folgt, dass die Schaltung des Hochsetzstellers mit geteilter Drossel, *Abb. 3.10D (S. 31)*, eine gute Alternative zu den galvanisch getrennten Schaltungstopologien darstellt. Eine relativ niedrige Anzahl der Bauelemente, ein geringerer Aufwand für die Realisierung einer geteilten Drossel als für einen Transformator und ein günstiger Wirkungsgrad machen diese Schaltungstopologie attraktiv.

Alle DC/DC-Wandlerschaltungen mit mehreren Transistoren enthalten in der Regel einen Transformator. Nach dem Funktionsprinzip unterscheidet man zwischen hartschaltenden und resonanten Schaltungen. Nach dem Eingangstyp lassen sich die Schaltungen in zwei Gruppen einordnen [31]:

- Spannungsgespeiste und
- stromgespeiste.

Aus den spannungsgespeisten Topologien kommt der Doppeldurchflusswandler in asymmetrischer Halbbrückenschaltung, *Abb. 3.10A*, für die Anwendung in der Leistungsklasse von 5kW in Frage. Stromgespeiste Schaltungstopologien werden durch einen kontinuierlichen Eingangsstrom gekennzeichnet. Durch die Vergrößerung der Eingangsdrossel oder der Schaltfrequenz kann die hochfrequente Welligkeit des Stromes der BZ verkleinert werden. Die möglichen Schaltungstopologien sind der Gegentaktwandler, der Halbbrückenwandler und der Vollbrückenwandler. Die Vorteile dieser stromgespeisten Topologien sind [56]:

- bidirektionale Magnetisierung des Transformators
- unsymmetrische Magnetisierung des Transformators unmöglich
- hochdynamische Regelung der Ausgangsspannung möglich

Die Nachteile dieser Topologien sind [56]:

- Dimensionierung der Eingangsdrossel für einen relativ hohen Strom,

- Überspannung an den primärseitigen Transistoren beim Abschalten wegen der Streuinduktivität des Transformators.

Die stromgespeisten Topologien mit einer Clamping-Schaltung zur Begrenzung von Überspannungen an den Transistoren wegen der Streuinduktivität des Transformators wurden in [57]-[62] dargestellt. In [60] wurde die Dimensionierung der Clamping-Schaltung für einen stromgespeisten Vollbrückenwandler mathematisch beschrieben. Dabei wurde gezeigt, dass die Clamping-Spannung im Nennarbeitspunkt der BZ den maximalen Wert annimmt. Eine wichtige Schlussfolgerung daraus ist, dass der Leistungsbereich, in dem der Vollbrückenwandler arbeitet, durch die Clamping-Schaltung nicht beschränkt wird. Die Voraussetzung dafür ist eine richtige Dimensionierung der Clamping-Schaltung unter Berücksichtigung des Nennarbeitspunktes der BZ [60]. Außerdem wurden in [60] die Verluste in der Clamping-Schaltung analytisch berechnet. Es wurde festgestellt, dass die Reduzierung der Clamping-Spannung zu einer Erhöhung der Leitverluste und zur Verringerung der Durchlassverluste im Transistor der Clamping-Schaltung führt. In [61] wurden zwei Arten der Clamping-Schaltung für einen stromgespeisten Vollbrückenwandler hinsichtlich des Wirkungsgrades und Aufwandes an Bauelementen verglichen. Die erste Art der Clamping-Schaltung wird mit Hilfe einer Diode und eines Kondensators realisiert. Allerdings wird noch ein zusätzlicher DC/DC-Wandler benötigt, um die in dem Kondensator gespeicherte Energie in den Zwischenkreis des WR einzuspeisen. Die zweite Art der Clamping-Schaltung wird mit Hilfe einer Diode, eines Kondensators und eines Transistors realisiert. Die in dem Kondensator gespeicherte Energie zum Eingang des DC/DC-Wandlers eingespeist. Die Untersuchungen in [61] haben gezeigt, dass der Wirkungsgrad des DC/DC-Wandlers mit beiden Arten der Clamping-Schaltung gleich ist. Die in [61] dargestellten Clamping-Schaltungen können auch für den Hochsetzsteller mit geteilter Drossel verwendet werden. Aus den stromgespeisten Topologien sind also der stromgespeiste Gegentaktwandler und der Vollbrückenwandler von Interesse, *Abb. 3.10E* und *Abb. 3.10C*. In [63] sind zwei Schaltungstopologien des stromgespeisten Halbbrückenwandlers verglichen worden. Die Besonderheit dieser Topologien ist, dass die Streuinduktivität des Transformators keine Überspannung an den Transistoren verursacht, weil diese Induktivität für die Bildung eines Resonanzkreises beim Schalten der Transistoren verwendet wird. Dadurch ist keine zusätzliche Clamping-Schaltung erforderlich und das stromlose

Schalten der Transistoren wird gewährleistet. Der stromgespeiste stromlos schaltende Halbbrückenwandler kann nur bei Tastverhältnissen höher als 50% betrieben werden. Dieser Wandler gewährleistet ein höheres Spannungsübersetzungsverhältnis und erfordert einen geringeren Bauelementeaufwand als der stromgespeiste spannungslos schaltende Halbbrückenwandler.

[64]-[69] schlagen verschiedene mehrphasige stromgespeiste DC/DC-Wandlerschaltungen vor, die so gesteuert werden, dass die hochfrequente Welligkeit des Eingangsstromes sich verringern lässt. Der in [67] vorgeschlagene DC/DC-Wandler enthält einen dreiphasigen Transformator für die Erhöhung der übertragenen Leistung, gewährleistet das spannungslose Ein- und Ausschalten von 6 primärseitigen Transistoren mit Hilfe der Clamping-Schaltung und ermöglicht die Reduzierung der Abmaße und Kosten der Eingangsdrossel. Diese DC/DC-Wandler zeichnen sich jedoch durch einen erhöhten Bauelemente- und Ansteueraufwand aus.

Weil eine Clamping-Schaltung nicht erforderlich ist, stellen die spannungsgespeisten Topologien eine gute Alternative zu den stromgespeisten Topologien dar. Diese Topologien unterscheiden sich in folgenden Kriterien:

- Art der Schaltung im Primärkreis,
- Art der Schaltung im Sekundärkreis.

Die möglichen Arten der Schaltung im Primärkreis sind die Halbbrückenschaltung, die Vollbrückenschaltung, die asymmetrische Halbbrückenschaltung und der Gegentaktwandler. Beim spannungsgespeisten Gegentaktwandler kann eine leichte Unsymmetrie bei der Ansteuerung der Transistoren eine unsymmetrische Verteilung der primären Spannung zwischen den beiden Hälften der primären Wicklung verursachen, was zur Sättigung des Transformators führen würde [31]. Aus diesem Grund wird diese Schaltung nur bei kleinen Leistungen verwendet. Die Halbbrückenschaltung zeichnet sich im Vergleich zur Vollbrückenschaltung durch eine doppelt so hohe Strombelastung der Transistoren aus. Dies erschwert die Verwendung dieser Schaltung für hohe Leistungen. Mögliche Arten der Schaltung im Sekundärkreis sind eine ungesteuerte Vollbrückenschaltung und eine selbstgeführte Vollbrückenschaltung. Die selbstgeführte Vollbrückenschaltung ermöglicht die Änderung der Amplitude der sekundären Spannung des Transformators und der Phasenverschiebung zwischen der primären und sekundären Spannung des Transformators [70]. Allerdings wird wegen der hohen

Ausgangsspannung die Verwendung von IGBT für die Transistoren einer selbstgeführten Vollbrückenschaltung vorgeschlagen. Die IGBT zeichnen sich jedoch durch ein ungünstiges Schaltverhalten aus. Der Wirkungsgrad des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers mit der selbstgeführten Vollbrückenschaltung auf der Sekundärseite ist deutlich niedriger als der Wirkungsgrad des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers mit einer ungesteuerten Vollbrückenschaltung, *Abb. 3.10B* [70]. Deshalb ist die ungesteuerte Vollbrückenschaltung auf der Sekundärseite des Transformators die bessere Wahl. [71], [72] schlagen Schaltungstopologien des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers vor, in welchen die Streuinduktivität des Transformators die Funktion der Ausgangsdrossel übernimmt. Der dadurch mögliche Verzicht auf die Ausgangsdrossel hat nicht nur den Vorteil des reduzierten Aufwandes, sondern führt auch zur deutlichen Verbesserung des Wirkungsgrades [73], [74]. Der wesentliche Nachteil der in [71], [72] vorgeschlagenen Schaltungstopologien ist, dass zwei Transistoren auf der Sekundärseite erforderlich sind.

Die resonanten Schaltungstopologien können bei einer konstanten Schaltfrequenz oder bei einer veränderlichen Schaltfrequenz betrieben werden. Der Betrieb bei einer veränderlichen Schaltfrequenz erschwert deutlich die Filter- und Reglerdimensionierung [75]. Die möglichen resonanten Schaltungstopologien [75] sind:

- serienresonanter DC/DC-Wandler,
- parallelresonanter DC/DC-Wandler,
- serien-parallelresonanter DC/DC-Wandler (oder LCC-resonanter DC/DC-Wandler),
- LCC-resonanter DC/DC-Wandler mit einem kapazitiven Filter,
- LCC-resonanter DC/DC-Wandler mit einem induktiven Filter,
- resonanter Vollbrückenwandler gesteuert mit dem Phasenverschiebungsverfahren,
- resonanter Vollbrückenwandler gesteuert auf der Sekundärseite,
- resonanter stromgespeicher DC/DC-Wandler mit zwei Drosseln und einer aktiven Clamping-Schaltung.

Die Untersuchungen in [75] haben gezeigt, dass das spannungslose Schalten der Transistoren bei dem serienresonanten DC/DC-Wandler und dem serien-parallelresonanten DC/DC-Wandler im relativ engen Bereich der

Eingangsspannungsänderung und Laständerung gewährleistet werden kann. In [75] wurde gezeigt, dass der parallelresonante DC/DC-Wandler für die BZ ungeeignet ist, weil der Strom durch die primärseitigen Transistoren sich nicht mit der Lastabsenkung verringert. Das bedeutet, dass dieser Wandler an die Strom-Spannungskennlinie einer BZ nicht angepasst werden kann. Also sind diese Schaltungstopologien für die BZ ungeeignet. Bei dem LCC-resonanten DC/DC-Wandler mit einem kapazitiven Filter und der selbstgeführten Vollbrückenschaltung auf der Sekundärseite ist es schwierig, die resonante Drossel mit einer bestimmten Induktivität genau zu realisieren, weil die Induktivität der resonanten Drossel sich aus der Streuinduktivität des Transformators und aus der Induktivität einer zusätzlichen Drossel zusammensetzt [75]. Der resonante stromgespeiste DC/DC-Wandler mit zwei Drosseln und einer aktiven Clamping-Schaltung wird in [75] favorisiert. Die Vorteile dieser Schaltung sind:

- Spannung der Dioden auf der Sekundärseite ist auf die Ausgangsspannung geklemmt,
- Der Bereich, in dem das spannungslose Schalten der Transistoren möglich ist, ist größer als bei den anderen resonanten Schaltungen.

Der Nachteile dieser Schaltung sind ein relativ hoher Aufwand an Bauelementen und die Dimensionierung von zwei Ausgangsdrosseln für relativ hohe Ströme. In [76] wurde auch gezeigt, dass die resonanten Schaltungstopologien durch erhöhte Strombelastungen der Bauelemente im Vergleich zu den entsprechenden hartschaltenden Schaltungen gekennzeichnet sind. Die resonanten Schaltungstopologien sind bei relativ hohen Schaltfrequenzen hinsichtlich des Wirkungsgrades im Vorteil gegenüber den hartschaltenden Schaltungstopologien [76]. Die Wahl zwischen den resonanten und hartschaltenden Schaltungstopologien ist von der erforderlichen Schaltfrequenz abhängig. Hohe Schaltfrequenzen sind für die DC/DC-Wandler im mobilen Einsatz für die BZ erforderlich, weil das Gewicht des DC/DC-Wandlers in diesem Anwendungsfall möglichst klein sein soll. Bei den DC/DC-Wandlern für eine BZ mit einer Leistung von 5kW, die stationär eingesetzt wird, sind die Schaltfrequenzen bis 100kHz ausreichend hoch, um ein kompaktes Design der Schaltung zu erreichen [59].

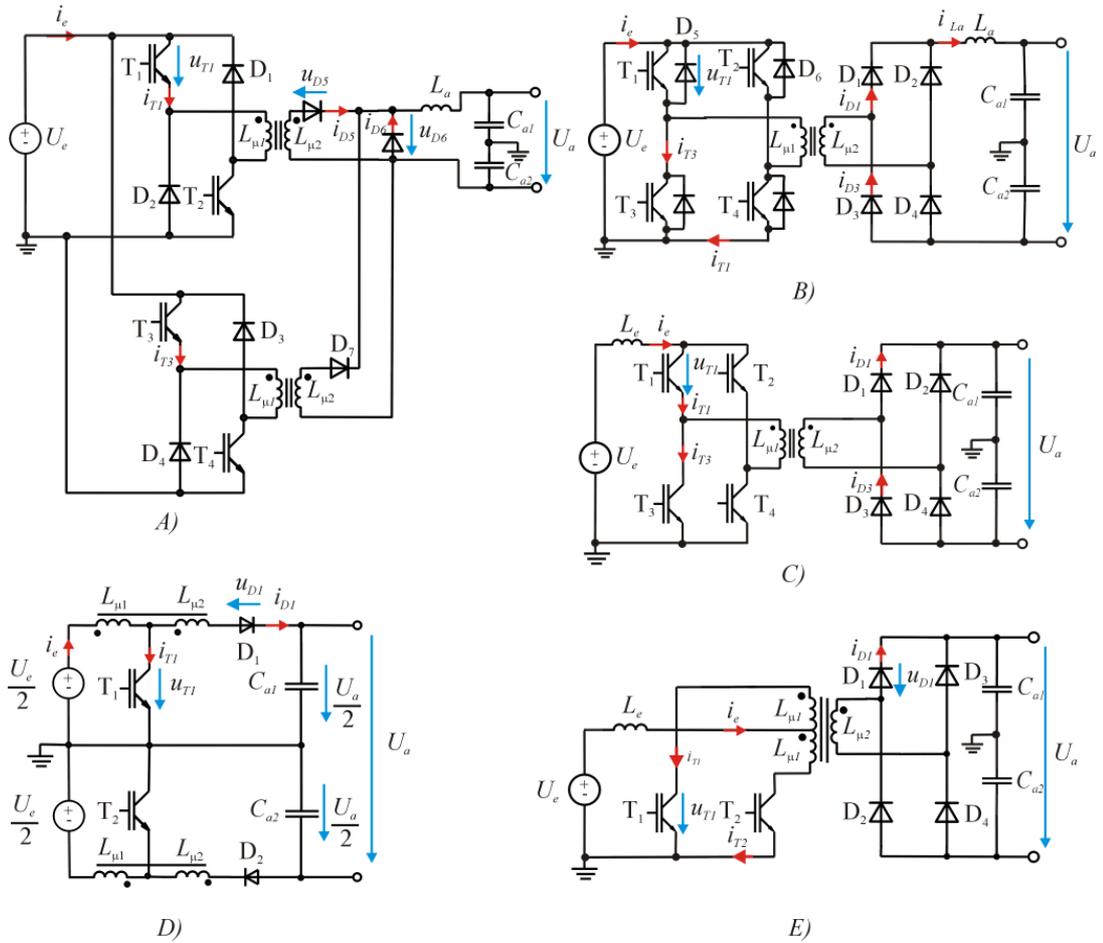


Abb. 3.10: Ausgewählte unidirektionale DC/DC-Wandlerschaltungen für den Vergleich (A: Doppeldurchflusswandler; B: spannungsgespeister Vollbrückenwandler; C: stromgespeister Vollbrückenwandler; D: Hochsetzsteller mit geteilter Drossel; E: stromgespeister Gegentaktwandler)

## 4 Theoretischer Vergleich unidirektionaler DC/DC-Wandlerschaltungen

### 4.1 Methodik des Vergleichs

Die DC/DC-Wandlerschaltungen werden hinsichtlich der im Kapitel 3 formulierten Anforderungen verglichen werden. Der Vergleich wird für die minimale Spannung der BZ durchgeführt, weil der DC/DC-Wandler bei der minimalen Spannung der BZ das maximale Spannungsübersetzungsverhältnis gewährleisten soll. Dieser Arbeitspunkt ist der ungünstigste hinsichtlich des Wirkungsgrades. Die Berechnung des Wirkungsgrades erfolgt für diesen Arbeitspunkt unter Berücksichtigung der folgenden Verlustleistungsanteile:

- Leitverluste in den Leistungshalbleitern,
- Schaltverluste in den Leistungshalbleitern,
- Verluste im Kernmaterial des Transformators,
- ohmsche Verluste in den Wicklungen des Transformators.

Die Berechnung des Wirkungsgrades erfolgte unter der folgenden Voraussetzungen:

- Annahme eines idealen Transformators bzw. Ausschluss von Streuinduktivitäten,
- lineare Änderung der Ströme und Spannungen während der Schaltvorgänge,
- Ausschluss von Überspannungen und Überströmen an den Bauelementen bzw. Ausschluss von parasitären Induktivitäten.

Unter der Voraussetzung, dass der Transformator ideal ist, sind keine Clamping-Schaltungen für den stromgespeisten Vollbrückenwandler, den stromgespeisten Gegentaktwandler und den Hochsetzsteller mit geteilter Drossel erforderlich. Deshalb werden die Verluste in den Clamping-Schaltungen bei der Berechnung nicht berücksichtigt.

Die Berechnung der gesamten Halbleiterverluste und der Sperrschichttemperaturen der MOSFET und der Dioden ist mit Hilfe eines Iterationszyklusses durchgeführt worden. Der Algorithmus der Berechnungen ist in *Abb. 4.1* dargestellt. Im Schritt 1

werden die elektrischen Beanspruchungen, die Durchlasskennlinien der Leistungshalbleiter bei einer Sperrschichttemperatur von 25°C, die thermischen Daten der Leistungshalbleiter, die Umgebungstemperatur  $T_a$  sowie die Anzahl der parallel geschalteten Leistungshalbleiter angegeben. Im Schritt 2 erfolgt die Berechnung des Ein- und Ausschaltstromes der einzelnen MOSFETs. Die gemessenen Abhängigkeiten der Schaltverluste eines MOSFET bei einem konstanten Stromfluss und verschiedenen Sperrschichttemperaturen sind in *Abb. 4.2* dargestellt. Im Schritt 3 werden aufgrund von diesen Abhängigkeiten die Schaltverluste für den im zweiten Schritt berechneten Strom ermittelt.

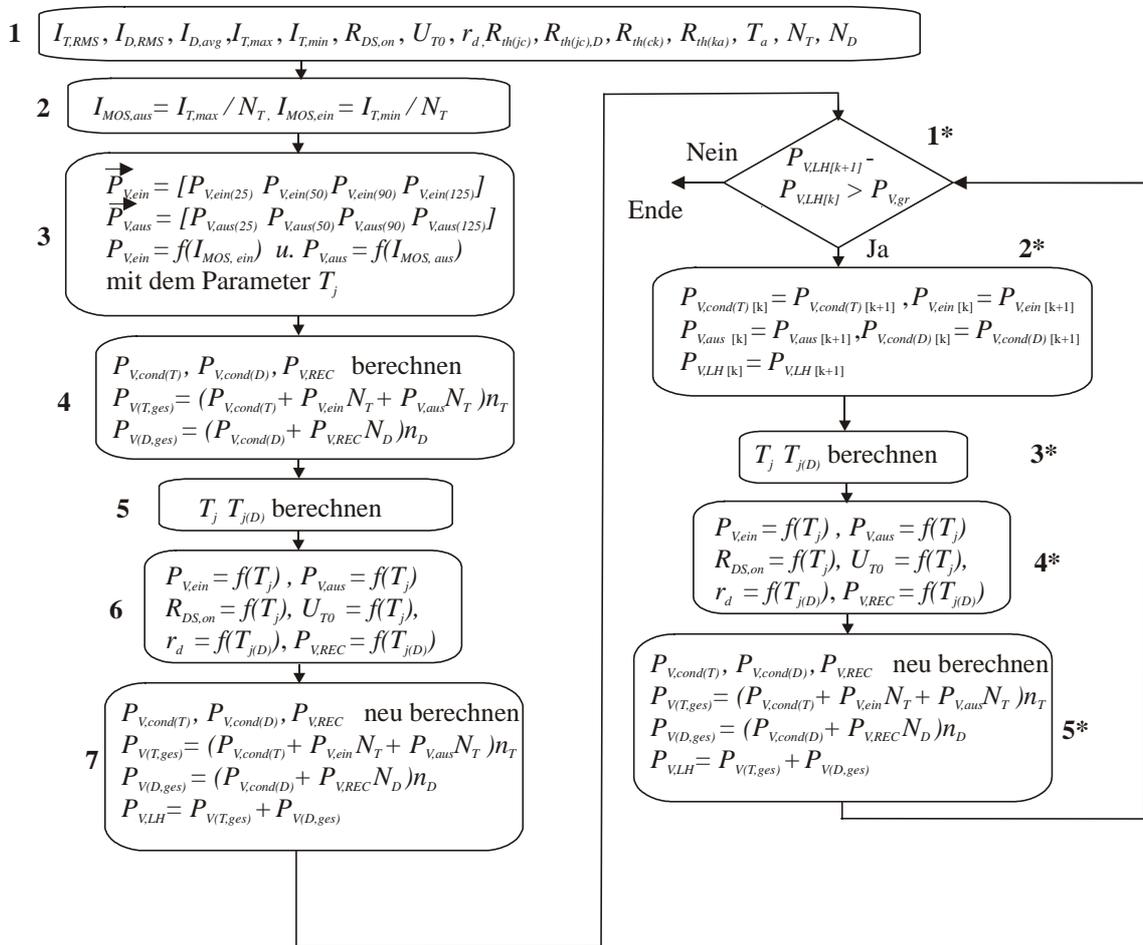


Abb. 4.1: Algorithmus für die Berechnung der Sperrschichttemperatur der Leistungshalbleiter und der gesamten Halbleiterverluste in der Schaltung

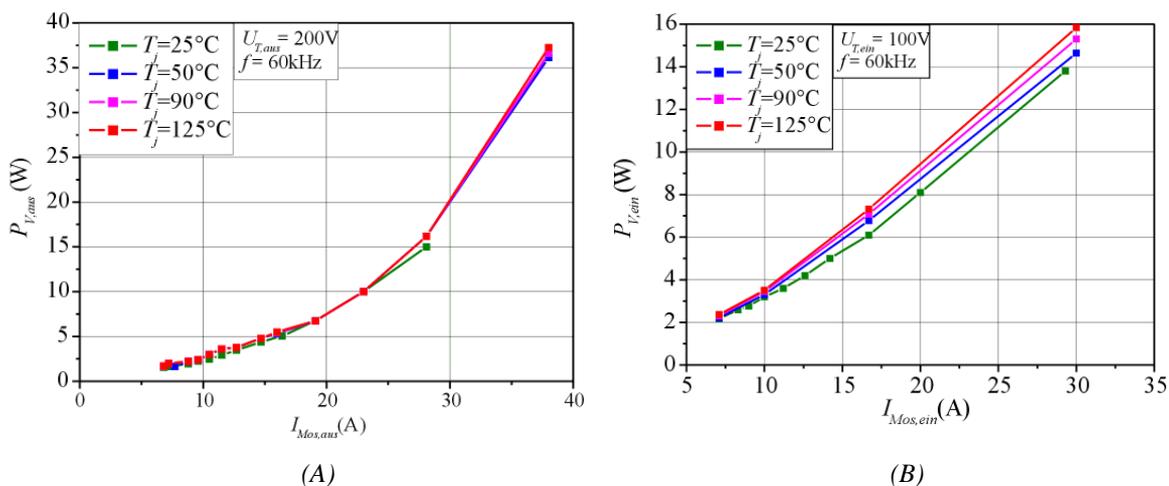


Abb. 4.2: A: Gemessene Ausschaltverluste beim harten Ausschalten als Funktion des Ausschaltstroms; B: gemessene Einschaltverluste beim harten Einschalten, Funktion des Einschaltstroms für den MOSFET IXTQ88N30P [78]

In Schritt 4 werden die Leitverluste in den Leistungshalbleitern gemäß der folgenden Gleichungen berechnet:

$$P_{V,cond(T)} = R_{DS,on} \frac{I_{T,RMS}^2}{N_T} \quad (4.1)$$

$$P_{V,cond(D)} = \left( U_{T0} \frac{I_{D,avg}}{N_D} + r_d \frac{I_{D,RMS}^2}{N_D} \right) k_D \quad (4.2)$$

Bei der Berücksichtigung der Annahme, dass die Verläufe des Stromes und der Spannung der Diode beim Übergang der Diode vom leitenden in den nichtleitenden Zustand linear sind, können diese Verläufe wie in Abb. 4.3 gezeigt wird, idealisiert dargestellt werden. Aufgrund von diesen Verläufen können die Reverse-Recovery-Verluste der Diode näherungsweise wie folgt berechnet werden:

$$P_{V,REC} = \frac{1}{2} U_{D,aus} I_{RM} t_f f \quad (4.3)$$

Die Werte  $t_f$  und  $I_{RM}$ , die in einem Datenblatt einer Diode nicht angegeben sind, können aufgrund der angegebenen Größen  $Q_{rr}$ ,  $t_{rr}$  und  $di_D/dt$  berechnet werden. Die Methodik dieser Berechnung wird erläutert. Der maximale Wert des Reverse-Recovery-Stromes wird wie folgt berechnet:

$$I_{RM} = \frac{2Q_{rr}}{t_{rr}} \quad (4.4)$$

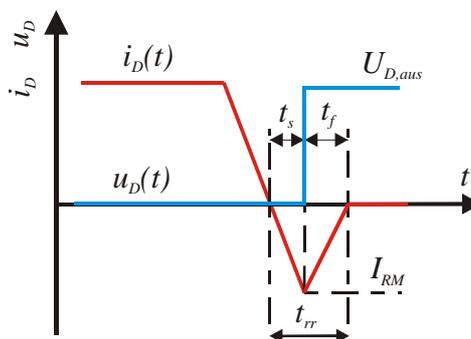


Abb. 4.3: Idealisierter Abschaltvorgang einer Diode

Die Zeit der Erhöhung des Reverse-Recovery-Stromes:

$$t_s = \frac{I_{RM}}{di_D / dt} \quad (4.5)$$

Die Zeit des Abklingens des Reverse-Recovery-Stromes:

$$t_f = t_{rr} - t_s \quad (4.6)$$

Die gemäß Gl. (4.4) und Gl. (4.6) ermittelten Werte werden für die Berechnung der Reverse-Recovery-Verluste in die Gl. (4.3) eingesetzt.

Im Schritt 5 des Algorithmuseses in Abb. 4.1 werden die Sperrschichttemperaturen der Leistungshalbleiter aufgrund der berechneten Verluste und des Ersatzschaltbildes, Abb. 4.4, berechnet. Für den Fall, dass alle Leistungshalbleiter auf einem Kühlkörper montiert sind, können die Sperrschichttemperaturen der MOSFET und der Dioden für den Fall ( $m > 1$ ,  $n > 1$ ) wie folgt ermittelt werden:

$$T_{j(T_m)} = T_a + P_{V(T_m)} \left( \frac{R_{th(jc)} + R_{th(ck)}}{N_{T_k}} + R_{th(ka)} \right) + \sum_{n=1}^{n_D} P_{V(D_n)} R_{th(ka)} + \sum_{m=1}^{n_T} P_{V(T_{m+1})} R_{th(ka)} + \sum_1^{k-1} P_{V(T_{m-1})} R_{th(ka)} \quad (4.7)$$

$$T_{j(D_n)} = T_a + P_{V(D_n)} \left( \frac{R_{th(jc),D_1} + R_{th(ck)}}{N_{D_n}} + R_{th(ka)} \right) + \sum_{m=1}^{n_T} P_{V(T_m)} R_{th(ka)} + \sum_{n=1}^{n_D} P_{V(D_n)} R_{th(ka)} + \sum_1^{n-1} P_{V(D_{n-1})} R_{th(ka)} \quad (4.8)$$

Für den Fall ( $m=1$ ,  $n=1$ ) gelten die Gl. (4.7), (4.8) ohne den letzten Term. Die Durchlasskennlinien und die Schaltverluste werden im Schritt 6 für die neue Sperrschichttemperatur neu berechnet. Im folgenden Schritt werden die

Verlustleistungen für diese neue Sperrschichttemperatur neu berechnet. Diese Verlustleistungen dienen als Anfangswerte für den Iterationszyklus, der die oben beschriebenen Phasen durchläuft. Die gesamte Verlustleistung in den Leistungshalbleitern wird nach jedem Iterationszyklus mit der Verlustleistung vor jedem Iterationszyklus verglichen. Wenn die Differenz kleiner als eine bestimmte Leistung  $P_{V,gr}$  ist, ist die Iteration abgeschlossen.

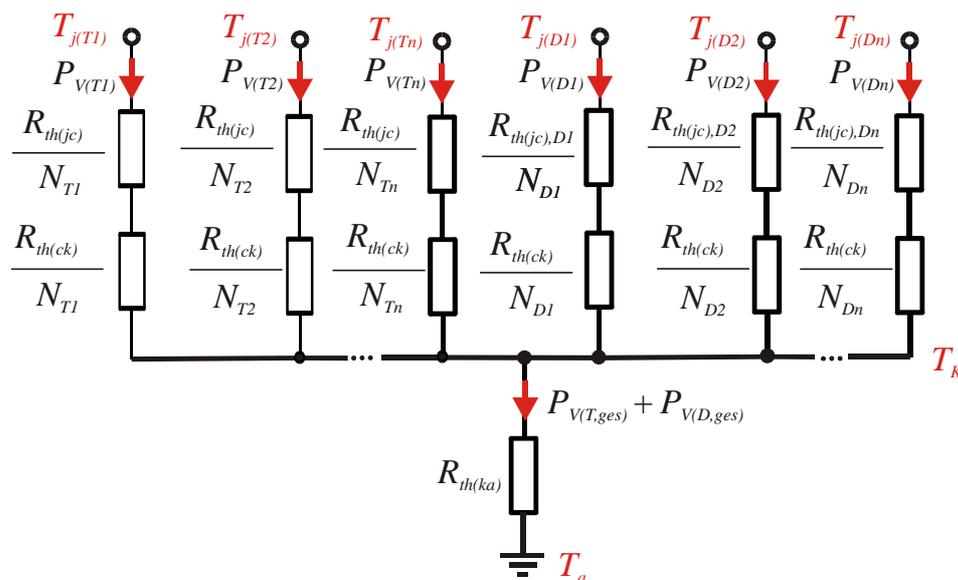


Abb. 4.4: Thermisches Ersatzschaltbild eines DC/DC-Wandlers

Die DC/DC-Wandlerschaltungen werden bei der gleichen Sperrschichttemperatur der MOSFET und der Dioden hinsichtlich der gesamten Anzahl der Leistungshalbleiter verglichen. Die gesamte Anzahl der MOSFET in der Schaltung berechnet sich nach:

$$n_{T,ges} = \sum_{m=1}^{n_T} N_{T_m} \quad (4.9)$$

Die gesamte Anzahl der Dioden in der Schaltung:

$$n_{D,ges} = \sum_{n=1}^{n_D} N_{D_n} k_{D_n} \quad (4.10)$$

Die Methodik der Berechnung der Verluste in den Transformatoren der DC/DC-Wandlerschaltungen ist im Anhang 6 erläutert. Für die Berechnung der Verluste im Transformator soll zuerst die Fläche des Kernquerschnitts ermittelt werden. Nach dem Ampere'schen Gesetz kann die maximale Stärke des magnetischen Feldes wie folgt berechnet werden [31]:

$$H_{\max} = \frac{N_1 I_{\mu, \max}}{l_m} \quad (4.11)$$

Mit der Berücksichtigung des in [31] dargestellten Zusammenhanges zwischen der magnetischen Induktion und Stärke des magnetischen Feldes ergibt sich die folgende Gleichung:

$$B_{\max} = \mu_0 \mu H_{\max} \quad (4.12)$$

Beim Einsetzen der Gl. (4.11) in die Gl. (4.12) kann der Maximalwert der magnetischen Induktion in der primären Wicklung des Transformators wie folgt berechnet werden:

$$B_{\max} = \frac{N_1 I_{\mu, \max} \mu_0 \mu}{l_m} \quad (4.13)$$

Bei der symmetrischen Ansteuerung der Transistoren für DC/DC-Wandlerschaltungen mit einem Transformator im Fall des kontinuierlichen Magnetisierungsstromes ist der Gleichstromanteil im Magnetisierungsstrom Null. In der Gl. (4.13) lässt sich der Maximalwert des Magnetisierungsstromes für die DC/DC-Wandlerschaltungen mit einem Transformator wie folgt bestimmen:

$$I_{\mu, \max} = \frac{U_{L_{\mu 1}} t_{mag}}{l L_{\mu 1}} \quad (4.14)$$

In der Gl. (4.14) ist  $l=2$  für die Schaltungen mit einer bidirektionalen Magnetisierung des Transformators (spannungs- und stromgespeister Vollbrückenwandler, stromgespeister Gegentaktwandler) und  $l=1$  für den Doppeldurchflusswandler mit einer unidirektionalen Magnetisierung des Transformators. Die Zeitdauer der Magnetisierungsphase in der Gl. (4.14) ist für den Doppeldurchflusswandler durch die Gl. (A1.8) im Anhang 1, für den spannungsgespeisten Vollbrückenwandler durch die Gl. (A2.11) im Anhang 2, für die stromgespeisten Wandler durch die Gl. (A3.5) im Anhang 3 definiert. Beim Hochsetzsteller mit geteilter Drossel enthält der Magnetisierungsstrom einen Gleichstromanteil. Der Maximalwert des Magnetisierungsstroms kann für den Hochsetzsteller mit geteilter Drossel wie folgt berechnet werden:

$$I_{\mu, \max} = i_{\mu}(t_0) + \frac{U_{L_{\mu 1}} t_{mag}}{L_{\mu 1}} \quad (4.15)$$

Die Zeitdauer der Magnetisierungsphase in der Gl. (4.15) ist für den Hochsetzsteller mit geteilter Drossel durch die Gl. (A4.5) im Anhang 4 definiert. Aus der Grundlagen der Dimensionierung eines Transformators [31] ist der Zusammenhang zwischen der Induktivität und magnetischen Größen bekannt:

$$L_{\mu 1} = \frac{N_1^2 \mu_0 \mu A_K}{l_m} \quad (4.16)$$

Beim Einsetzen der Gl. (4.14) in die Gl. (4.13) mit der Berücksichtigung der Gl. (4.16) erhält man die Formel für die DC/DC-Wandlerschaltungen mit einem Transformator:

$$A_K = \frac{U_{L\mu 1} t_{mag}}{l N_1 B_{max}} \quad (4.17)$$

Beim Einsetzen von Gl. (4.15) in die Gl. (4.13) und mit der Berücksichtigung der Gl. (4.16) erhält man die Formel für den Hochsetzsteller mit geteilter Drossel:

$$A_K = \frac{U_{L\mu 1} t_{mag} + L_{\mu 1} i_{\mu}(t_0)}{N_1 B_{max}} \quad (4.18)$$

Der Magnetisierungsstrom zum Anfang einer Periode in der Gl. (4.18) wurde für den Hochsetzsteller mit geteilter Drossel entsprechend der Gl. (A4.11) berechnet. Die Gl. (4.17), (4.18) zeigen die Abhängigkeit der Fläche des Kernquerschnittes vom Transformator vom Arbeitspunkt, von den Parametern der Schaltung und vom Maximalwert der magnetischen Induktion in der primären Wicklung. Bei der Dimensionierung des Transformators für einen möglichst hohen Maximalwert der magnetischen Induktion wird die minimal mögliche Fläche des Kernmaterials in einem bestimmten Arbeitspunkt, für bestimmte Parameter der Schaltung und eine bestimmte primäre Windungszahl des Transformators erforderlich. Der Maximalwert der magnetischen Induktion soll jedoch einen bestimmten Grenzwert  $B_{gr}$  nicht überschreiten, damit der Ferrit-Kern nicht gesättigt wird. Es ist also sinnvoll, die Verluste in den Transformatoren der DC/DC-Wandlerschaltungen bei der Dimensionierung der Transformatoren für den gleichen Maximalwert der magnetischen Induktion, bei gleicher Schaltfrequenz und bei gleicher primärer Windungszahl zu berechnen. Beim Einsetzen von  $B_{max}=B_{gr}$  in die Gl. (4.17), (4.18) wird die minimal mögliche Fläche des Kernmaterials  $A_{K,min}$  für die DC/DC-Wandlerschaltungen ermittelt.

## 4.2 Schaltungsvergleich

### 4.2.1 Doppeldurchflusswandler in asymmetrischer Halbbrückenschaltung

Die zu untersuchende Schaltung des Durchflusswandlers in asymmetrischer Halbbrückenschaltung wurde in *Abb. A1.1* im Anhang 1 dargestellt. Der Betrieb mit einem kontinuierlichen Strom durch die Induktivität  $L_a$  wurde dabei betrachtet. Der Wirkungsgrad der Schaltung bei  $U_e=30\text{V}$  (entsprechend dem auf der S. 7 erwähnten Arbeitspunkt) wird dabei berechnet. Für diese Berechnung wird zuerst der optimale Arbeitspunkt aus Sicht der möglichst niedrigen Spannungs- und Strombelastungen der Bauelemente festgelegt. Aufgrund der in *Abb. A1.2* gezeigten Verläufe wurden die Maximal- und Minimalwerte des Stromes durch den Transistor  $T_1$  in Abhängigkeit vom Übersetzungsverhältnis des Transformators bei einer konstanten Ausgangsspannung entsprechend der im Anhang 1 dargestellten Gl. (A1.4), (A1.5), berechnet. Der Effektivwert des Transistorstromes wurde in Abhängigkeit vom Übersetzungsverhältnis aufgrund des durch die Gl. (A1.1) beschriebenen Verlaufes des Transistorstromes berechnet. Die berechneten oben genannten Größen werden in Abhängigkeit vom Übersetzungsverhältnis des Transformators bei einer konstanten Ausgangsspannung in *Abb. 4.5* dargestellt. Die entsprechend der in der *Tab. 5.2* (S. 107) dargestellten Formeln berechneten maximalen Sperrspannungen über die Dioden  $D_5$  und  $D_6$  (bei  $U_e=60\text{V}$ ) in Abhängigkeit vom Übersetzungsverhältnis des Transformators werden auch in der *Abb. 4.5* gezeigt.

Aus der *Abb. 4.5* erkennt man, dass die Effektivwert, Maximal- und Minimalwerte des Stromes durch den Transistor  $T_1$  und die maximalen Sperrspannungen über die Dioden  $D_5$  und  $D_6$  mit der Erhöhung des Übersetzungsverhältnisses des Transformators ansteigen. Aus diesem Grund ist die Dimensionierung des Doppeldurchflusswandlers für das minimal mögliche Übersetzungsverhältnis sinnvoll. Diese Bedingung wird bei der Dimensionierung für das maximal mögliche Tastverhältnis bei einer minimalen Eingangsspannung ( $U_e=30\text{V}$ ) erreicht. Das maximal mögliche Tastverhältnis ist auf 50% begrenzt [31]. Das berechnete minimal erforderliche Übersetzungsverhältnis des Transformators bei einem Tastverhältnis von 0,45 wird in *Tab. 5.2* gezeigt. Zwei Transformatoren mit einem Übersetzungsverhältnis von 28 sind erforderlich.

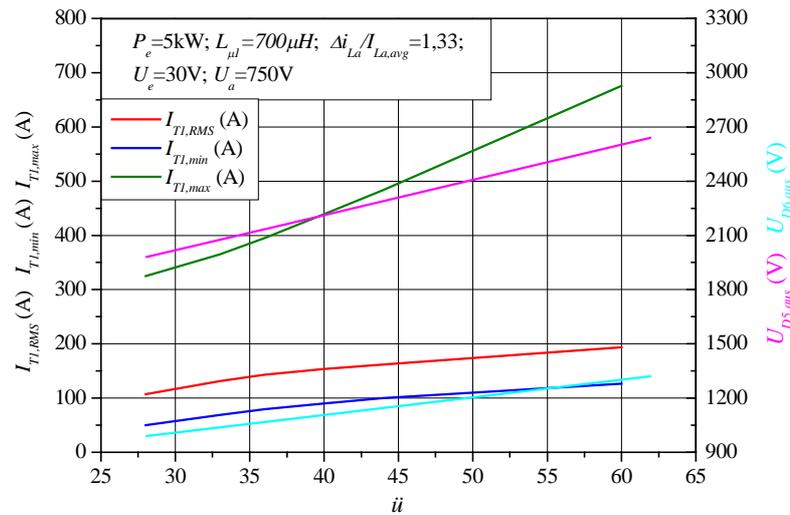


Abb. 4.5: Analytisch berechnete Abhängigkeiten der Strom- und Spannungsbelastungen der Bauelemente vom Übersetzungsverhältnis des Transformators des Doppeldurchflusswandlers in asymmetrischer Halbbrückenschaltung

Nach der Festlegung des Arbeitspunktes wird der Wirkungsgrad in diesem Arbeitspunkt berechnet. Der Effektivwert des Transistorstromes, der Effektivwert und Mittelwert der Diodenströme in Abhängigkeit von der Eingangsleistung wurden aufgrund der durch die Gl. (A1.1), (A1.2), (A1.9) beschriebenen Verläufe des Transistorstromes und der Diodenströme ermittelt. Diese berechnete Größen sind in Abhängigkeit von der Eingangsleistung in Abb. 4.6 dargestellt. Die Welligkeit des Stromes durch die Ausgangsdrossel ist im ganzen Leistungsbereich von 1kW bis 5kW konstant. Diese Werte werden im Algorithmus für die Berechnung der Halbleiterverluste, Abb. 4.1, verwendet. Der Effektivwert des Transistorstromes und des Stromes durch die primäre Wicklung des Transformators sind gleich. Tab. 5.2 zeigt die berechneten maximalen Sperrspannungen über die sekundärseitigen Dioden des Doppeldurchflusswandlers. Man sieht, dass die Spannungsbelastungen der sekundärseitigen Dioden der Eingangsspannung und dem Übersetzungsverhältnis des Transformators direkt proportional sind. Man sieht auch, dass die Sperrspannungen der Dioden D<sub>5</sub>, D<sub>6</sub>, D<sub>7</sub> bei der veränderlichen Eingangsspannung  $U_e=30\dots60\text{V}$  und der relativ hohen Ausgangsspannung  $U_a=750\text{V}$  über 1,2 kV liegen. Wegen der relativ hohen Anzahl an Hochspannungsdioden ist der Doppeldurchflusswandler für eine veränderliche Eingangsspannung und eine relativ hohe Ausgangsspannung schlecht

geeignet. Der Doppeldurchflusswandler ist jedoch hinsichtlich der Spannungsbelastungen der Transistoren eine günstig zu bewertende Schaltung.

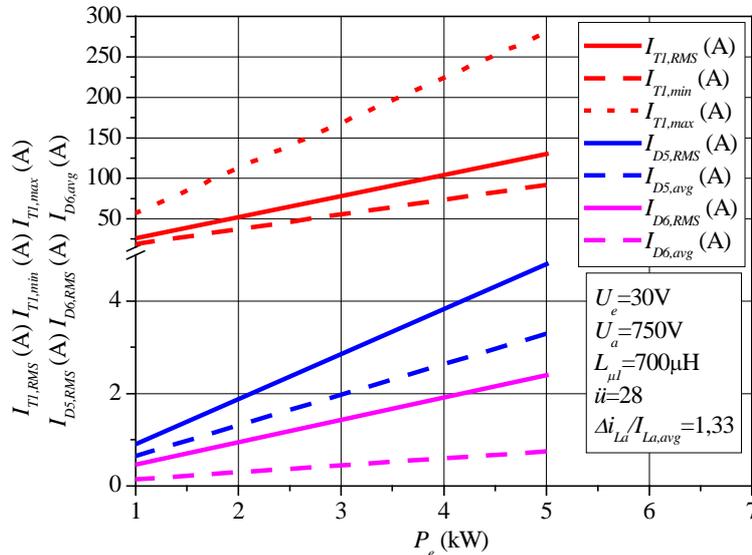


Abb. 4.6: Analytisch berechnete Abhängigkeiten der Effektiv-, Maximal- und Minimalwerte des Transistorstromes und der Diodenströme von der Eingangsleistung

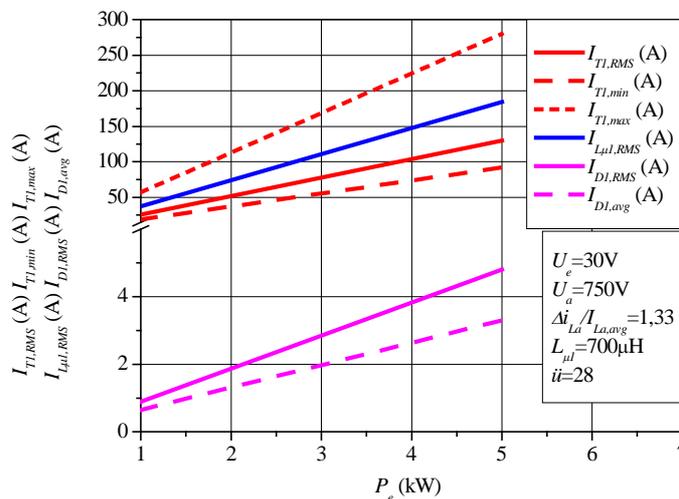
Die Transistorspannung nach dem Ausschalten der Transistoren ist gleich der Eingangsspannung. Beim Einschalten der Transistoren fällt die Sperrspannung über die Transistoren relativ schnell ab. Der Anstieg des Stromes wird jedoch durch die Magnetisierungsinduktivität und Streuinduktivität des Transformators auf einen bestimmten Wert begrenzt. Deshalb steigt der Strom durch den Transistor beim Einschalten erst dann an, wenn die Sperrspannung des Transistors relativ niedrig oder Null ist. Deshalb sind die Einschaltverluste der Transistoren beim Doppeldurchflusswandler vernachlässigbar.

#### 4.2.2 Spannungsgespeister Vollbrückenwandler

Die zu untersuchende Schaltung des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers ist in Abb. A2.1 dargestellt. In [73], [74] wird der Einfluss des Übersetzungsverhältnisses und der Größe der Induktivität  $L_a$  auf den Wirkungsgrad des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers analytisch untersucht. Die Größe der Induktivität  $L_a$  beeinflusst den Wirkungsgrad nur unwesentlich. Einen wesentlichen Einfluss hat jedoch das Übersetzungsverhältnis des Transformators. Um einen möglichst hohen Wirkungsgrad zu erreichen, wird ein möglichst kleines Übersetzungsverhältnis des Transformators

vorgeschlagen [73], [74]. Diese Bedingung wird bei der Dimensionierung für das maximal mögliche Tastverhältnis bei einer minimalen Eingangsspannung erreicht. Das maximal mögliche Tastverhältnis ist auf 50% begrenzt [31]. Die primäre Wicklung des Transformators wird im Unterschied zum Doppeldurchflusswandler bidirektional magnetisiert [31]. Deshalb wird nur ein Transformator mit dem Übersetzungsverhältnis von 28 (wie beim Doppeldurchflusswandler) benötigt.

Aufgrund der in *Abb. A2.2* gezeigten Verläufe wurden die Maximal- und Minimalwerte der Transistorströme in Abhängigkeit von der Eingangsleistung bei einer konstanten Ausgangsspannung entsprechend der im Anhang 2 dargestellten Gl. (A2.7), (A2.8), berechnet. Der Effektivwert des Transistorstromes, der Effektivwert und Mittelwert der Diodenströme wurde in Abhängigkeit vom Übersetzungsverhältnis aufgrund der durch die Gl. (A.2.1), (A2.5), (A2.12) beschriebenen Verläufe des Transistorstromes und der Diodenströme berechnet. Die Ermittlung des Effektivwertes des Stromes durch die primäre Wicklung des Transformators wurde aufgrund der Gl. (A2.13) durchgeführt. Die berechneten oben genannten Größen werden in Abhängigkeit vom Übersetzungsverhältnis des Transformators bei einer konstanten Ausgangsspannung in *Abb. 4.7* dargestellt.



*Abb. 4.7:* Analytisch berechnete Abhängigkeiten der Effektiv-, Maximal- und Minimalwerte des Transistorstromes und des Diodenstromes von der Eingangsleistung

Aus der *Abb. 4.7* kann entnommen werden, dass der Effektivwert des Transistorstromes des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers den entsprechenden Wert für den Doppeldurchflusswandler entspricht. Beim spannungsgespeisten Vollbrückenwandler

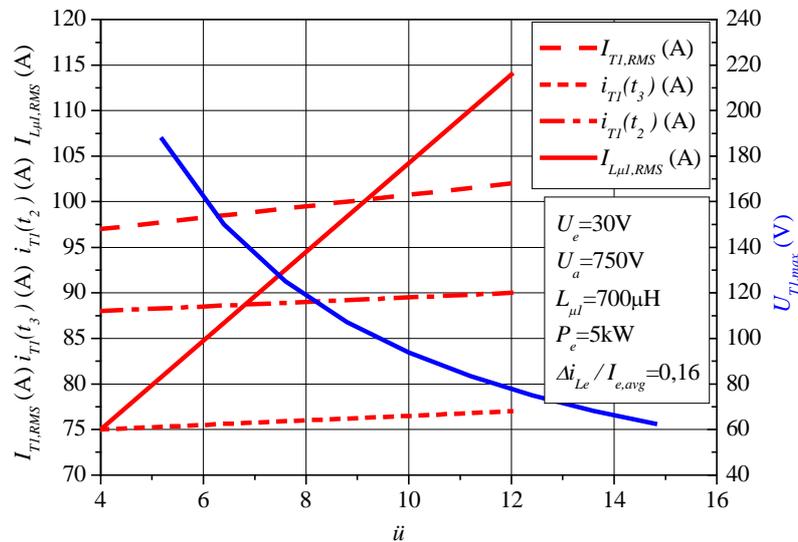
wird der Transformator bidirektional magnetisiert. Das führt dazu, dass der Strom durch die primäre Wicklung des Transformators sowohl während der Magnetisierungsphase als auch während der Entmagnetisierungsphase fließt. Dadurch erhöht sich der Effektivwert des Stromes durch die primäre Wicklung des Transformators im Vergleich zu dem entsprechenden Wert beim Doppeldurchflusswandler.

Die berechneten maximalen Sperrspannungen der Leistungshalbleiter bei  $U_e=60V$  und minimalen Sperrspannungen der Leistungshalbleiter bei  $U_e=30V$  für den Arbeitspunkt ( $D_{max}=0,45$ ) sind in *Tab. 5.2 (S.107)* dargestellt. Die Transistorspannung ist, wie beim Doppeldurchflusswandler, gleich der Eingangsspannung. Alle Transistoren sperren während den Phasen der Totzeit und die primäre Spannung des Transformators ist Null. Dadurch ergibt sich eine Serienschaltung der Transistoren gegen die Eingangsspannungsquelle. Die Sperrspannungen der Transistoren vor dem Einschalten und nach dem Ausschalten betragen deshalb die Hälfte der Eingangsspannung. Die Sperrspannung der Transistoren nach dem Ausschalten halbiert sich im Vergleich zum Doppeldurchflusswandler. Die Sperrspannungen der Dioden sind wie auch beim Doppeldurchflusswandler direkt proportional der Eingangsspannung. Bei der vorgegebenen Änderung der Eingangsspannung liegen die maximalen Sperrspannungen über die Dioden über 1,2kV, wie man aus der *Tab. 5.2* sieht. Die Anzahl der Hochspannungsdioden ( $D_1, D_2, D_3, D_4$ ) ist noch höher als beim Doppeldurchflusswandler, was einen deutlichen Nachteil des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers darstellt. Das Einschalten der Transistoren wird wie beim Doppeldurchflusswandler durch die Magnetisierungsinduktivität und Streuinduktivität des Transformators entlastet. Die Spannung über die Transistoren beim Ausschalten wird allerdings durch die Streuinduktivität höher.

### **4.2.3 Stromgespeicher Vollbrückenwandler und Gegentaktwandler**

Die zu untersuchenden Schaltungen des stromgespeisten Vollbrückenwandlers und Gegentaktwandlers sind in *Abb. A3.1* und *Abb. A3.2* dargestellt. Aufgrund des kontinuierlichen Eingangsstromes kann das Tastverhältnis nicht niedriger als 50% sein [31]. Die primäre Wicklung des Transformators wird bidirektional magnetisiert [31]. Das minimal mögliche Übersetzungsverhältnis des Transformators beträgt beim Tastverhältnis von 50% gemäß der Formel in *Tab. 5.2* zwölf. Für die Berechnung des Wirkungsgrades wird zuerst der optimale Arbeitspunkt aus Sicht der möglichst

niedrigen Spannungs- und Strombelastungen der Bauelemente ausgewählt. Aufgrund der in *Abb. A3.3* gezeigten Verläufe wird der Strom durch den Transistor  $T_1$  zu den Zeitpunkten  $t_2$  und  $t_3$  (beim Aus- und Einschalten des Transistors) in Abhängigkeit vom Übersetzungsverhältnis des Transformators bei einer konstanten Ausgangsspannung gemäß im Anhang 3 dargestellten Gl. (A3.12), (A3.19), berechnet. Der Effektivwert des Transistorstromes wurde in Abhängigkeit vom Übersetzungsverhältnis aufgrund des durch die Gl. (A3.1), (A3.6), (A3.8) beschriebenen Verlaufes des Transistorstromes berechnet. Die maximale Sperrspannung über den Transistor  $T_1$  wird entsprechend der Formel in der *Tab. 5.2* berechnet. Die berechneten oben genannten Größen werden in Abhängigkeit vom Übersetzungsverhältnis des Transformators bei einer konstanten Ausgangsspannung in *Abb. 4.8* dargestellt.

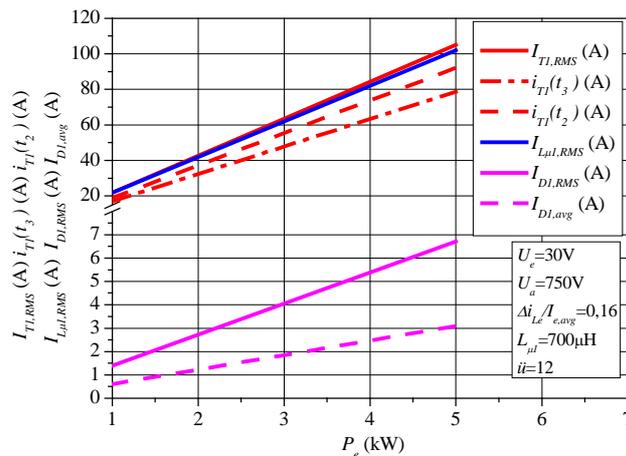


*Abb. 4.8:* Analytisch berechnete Abhängigkeiten der Strom- und Spannungsbelastungen der Bauelemente vom Übersetzungsverhältnis des Transformators für den stromgespeisten Vollbrückenwandler

Aus der *Abb. 4.8* erkennt man, dass die Effektivwerte des Transistorstroms und des Stromes durch die primäre Wicklung des Transformators sich unwesentlich mit der Verringerung des Übersetzungsverhältnisses des Transformators verringern. Die Sperrspannung der Transistoren steigt dagegen mit der Verringerung des Übersetzungsverhältnisses relativ stark an. Die Verkleinerung des Übersetzungsverhältnisses ist deshalb für den Bereich eingeschränkt, in dem die MOSFET der gleichen Spannungsklasse wie für das Übersetzungsverhältnis von 12 verwendet werden können. Eine weitere Verringerung des Übersetzungsverhältnisses

des Transformators führt zu einer deutlichen Erhöhung der Leitverluste in den Transistoren. Das Übersetzungsverhältnis von 12 wurde aus diesen Gründen festgelegt.

Nach der Festlegung des Arbeitspunktes erfolgt die Ermittlung des Wirkungsgrades in diesem Arbeitspunkt. Der Strom durch den Transistor  $T_1$  zu den Zeitpunkten  $t_2$  und  $t_3$  (beim Aus- und Einschalten des Transistors) wird gemäß im Anhang 3 dargestellten Gl. (A3.12), (A3.19) in Abhängigkeit von der Eingangsleistung bei einer konstanten Ausgangsspannung berechnet. Der Effektivwert des Transistorstromes, der Effektivwert und Mittelwert der Diodenströme in Abhängigkeit von der Eingangsleistung wurden aufgrund der durch die Gl. (A3.1), (A3.6), (A3.8), (A3.2) beschriebenen Verläufe des Transistorstromes und der Diodenströme berechnet. Die oben genannten berechneten Größen in Abhängigkeit von der Eingangsleistung in *Abb. 4.9* dargestellt. Die Welligkeit des Stromes durch die Eingangs-drossel ist im ganzen Leistungsbereich von 1kW bis 5kW als konstant angenommen.



*Abb. 4.9:* Analytisch berechnete Abhängigkeiten des Effektivwertes vom Transistorstrom sowie des Transistorstromes zu den Zeitpunkten  $t_2$  und  $t_3$  und des Diodenstromes von der Eingangsleistung

Aus der *Abb. 4.9* sieht man, dass die Effektivwerte des Transistorstromes und des Stromes durch die primäre Wicklung deutlich niedriger als bei den anderen Schaltungen sind. Das ist ein Vorteil von den stromgespeisten Wandlern.

Die berechnete maximale Sperrspannung der Dioden wird in der *Tab. 5.2* dargestellt. Die Sperrspannung der sekundärseitigen Dioden ist im Unterschied zu den anderen untersuchten DC/DC-Wandlerschaltungen auf die Ausgangsspannung geklemmt. Die Streuinduktivitäten des Transformators können deshalb nicht zur Erhöhung der

Sperrspannung der Dioden führen, wie im Fall der spannungsgespeisten Schaltungstopologien. Die deutlich niedrigeren Sperrspannungen der sekundärseitigen Dioden ist ein weiterer Vorteil im Vergleich zu den spannungsgespeisten Wandlern. Die Unabhängigkeit der Sperrspannung über die Transistoren und der Sperrspannungen der sekundärseitigen Dioden von der Eingangsspannung macht die Anwendung der stromgespeisten Wandler für eine BZ mit einer stark veränderlichen Eingangsspannung günstig. Eine weitere Erkenntnis aus der *Tab. 5.2* ist, dass der Übergang der Dioden vom leitenden in den nichtleitenden Zustand nur bei der Hälfte der Ausgangsspannung erfolgt, was zu geringeren Reverse-Recovery-Verlusten in den Dioden im Vergleich zu den spannungsgespeisten Schaltungen führt. Aus der *Tab. 5.2* sieht man, dass die Sperrspannungen über die Transistoren nach dem Ausschalten und vor dem Einschalten bei den stromgespeisten Schaltungen deutlich höher als bei anderen Schaltungen sind. Die weiteren Nachteile der stromgespeisten Schaltungen sind:

- Überspannung an den Transistoren wegen der Streuinduktivität des Transformators möglich,
- hartes Einschalten der Transistoren.

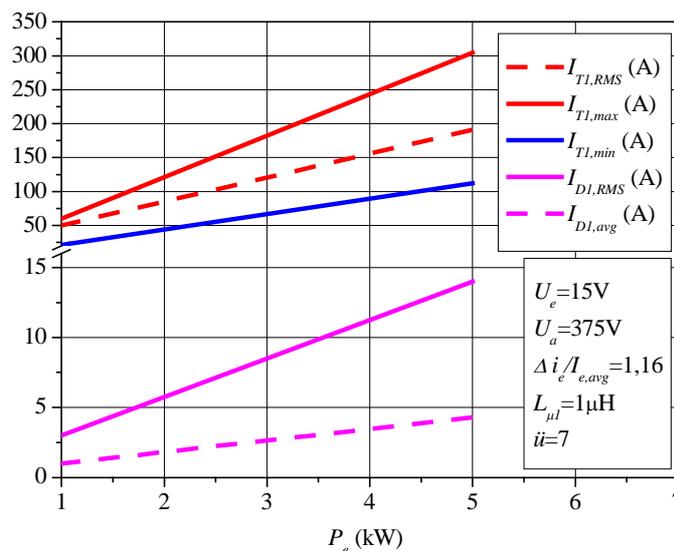
Die im Anhang 3 dargestellte mathematische Analyse gilt auch für den stromgespeisten Gegentaktwandler. Der Unterschied dieser Schaltung zu dem stromgespeisten Vollbrückenwandler liegt in der doppelt so hohen Sperrspannung über die Transistoren.

### 4.2.4 Hochsetzsteller mit geteilter Drossel

Die bisher betrachteten DC/DC-Wandler sind galvanisch getrennt. Der Hochsetzsteller mit geteilter Drossel gewährleistet keine galvanische Trennung zwischen dem Ein- und Ausgang. Deshalb soll er entsprechend dem in *Abb. 3.9 (S. 20)* gezeigten prinzipiellen Blockschaltbild an die BZ angeschlossen werden. Die Schaltung des Hochsetzstellers mit geteilter Drossel wurde in *Abb. A4.1* dargestellt. Die galvanisch getrennten Wandler sind für die Eingangsspannungsänderung von 30V bis 60V betrachtet worden. In *Abb. A4.1* sieht man, dass der Hochsetzsteller von zwei seriell geschalteten Spannungsquellen eingespeist wird. Um den Hochsetzsteller mit den bisher betrachteten Wandlern vergleichen zu können, soll die Änderung der gesamten Spannung dieser Energiequellen 30V bis 60V betragen. Das bedeutet, dass die

Eingangsspannungsänderung für jeden Hochsetzsteller in *Abb. A4.1* 15V bis 30V beträgt.

Die Festlegung des Arbeitspunktes bei dem maximalen Tastverhältnis von 0,774 im Arbeitspunkt bei der minimalen Eingangsspannung von 15V ermöglicht relativ niedrige Leitverluste im Transistor und gleichzeitig eine akzeptable maximale Strombelastung der sekundärseitigen Diode [53]. Dieser Arbeitspunkt wurde für die Berechnung des Wirkungsgrades festgelegt. Das berechnete Übersetzungsverhältnis des Transformators, bei dem die Ausgangsspannung von 375V im Bereich der Änderung der Eingangsspannung von 15V bis 30V erreicht werden kann und dabei das Tastverhältnis den festgelegten maximalen Wert von 0,774 nicht überschreitet, ist in der *Tab. 5.2* dargestellt. Aufgrund der in *Abb. A4.2* im Anhang 4 gezeigten Verläufe wurden die Maximal-, Minimalwerte des Stromes durch den Transistor  $T_1$  in Abhängigkeit von der Eingangsleistung bei einer Ausgangsspannung von 375V entsprechend der im Anhang 4 dargestellten Gl. (A4.17), (A4.18) berechnet. Der Effektivwert des Transistorstromes, der Effektivwert und Mittelwert des Diodenstromes in Abhängigkeit von der Eingangsleistung wurden aufgrund der durch die Gl. (A4.2), (A4.3), (A4.7), (A4.8) beschriebenen Verläufe des Transistorstromes und Diodenstromes berechnet. Die Ergebnisse dieser Berechnungen zeigt die *Abb. 4.10*.



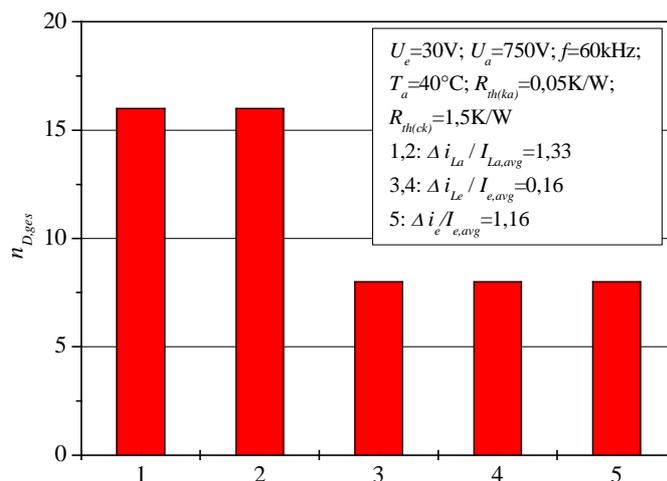
*Abb. 4.10:* Analytisch berechnete Abhängigkeiten der Effektiv-, Maximal- und Minimalwerte des Transistorstroms und des Diodenstroms von der Eingangsleistung im Hochsetzsteller mit geteilter Drossel

Man sieht aus der *Abb. 4.10*, dass die Effektivwerte des Transistorstromes und Diodenstromes höher im Vergleich zum Doppeldurchflusswandler und zu den stromgespeisten Schaltungen sind.

*Tab. 5.2* zeigt die berechneten maximalen Sperrspannungen der Dioden und Transistoren. Man erkennt, dass die maximale Sperrspannung des Transistors beim Hochsetzsteller mit geteilter Drossel höher als bei den spannungsgespeisten Schaltungen und beim stromgespeisten Vollbrückenwandler ist. Aus der *Tab. 5.2* kann auch entnommen werden, dass der Hochsetzsteller mit geteilter Drossel die günstigste Schaltung hinsichtlich der maximalen Sperrspannung der sekundärseitigen Dioden ist. Der prinzipielle Unterschied des Hochsetzstellers mit geteilter Drossel zu den anderen Schaltungen ist, dass die Sperrspannung der Diode  $D_1$  von der Eingangs- und Ausgangsspannung sowie vom Übersetzungsverhältnis der geteilten Drossel abhängt.

#### 4.2.5 Zusammenfassung

Die berechneten maximalen Sperrspannungen der Transistoren und der Dioden für die unidirektionalen DC/DC-Wandlerschaltungen sind in *Tab. 5.2* dargestellt. Aufgrund dieser Werte werden die Spannungsklassen für die Transistoren und Dioden in *Tab. A5.1 (Anhang 5)* festgelegt. Die daraus resultierende gesamte Anzahl der Dioden für jede DC/DC-Wandlerschaltung wird in der *Abb. 4.11* gezeigt.



*Abb. 4.11:* Ergebnisse des Vergleichs der Schaltungen hinsichtlich des Aufwandes an die Dioden (1:Doppeldurchflusswandler; 2: spannungsgespeicherter Vollbrückenwandler; 3: stromgespeicherter Vollbrückenwandler; 4: stromgespeicherter Gegentaktwandler; 5: Hochsetzsteller mit geteilter Drossel)

Die stromgespeisten Topologien und der Hochsetzsteller mit geteilter Drossel erweisen sich als die Schaltungen mit dem geringsten Bedarf an Dioden, wie man aus der *Abb. 4.11* sieht. Mit Hilfe der verwendeten Abhängigkeit des Drain-Source-Einschaltwiderstandes eines 100V-MOSFETs von der Sperrschichttemperatur (*Tab. A5.2*) werden die Abhängigkeiten des Drain-Source-Einschaltwiderstandes von der Sperrschichttemperatur der MOSFETs anderer Spannungsklassen berechnet. Dabei ist angenommen worden, dass der Drain-Source-Einschaltwiderstand dem Faktor  $U_{DS,max}^{2,6}$  direkt proportional ist. Bei der Annahme, dass die Schaltverluste bei einem bestimmten Strom der Sperrspannung direkt proportional sind, können die in *Abb. 4.2* dargestellten Abhängigkeiten der Ein- und Ausschaltverluste vom Stromfluss für bestimmte Werte der Sperrspannung ermittelt werden. Die berechneten Sperrspannungen der Transistoren vor dem Einschalten und nach dem Ausschalten im Arbeitspunkt ( $U_e=30V$ ), wo der Wirkungsgrad ermittelt wird, werden in der *Tab. 5.2* dargestellt. Die aufgrund dieser Werte ermittelten Abhängigkeiten der Ein- und Ausschaltverluste vom Stromfluss und die in der *Tab. A5.2* dargestellten Abhängigkeiten des Drain-Source-Einschaltwiderstandes eines MOSFETs von der Sperrschichttemperatur werden im Algorithmus der Berechnung der Halbleiterverluste, *Abb. 4.1*, verwendet. Die Sperrschichttemperatur der MOSFETs und der thermische Widerstand des Kühlkörpers sind für alle DC/DC-Wandlerschaltungen gleich und betragen entsprechend  $105^{\circ}C$  und  $0,05K/W$ . Für die Berechnung der Ein- und Ausschaltverluste werden entsprechend die berechneten Minimal- und Maximalwerte des Transistoren bei einer bestimmten Eingangsleistung verwendet. Die berechneten Sperrspannungen der Dioden beim Übergang von einem vom leitenden in den nichtleitenden Zustand im Arbeitspunkt ( $U_e=30V$ ), wo der Wirkungsgrad ermittelt wird, werden in der *Tab. 5.2* gezeigt. Die aufgrund dieser Werte gemäß Gl. (4.3)-(4.6) berechneten Reverse-Recovery-Verluste einer Diodeneinheit, die aus einer bestimmten Anzahl der seriell geschalteten 600V-Dioden besteht, sieht man in der *Tab. A5.2*. *Abb. 4.12* stellt die berechnete Abhängigkeit des Wirkungsgrades von der Eingangsleistung aufgrund der Halbleiterverluste und Verluste in den Transformatoren dar. Aus *Abb. 4.12* erkennt man, dass beim stromgespeisten Vollbrückenwandler der höchste Wirkungsgrad erreicht wird. Der stromgespeiste Gegentaktwandler hat wegen der höchsten Spannungsklasse der einzusetzenden MOSFET den schlechtesten Wirkungsgrad.

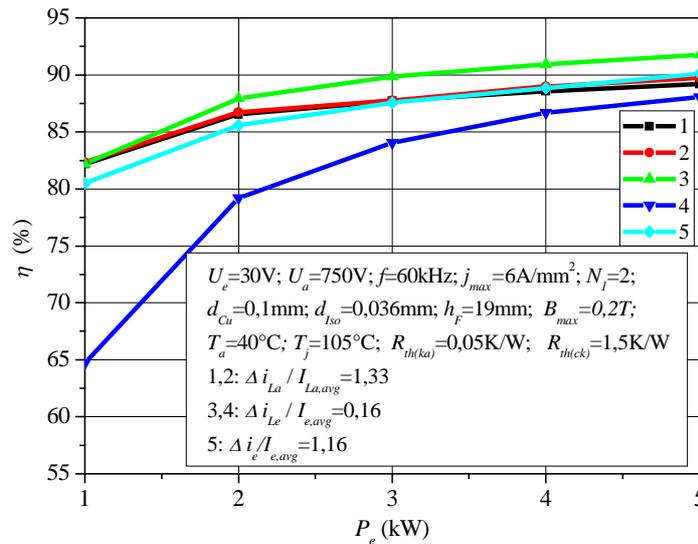


Abb. 4.12: Analytisch ermittelter Wirkungsgrad unidirektionaler DC/DC-Wandlerschaltungen bei der Auslegung für die Leistung von 5kW (1: Doppeldurchflusswandler; 2: spannungsgespeicher Vollbrückenwandler; 3: stromgespeicher Vollbrückenwandler; 4: stromgespeicher Gegentaktwandler; 5: Hochsetzsteller mit geteilter Drossel)

Eine weitere Ursache sind relativ hohe Verluste im Transformator wegen der relativ hohen Spannungs-Zeit-Fläche an der primären Wicklung des Transformators. Alle spannungsgespeisten Schaltungen weisen etwa den gleichen Wirkungsgrad auf. Beim Hochsetzsteller mit geteilter Drossel für kleine Leistungen (etwa ab 3kW) ergibt sich ein schlechterer Wirkungsgrad im Vergleich zu den spannungsgespeisten Schaltungen. Das liegt daran, dass die Schaltverluste beim Hochsetzsteller mit geteilter Drossel höher als beim Doppeldurchflusswandler und beim spannungsgespeisten Vollbrückenwandler sind. Die Schaltverluste dominieren bei kleineren Leistungen, weil sich die Strombelastung mit der Verkleinerung der Leistung verringert und die Spannungsbelastung der Leistungshalbleiter konstant bleibt. Die verwendete bei der Berechnung des Wirkungsgrades gesamte Anzahl der MOSFETs für jeden Wandler in Abhängigkeit von der Eingangsleistung wird in der Abb. 4.13 gezeigt. Die stromgespeisten Topologien sind hinsichtlich des Bedarfs an Transistoren am günstigsten. Die Unterschiede sind insgesamt jedoch relativ gering. Die Tab. 5.2 zeigt die berechnete minimal erforderliche Kernfläche für den Transformator der galvanisch getrennten DC/DC-Wandlerschaltungen gemäß Gl. (4.17) und für die geteilte Drossel des Hochsetzstellers gemäß Gl. (4.18). Die Berechnung wurde für die folgenden Bedingungen durchgeführt:  $B_{max} = B_{gr} = 0,2T, f = 60kHz, N_1 = 2$ .

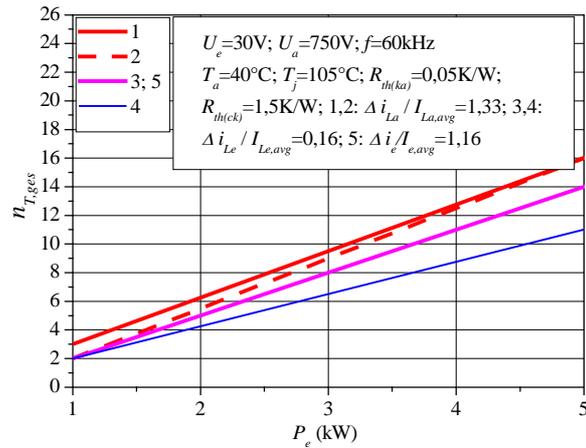


Abb. 4.13: Ergebnisse des Vergleichs der Schaltungen hinsichtlich des Aufwandes an die MOSFETs (1: Doppeldurchflusswandler; 2: spannungsgespeicher Vollbrückenwandler; 3: stromgespeicher Vollbrückenwandler; 4: stromgespeicher Gegentaktwandler; 5: Hochsetzsteller mit geteilter Drossel)

Der Vergleich der Schaltungen hinsichtlich des erforderlichen Kernmaterials bei der gleichen primären Windungszahl und magnetischen Ausnutzung des Transformators wird in Abb. 4.14 grafisch dargestellt.

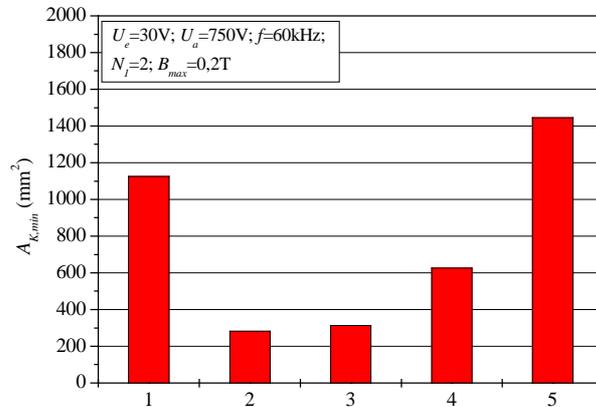


Abb. 4.14: Ergebnisse des Vergleichs der Schaltungen hinsichtlich des Bedarfs an Kernmaterial für den Transformator (1: Doppeldurchflusswandler; 2: spannungsgespeicher Vollbrückenwandler; 3: stromgespeicher Vollbrückenwandler; 4: stromgespeicher Gegentaktwandler; 5: Hochsetzsteller mit geteilter Drossel)

Der stromgespeiste und spannungsgespeiste Vollbrückenwandler benötigen am wenigsten Kernmaterial für den Transformator, wie man aus der Abb. 4.14 sieht. Insgesamt weisen stromgespeister und spannungsgespeicher Vollbrückenwandler die Eigenschaften auf, die diese Wandler für die Brennstoffzellenanwendungen günstig geeignet machen.

## 5 Analyse des erweiterten Durchflusswandlers

### 5.1 Ableitung der Schaltung des erweiterten Durchflusswandlers

Die Untersuchung unidirektionaler DC/DC-Wandlerschaltungen im Kapitel 4 hat gezeigt, dass der spannungsgespeiste Vollbrückenwandler hinsichtlich des Wirkungsgrades und der Größe des Transformators zu den günstigsten Schaltungen für eine BZ mit einer Leistung von 5kW und einer Spannung von 30V...60V gehört. Wesentliche Nachteile dieser Schaltung sind ein erhöhter Bauelementebedarf und der Aufwand für die Steuerung der Transistoren. Ein weiterer Nachteil des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers ist, dass die in den Streuinduktivitäten gespeicherte Energie zum Eingang der Schaltung eingespeist wird. Durch den Fluss dieser Energie vom Eingang zum Ausgang der Schaltung entstehen zusätzliche Verluste, die zur Reduzierung des Wirkungsgrades führen. Der Wirkungsgrad eines spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers mit einem nichtidealen Transformator ist deshalb niedriger als der im Kapitel 4 ermittelte Wirkungsgrad eines spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers mit einem idealen Transformator. Dadurch entsteht ein Bedarf nach einer neuen DC/DC-Wandlerschaltung, die nicht von diesen Nachteilen betroffen ist, mit einer möglichst kleineren Anzahl der aktiven Schalter.

Das Ziel des nun folgenden Kapitels ist die Ableitung einer solchen Schaltung. Der Durchflusswandler mit einem Transistor ist durch den geringsten Bauelementebedarf und den geringsten Aufwand für die Transistorsteuerung gekennzeichnet. Der Nachteil dieser Schaltung ist ein zusätzlicher schaltungstechnischer Aufwand für die Entmagnetisierung des Transformators. Das in *Abb. 5.1* dargestellte Ersatzschaltbild des Durchflusswandlers mit einem Transistor und einem idealen Transformator basiert auf der Annahme, dass die Spannung des Transistors  $T_1$  auf eine konstante Spannung  $U_k$  begrenzt wird. Die Verläufe der in *Abb. 5.1* gezeigten Schaltung sind in *Abb. 5.2* dargestellt. Drei Betriebszustände können unterschieden werden:

- Magnetisierungsphase ( $t_0...t_1$ ) ( $T_1$  ein),
- Entmagnetisierungsphase ( $t_1...t_2$ ) ( $T_1$  aus),

- Freilaufphase ( $t_2 \dots t_3$ ) ( $T_1$  aus).

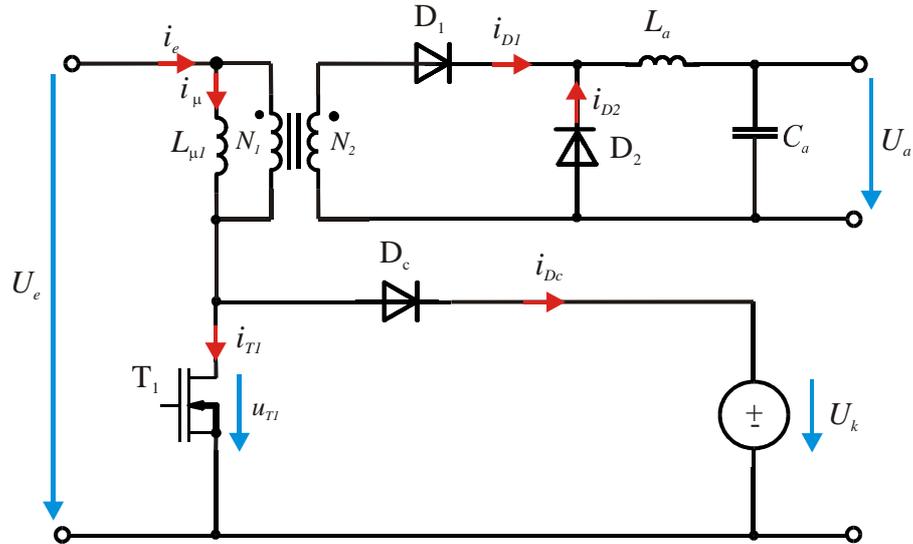


Abb. 5.1: Ersatzschaltbild des Durchflusswandlers mit einem Transistor und einer zusätzlichen Schaltung für die Entmagnetisierung des Transformators

Für die Magnetisierungsphase gilt die Maschengleichung:

$$U_e - L_{\mu 1} \frac{di_{\mu}(t)}{dt} = 0 \quad (5.1)$$

mit der Anfangsbedingung:  $i_{\mu}(t_0) = 0$ . Die Lösung der Differentialgleichung Gl. (5.1) lautet:

$$i_{\mu}(t) = \frac{U_e}{L_{\mu 1}}(t - t_0) \quad (5.2)$$

Der Magnetisierungsstrom am Ende der Magnetisierungsphase berechnet sich nach:

$$i_{\mu}(t_1) = \frac{U_e}{L_{\mu 1}}DT \quad (5.3)$$

Dabei ist das Tastverhältnis wie folgt definiert:

$$D = \frac{t_1 - t_0}{T} \quad (5.4)$$

Zum Zeitpunkt  $t_1$  wird der Transistor  $T_1$  ausgeschaltet und der Magnetisierungsstrom fließt durch die Diode  $D_c$  und die Spannungsquelle  $U_k$ . Dadurch wird die während der Magnetisierungsphase in der Magnetisierungsinduktivität gespeicherte Energie in die Spannungsquelle  $U_k$  eingespeist. Für die Entmagnetisierungsphase ( $t_1 \dots t_2$ ) gilt die Maschengleichung:

$$U_e - U_k - L_{\mu 1} \frac{di_{\mu}(t)}{dt} = 0 \quad (5.5)$$

mit der Anfangsbedingung:

$$i_{\mu}(t_1) = \frac{U_e}{L_{\mu 1}} DT \quad (5.6)$$

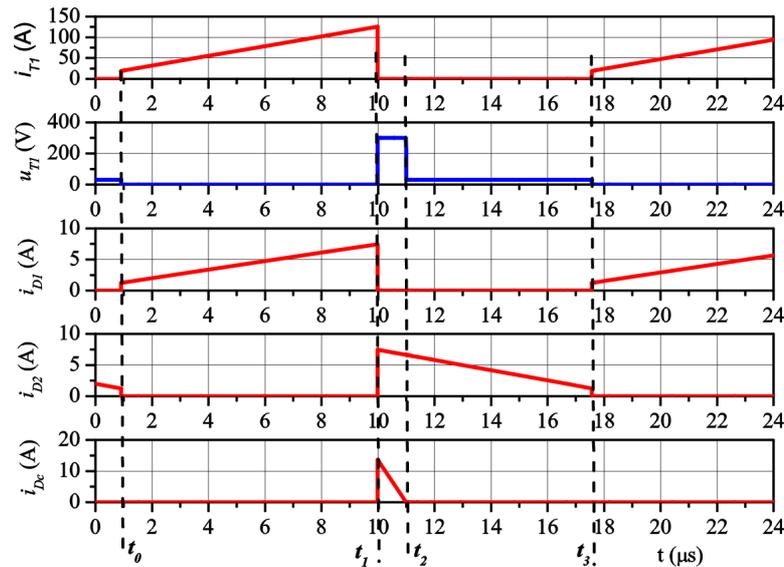


Abb. 5.2: Betriebszustände des Durchflusswandlers mit einem Transistor und einer zusätzlichen Schaltung für die Entmagnetisierung des Transformators

Die Lösung von Gl. (5.5) lautet:

$$i_{\mu}(t) = \frac{U_e}{L_{\mu 1}} DT - \frac{U_k - U_e}{L_{\mu 1}} (t - t_1) \quad (5.7)$$

Die Spannung  $U_k$  ist frei einstellbar. Sie sollte hoch genug festgelegt werden, so dass der Magnetisierungsstrom den Wert Null einnimmt, bevor die Periode anfängt. Diese Bedingung lautet:

$$i_{\mu}(t_2) = 0 \quad (5.8)$$

Beim Einsetzen von Gl. (5.8) in Gl. (5.7) erhält man:

$$0 = \frac{U_e}{L_{\mu 1}} DT - \frac{U_k - U_e}{L_{\mu 1}} (t_2 - t_1) \quad (5.9)$$

Aus Gl. (5.9) wird die Dauer der Entmagnetisierungsphase wie folgt ermittelt:

$$t_2 - t_1 = \frac{U_e DT}{U_k - U_e} \quad (5.10)$$

Unter Berücksichtigung des linearen Stromverlaufs kann die in die Spannungsquelle  $U_k$  eingespeiste Energie wie folgt ermittelt werden:

$$E_L = \frac{1}{2} U_k i_{\mu}(t_1)(t_2 - t_1) \quad (5.11)$$

Durch Einsetzen von Gl. (5.6) und Gl. (5.10) in Gl. (5.11) erhält man:

$$E_L = \frac{1}{2} \frac{U_e^2 D^2 T^2}{L_{\mu 1}} \frac{U_k}{U_k - U_e} \quad (5.12)$$

Die in die Spannungsquelle  $U_k$  eingespeiste Energie kann nur positiv sein. Diese Bedingung ist laut Gl. (5.12) erfüllt, wenn die Spannung  $U_k$  größer als die Eingangsspannung ist. Man sieht auch aus der Gl. (5.12), dass die in die Spannungsquelle  $U_k$  eingespeiste Energie durch folgende Größen beeinflusst werden kann:

- Spannung  $U_k$ ,
- Magnetisierungsinduktivität,
- Tastverhältnis,
- Frequenz.

Mit der Vergrößerung der Spannung  $U_k$  fällt der Magnetisierungsstrom während der Entmagnetisierungsphase laut der Gl. (5.10) schneller ab. Weniger Energie wird dadurch an die Spannungsquelle  $U_k$  abgegeben, wie man aus der Gl. (5.12) sieht. Da die Spannung  $U_k$  am Transistor  $T_1$  liegt, bedingt die Vergrößerung der Spannung  $U_k$ , dass MOSFET mit einer höheren Sperrspannung für den Transistor  $T_1$  verwendet werden sollten. Eine andere Möglichkeit für die Reduzierung der in die Spannungsquelle  $U_k$  eingespeisten Energie ist gemäß Gl. (5.12) die Dimensionierung des Transformators für eine möglichst hohe Magnetisierungsinduktivität.

Die in die Spannungsquelle  $U_k$  eingespeiste Energie wird an die Last übertragen, wenn das positive Potential der Spannungsquelle  $U_k$  mit dem negativen Potential des Kondensators  $C_a$  verbunden wird. Es ergibt sich dann die in *Abb. 5.3* dargestellte Schaltung. Sie funktioniert nach dem Durchflusswandlerprinzip. Eine zusätzliche Diode  $D_c$  und ein zusätzlicher Kondensator  $C_c$  sind für die Entmagnetisierung der primären

Wicklung des Transformators erforderlich. Aus diesem Grund wird diese neue Schaltung als erweiterter Durchflusswandler bezeichnet [79].

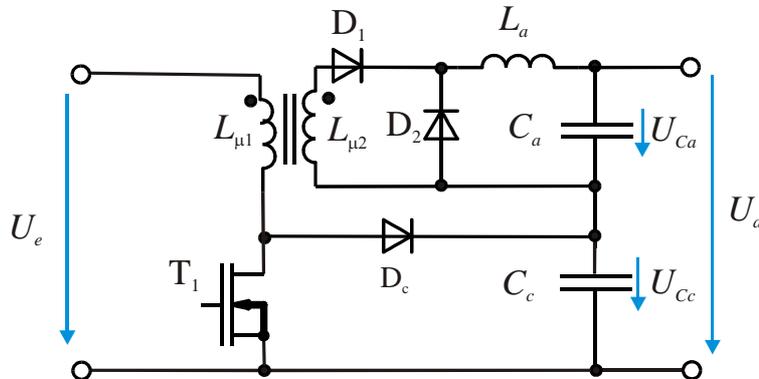


Abb. 5.3: Schaltung des erweiterten Durchflusswandlers

Der erste Unterschied dieser Schaltung im Vergleich zu der Schaltung des konventionellen Durchflusswandlers in Abb. 5.1 ist, dass die Spannung am Kondensator  $C_c$  nicht einstellbar ist. Sie ist von der Magnetisierungsenergie abhängig, die zum Kondensator  $C_c$  eingespeist wird. Das positive Potential des Ausgangskondensators  $C_c$  und das Drain-Potential des MOSFET  $T_1$  sind durch die Diode  $D_c$  miteinander verbunden. Dadurch ist keine galvanische Trennung zwischen dem Ein- und Ausgang vorhanden. Der erweiterte Durchflusswandler soll deshalb entsprechend dem in Abb. 3.9 (S. 20) gezeigten prinzipiellen Blockschaltbild an die BZ angeschlossen werden. Das Schaltplan des Anschlusses des erweiterten Durchflusswandlers an die BZ ist in Abb. 5.4 gezeigt. Die Betrachtung der galvanisch getrennten Wandler erfolgte im Kapitel 4 für die Eingangsspannungsänderung von 30V bis 60V. Um den erweiterten Durchflusswandler mit den bisher betrachteten Wandlern vergleichen zu können, soll die Änderung der gesamten Spannung der Eingangsspannungsquellen 30V bis 60V betragen. Das heißt, dass die Eingangsspannungsänderung für jeden erweiterten Durchflusswandler in Abb. 5.4 15V bis 30V beträgt. Die Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  werden mit dem gleichen Ansteuersignal gesteuert. Der Betrieb der beiden erweiterten Durchflusswandlern ist identisch. Deshalb beschränkt sich die Arbeit auf die Untersuchung des erweiterten Durchflusswandlers mit dem Transistor  $T_1$ . Die praktische Dimensionierung erfolgt für die Leistung von 1kW.

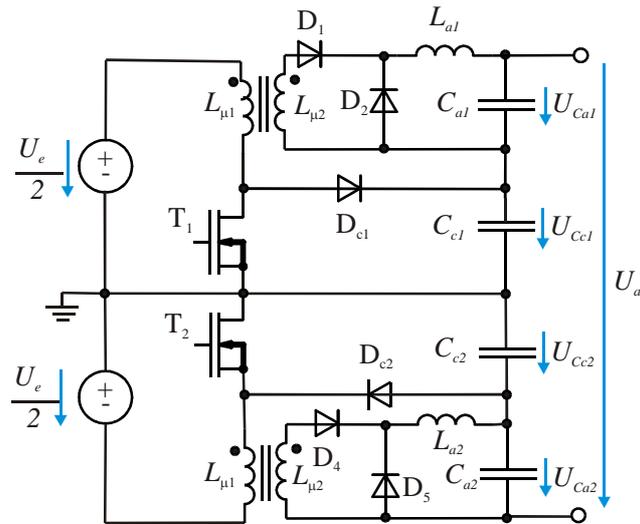


Abb. 5.4: Schaltplan des Anschlusses des erweiterten Durchflusswandlers an eine BZ

## 5.2 Mathematische Analyse des erweiterten Durchflusswandlers mit einem idealen Transformator

### 5.2.1 Zielstellung

Abb. 5.5 zeigt das Ersatzschaltbild des erweiterten Durchflusswandlers für die mathematische Analyse. Die Summe der Spannungen der Kondensatoren  $C_a$  und  $C_c$  ist die Ausgangsspannung der Schaltung. Sie soll bei Laständerungen und Eingangsspannungsänderungen auf einen konstanten Wert geregelt werden. Ein konstanter Mittelwert der Ausgangsspannung kann in drei Fällen erreicht werden:

- Anstieg des Mittelwertes der Spannung am Kondensator  $C_c$ , Abfall des Mittelwertes der Spannung am Kondensator  $C_a$  mit der Zeit,
- Anstieg des Mittelwertes der Spannung am Kondensator  $C_a$ , Abfall des Mittelwertes der Spannung am Kondensator  $C_c$  mit der Zeit,
- keine Änderung der Mittelwerte der Spannungen der Kondensatoren  $C_a$  und  $C_c$  mit der Zeit

Der dritte Fall wird als stationärer Zustand des erweiterten Durchflusswandlers bezeichnet. Es soll im Folgenden untersucht werden, ob dieser Zustand erreicht werden kann und welche Bedingungen dafür erforderlich sind. Dazu wird die Ausgangsspannung des erweiterten Durchflusswandlers in Abhängigkeit vom Laststrom und Tastverhältnis ermittelt. Aufgrund dieser Abhängigkeiten kann die Schaltung so dimensioniert werden, dass die Ausgangsspannung von 375V im ganzen Bereich der

Laststromänderung und Eingangsspannungsänderung erreicht werden kann. Die Auflade- und Entladevorgänge der Ausgangskondensatoren  $C_a$  und  $C_c$  werden bei der mathematischen Analyse berücksichtigt. Ferner wird der Typ der Last für die Berechnungen festgelegt. Bei ohmscher Last führt die Änderung der Spannungen der Kondensatoren zur Änderung des Laststroms. Für die Vereinfachung der Berechnungen kann eine ideale Stromquelle als Last verwendet werden, so dass der Entladestrom  $I$ , *Abb. 5.5*, konstant ist.

Für die Reglerdimensionierung ist es wichtig zu wissen, welche Betriebsfälle bei welchen Lastströmen auftreten. In dieser Schaltung sind prinzipiell vier Betriebsfälle möglich [79]:

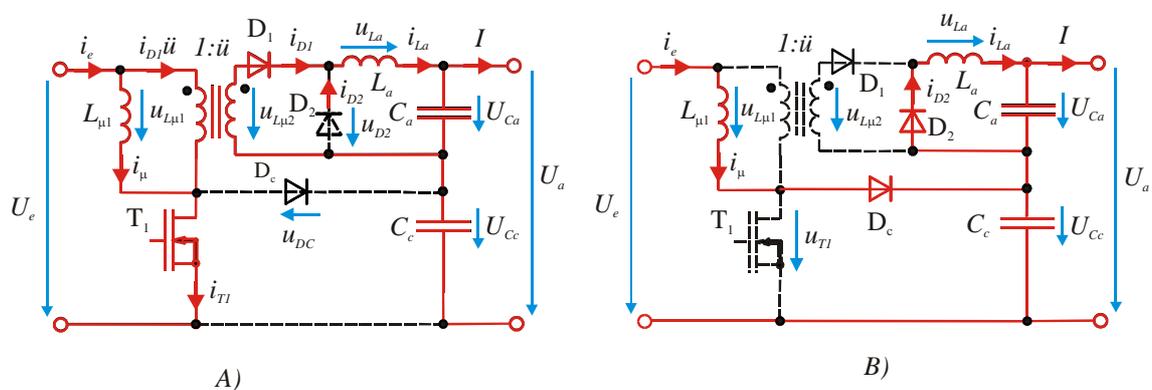
- Strom  $i_e$  diskontinuierlich, Strom  $i_{La}$  kontinuierlich,
- Strom  $i_{La}$  diskontinuierlich, Strom  $i_e$  kontinuierlich,
- Ströme  $i_e, i_{La}$  diskontinuierlich,
- Ströme  $i_e, i_{La}$  kontinuierlich.

Die mathematische Analyse ermöglicht es zu bestimmen, welche Betriebsfälle bei bestimmten Parametern der Schaltung auftreten und die Grenzen zwischen den auftretenden Betriebsfällen zu ermitteln.

### 5.2.2 Kontinuierlicher Betrieb

Beim Betrieb des erweiterten Durchflusswandlers kann man zwei Betriebsphasen unterscheiden, *Abb. 5.5*:

- Magnetisierungsphase ( $t_0...t_1$ ),
- Entmagnetisierungsphase ( $t_1...t_2$ ).



*Abb. 5.5: Betriebsphasen des erweiterten Durchflusswandlers (A: Magnetisierungsphase; B: Entmagnetisierungsphase)*

Abb. 5.6 zeigt die Verläufe des erweiterten Durchflusswandlers im kontinuierlichen Betrieb. Für die Ermittlung der Funktion der Ausgangsspannung des erweiterten Durchflusswandlers in Abhängigkeit vom Laststrom und Tastverhältnis im stationären Zustand sind zuerst die Zeitfunktionen der Spannungen der Kondensatoren  $C_a$ ,  $C_c$  während jeder Betriebsphase erforderlich.

Während der Magnetisierungsphase wird der Transistor  $T_1$  eingeschaltet. Die positive Spannung liegt an der primären Wicklung des Transformators an. Dadurch leitet die Diode  $D_1$  und die Energie wird durch die Diode  $D_1$  zur Last übertragen. Die Diode  $D_2$  sperrt während der Magnetisierungsphase.

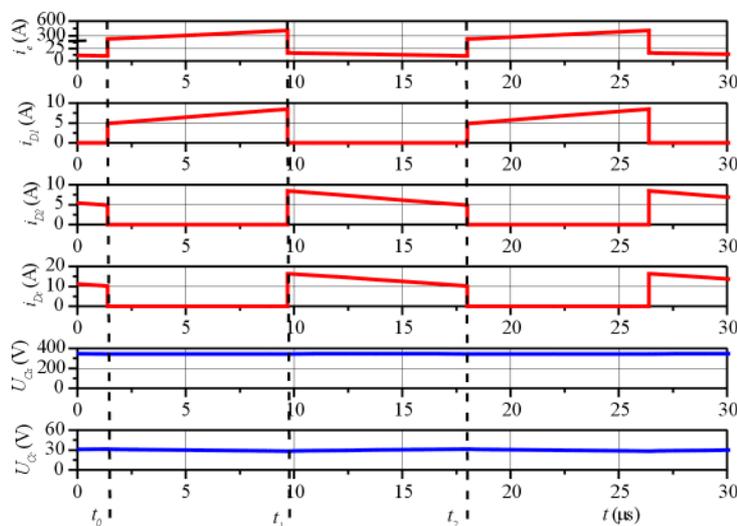


Abb. 5.6: Simulierte Verläufe des erweiterten Durchflusswandlers für den Bereich kontinuierlicher Ströme  $i_e$ ,  $i_{La}$  für die Parameter:  $U_e=30V$ ,  $L_{\mu 1}=20\mu H$ ,  $\ddot{u}=46$ ,  $L_a=800\mu H$ ,  $P_e=2,5kW$

Für die Magnetisierungsphase gelten die Maschengleichungen:

$$U_e - u_{L\mu 1}(t) = 0 \quad (5.13)$$

$$u_{La}(t) + u_{Ca}(t) - u_{L\mu 2}(t) = 0 \quad (5.14)$$

Die Anfangsbedingungen sind:  $i_e(t_0) = I_{e,\min}$ ,  $i_{D1}(t_0) = I_{D1,\min}$ ,  $i_{\mu}(t_0) = I_{e,\min} - I_{D1,\min}\ddot{u}$ .

Hier ist  $\ddot{u} = \frac{N_2}{N_1}$  das Übersetzungsverhältnis des Transformators. In der Gl. (5.13),

(5.14) sind:

$$u_{L\mu 1}(t) = L_{\mu 1} \frac{di_{\mu}(t)}{dt} \quad (5.15)$$

$$u_{La}(t) = L_a \frac{di_{D1}(t)}{dt} \quad (5.16)$$

$$u_{Ca}(t) = \frac{1}{C_a} \int (i_{D1}(t) - I) dt \quad (5.17)$$

$$u_{L\mu 2}(t) = u_{L\mu 1}(t) \ddot{u} = L_{\mu 1} \ddot{u} \frac{di_{\mu}(t)}{dt} \quad (5.18)$$

Durch Einsetzen der Gl. (5.15)-(5.18) in die Gl. (5.13), (5.14) erhält man das System der Differentialgleichungen. Die Lösungen dieses Systems sind:

$$i_{\mu}(t) = I_{e,\min} - I_{D1,\min} \ddot{u} + \frac{U_e}{L_{\mu 1}} (t - t_0) \quad (5.19)$$

$$i_{D1}(t) = I + (I_{D1,\min} - I) \cos \omega_1 (t - t_0) + \frac{U_e \ddot{u} - U_{Ca}(t_0)}{\sqrt{\frac{L_a}{C_a}}} \sin \omega_1 (t - t_0) \quad (5.20)$$

Nach dem Kirchoff'schen Gesetz ergibt sich für das Ersatzschaltbild des Transformators gemäß *Abb. 5.5*:

$$i_e(t) = i_{\mu}(t) + i_{D1}(t) \ddot{u} \quad (5.21)$$

Nach Einsetzen von Gl. (5.19) und Gl. (5.20) in Gl. (5.21) ergibt sich die Zeitgleichung für den Eingangsstrom:

$$i_e(t) = \frac{U_e}{L_{\mu 1}} (t - t_0) + (I - I_{D1,\min}) \ddot{u} + I_{e,\min} - (I - I_{D1,\min}) \ddot{u} \cos(\omega_1 (t - t_0)) + \frac{U_e \ddot{u} - U_{Ca}(t_0)}{\sqrt{\frac{L_a}{C_a}}} \ddot{u} \sin(\omega_1 (t - t_0)) \quad (5.22)$$

Der Kondensator  $C_c$  wird während der Magnetisierungsphase durch den Laststrom linear entladen. Die Zeitgleichung der Spannung über diesen Kondensator lautet:

$$u_{Cc}(t) = U_{Cc}(t_0) - \frac{I}{C_c} (t - t_0) \quad (5.23)$$

Beim Einsetzen von Gl. (5.20) in Gl. (5.17) erhält man:

$$\begin{aligned}
 u_{Ca}(t) &= U_e \ddot{u} (1 - \cos(\omega_1(t - t_0))) + U_{Ca}(t_0) \cos(\omega_1(t - t_0)) + \\
 & (I_{D1,\min} - I) \sqrt{\frac{L_a}{C_a}} \sin(\omega_1(t - t_0)).
 \end{aligned}
 \tag{5.24}$$

mit  $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_a C_a}}$ .

Während der Entmagnetisierungsphase wird der Transistor  $T_1$  ausgeschaltet. Die Diode  $D_1$  sperrt und die Energie wird durch die Diode  $D_2$  zur Last übertragen. Der Magnetisierungsstrom fließt durch die Diode  $D_c$  zum Kondensator  $C_c$ . Da durch die Diode  $D_1$  kein Strom fließt, sind der Eingangsstrom und der Magnetisierungsstrom gemäß der Gl. (5.21) gleich. Die primäre Wicklung des Transformators wird dadurch entmagnetisiert. Der Kondensator  $C_c$  wird durch die Magnetisierungsenergie des Transformators aufgeladen. Für die Entmagnetisierungsphase gelten die Maschengleichungen:

$$u_{L\mu 1}(t) + u_{Cc}(t) - U_e = 0 \tag{5.25}$$

$$u_{La}(t) + u_{Ca}(t) = 0 \tag{5.26}$$

In der Gl. (5.25), (5.26) sind:

$$u_{L\mu 1}(t) = L_{\mu 1} \frac{di_{\mu}(t)}{dt} = L_{\mu 1} \frac{di_e(t)}{dt} \tag{5.27}$$

$$u_{Cc}(t) = \frac{1}{C_c} \int (i_e(t) - I) dt \tag{5.28}$$

$$u_{La}(t) = L_a \frac{di_{D2}(t)}{dt} \tag{5.29}$$

$$u_{Ca}(t) = \frac{1}{C_a} \int (i_{D2}(t) - I) dt \tag{5.30}$$

Die Anfangsbedingungen gestalten sich so wie unten beschrieben ist. Der Strom durch die Diode  $D_1$  zum Anfang der Entmagnetisierungsphase berechnet sich nach:

$$i_{D1}(t_{1+}) = 0 \tag{5.31}$$

Der Strom durch die Diode  $D_2$  zum Anfang der Entmagnetisierungsphase beträgt:

$$i_{D2}(t_{1+}) = i_{D1}(t_{1-}) \tag{5.32}$$

Der Eingangsstrom zum Anfang der Entmagnetisierungsphase beträgt:

$$i_e(t_{1+}) = i_\mu(t_1) \quad (5.33)$$

Durch Einsetzen der Gl. (5.27)-(5.30) in die Gl. (5.25), (5.26) erhält man das System der Differentialgleichungen. Die Lösungen dieses Systems sind:

$$i_\mu(t) = i_e(t) = I - (I - i_\mu(t_1)) \cos \omega_2(t - t_1) - \frac{U_{Cc}(t_1) - U_e}{\sqrt{\frac{L_{\mu 1}}{C_c}}} \sin \omega_2(t - t_1) \quad (5.34)$$

$$i_{D2}(t) = I + (i_{D1}(t_{1-}) - I) \cos \omega_1(t - t_1) - \frac{U_{Ca}(t_1)}{\sqrt{\frac{L_a}{C_a}}} \sin \omega_1(t - t_1) \quad (5.35)$$

mit  $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_{\mu 1} C_c}}$ . Laut der Gl. (5.34) fällt der Magnetisierungsstrom linear ab. Er kann

für die in *Abb. 5.5* dargestellte Schaltung nicht negativ werden. Die Gl. (5.34) gilt deshalb für  $i_\mu(t) \geq 0$ . Nach Einsetzen von Gl. (5.34) in Gl. (5.28) ergibt sich für die Spannung des Kondensators  $C_c$ :

$$u_{Cc}(t) = U_e + (U_{Cc}(t_1) - U_e) \cos \omega_2(t - t_1) - (I - i_\mu(t_1)) \sqrt{\frac{L_{\mu 1}}{C_c}} \sin \omega_2(t - t_1) \quad (5.36)$$

Die Spannung des Ausgangskondensators  $C_c$  zum Zeitpunkt  $t_1$  berechnet sich aus Gl.

(5.23):

$$U_{Cc}(t_1) = U_{Cc}(t_0) - \frac{I}{C_c} DT \quad (5.37)$$

Hier ist das Tastverhältnis wie folgt definiert:  $D = \frac{t_1 - t_0}{T}$ . Durch Einsetzen von Gl.

(5.35) in Gl. (5.30) ergibt sich für die Spannung des Kondensators  $C_a$ :

$$u_{Ca}(t) = U_{Ca}(t_1) \cos \omega_1(t - t_1) + (i_{D1}(t_{1-}) - I) \sqrt{\frac{L_{\mu 1}}{C_c}} \sin \omega_1(t - t_1) \quad (5.38)$$

Die Spannung des Ausgangskondensators  $C_a$  zum Zeitpunkt  $t_1$  berechnet sich nach (vgl. Gl. (5.24)):

$$\begin{aligned}
 U_{Ca}(t_1) &= U_e \ddot{u}(1 - \cos(\omega_1 DT)) + U_{Ca}(t_0) \cos(\omega_1 DT) + \\
 &+ (I_{D1,\min} - I) \sqrt{\frac{L_a}{C_a}} \sin(\omega_1 DT)
 \end{aligned}
 \tag{5.39}$$

Während der Entmagnetisierungsphase liegt die Sperrspannung über den Transistor  $T_1$ . Durch das Leiten der Diode  $D_c$  sind diese Sperrspannung und die Spannung über den Kondensator  $C_c$  gleich. Die Spannung am Transistor  $T_1$  kann also nicht höher als die Spannung des Kondensators  $C_c$  sein. Dadurch ist keine durch die Streuinduktivitäten des Transformators verursachte Überspannung am Transistor  $T_1$  möglich. Das ist ein entscheidender Vorteil des erweiterten Durchflusswandlers. Allerdings kann eine Überspannung am Transistor  $T_1$  durch die parasitären Induktivitäten der Leitungsschleife  $T_1$ - $D_c$ - $C_c$  hervorgerufen werden.

Die Bedingungen für den stationären Zustand lauten:

$$U_{Ca}(t_2) = U_{Ca}(t_0) \tag{5.40}$$

$$U_{Cc}(t_2) = U_{Cc}(t_0) \tag{5.41}$$

Im stationären Zustand soll auch gewährleistet sein, dass der Magnetisierungsstrom zum Anfang jeder Periode mit der Zeit nicht ansteigt. Im Fall des diskontinuierlichen Magnetisierungsstroms ist er zum Ende jeder Periode Null und kann daher von einer Periode zur nächsten nicht ansteigen. Bei einem kontinuierlichen Magnetisierungsstrom nimmt er zum Ende jeder Periode einen konkreten Wert an. Dieser Wert muss im stationären Zustand von einer Periode zur nächsten konstant sein, damit keine Sättigung des Transformators auftritt. Im Fall des kontinuierlichen Magnetisierungsstroms ist also eine zusätzliche Bedingung für den stationären Zustand erforderlich:

$$i_\mu(t_2) = i_\mu(t_0) \tag{5.42}$$

Im Fall des diskontinuierlichen Magnetisierungsstroms sind die Bedingungen gemäß der Gl. (5.40)-(5.41) ausreichend, damit der stationäre Zustand erreicht werden kann. Aus Gl. (5.21) erkennt man, dass die Bedingung Gl. (5.42) erfüllt wird, wenn gilt:

$$i_e(t_{2+}) = i_e(t_{0+}) \tag{5.43}$$

$$i_{D1}(t_{2+}) = i_{D1}(t_{0+}) \tag{5.44}$$

Die Bedingung, die durch Gl. (5.40) definiert wurde, sieht wie folgt aus:

$$U_{Ca}(t_0) = U_{Ca}(t_1) \cos \omega_1(t - t_1) + (i_{D1}(t_{1-}) - I) \sqrt{\frac{L_{\mu 1}}{C_c}} \sin \omega_1(t - t_1) \quad (5.45)$$

In der Gl. (5.45) ist die Spannung  $U_{Ca}(t_1)$  durch die Gl. (5.39) gegeben und der Strom durch die Diode  $D_1$  zum Zeitpunkt  $t_1$  kann mit Hilfe der Gl. (5.20) wie folgt berechnet werden:

$$i_{D1}(t_{1-}) = I + (I_{D1,\min} - I) \cos \omega_1 DT + \frac{U_e \ddot{u} - U_{Ca}(t_0)}{\sqrt{\frac{L_a}{C_a}}} \sin \omega_1 DT \quad (5.46)$$

Die Bedingung Gl. (5.44) sieht wie folgt aus:

$$i_{D1}(t_{2+}) = I + (i_{D1}(t_{1-}) - I) \cos \omega_1(1 - D) - \frac{U_{Ca}(t_1)}{\sqrt{\frac{L_a}{C_a}}} \sin \omega_1(1 - D) \quad (5.47)$$

Hier ist der Strom zum Zeitpunkt  $t_2$ :

$$i_{D1}(t_{2+}) = I_{D1,\min} \quad (5.48)$$

Beim Lösen des Gleichungssystems Gl. (5.45) und (5.47) ergibt sich eine Lösung. Der Strom durch die Diode  $D_1$  ändert sich nicht zum Beginn jeder Periode, wenn die durch folgende Gleichung definierte Spannung am Kondensator  $C_a$  sich bei konstanten Parametern der Schaltung und einem bestimmten Tastverhältnis einstellt:

$$U_{Ca}(t_0) = \frac{1}{2} U_e \ddot{u} \frac{-\cos a_2 + \cos a_1 + 1 - \cos a_1 \cos a_2 + \sin a_1 \sin a_2}{\sin a_1 \sin a_2 - \cos a_1 \cos a_2 + 1} \quad (5.49)$$

mit  $a_1 = \omega_1(1 - D)T$ ,  $a_2 = \omega_1 DT$ . Der stationäre Wert des Stromes durch die Diode  $D_1$  zum Beginn jeder Periode kann wie folgt berechnet werden:

$$I_{D1,\min} = I + \frac{U_e \ddot{u} \sin a_1 + (U_{Ca}(t_0) - U_e \ddot{u})(\sin a_1 \cos a_2 + \cos a_1 \sin a_2)}{\sqrt{\frac{L_a}{C_a}} (-\sin a_2 \sin a_1 + \cos a_2 \cos a_1 - 1)} \quad (5.50)$$

Man kann aus Gl. (5.49) entnehmen, dass die Spannung am Kondensator  $C_a$  sich in Abhängigkeit von drei Größen einstellt:

- Eingangsspannung,
- Übersetzungsverhältnis des Transformators,
- Tastverhältnis.

Die Spannung am Kondensator  $C_a$  ist unabhängig vom Laststrom bei konstanten Parametern der Schaltung, wie man aus der Gl. (5.49) sieht. Aus Gl. (5.50) sieht man, dass der Strom durch die Diode  $D_1$  bzw. durch die Ausgangsinduktivität  $L_a$  zum Beginn der Periode bei konstanten Parametern der Schaltung, bei einem bestimmten Tastverhältnis und bei einer bestimmten Spannung am Kondensator  $C_a$  linear vom Laststrom abhängig ist. Ferner ist der Strom durch die Diode  $D_1$  bei einem konstanten Laststrom und konstanten Parametern der Schaltung von der Spannung am Kondensator  $C_a$  abhängig. Die Spannung am Kondensator  $C_a$  kann bei einem konstanten Laststrom durch die Vergrößerung des Tastverhältnisses erhöht werden. Aus der Gl. (5.50) erkennt man, dass die Erhöhung der Spannung am Kondensator  $C_a$  zum Beginn der Periode zur Erhöhung des Stroms durch die Diode  $D_1$  führt. Die Erklärung hierfür ist, dass der Stromfluss durch die Diode  $D_1$  zum Zeitpunkt  $t_1$  proportional mit dem Tastverhältnis steigt. Der Zeitabschnitt, in dem der Strom durch die Ausgangsinduktivität abfällt ( $t_1 \dots t_2$ ), wird mit der Erhöhung des Tastverhältnisses kürzer. Bei höheren Tastverhältnissen erreicht der Strom durch die Ausgangsinduktivität zum Zeitpunkt  $t_2$  höhere Werte. Die Bedingung, die Gl. (5.43) beschreibt, sieht wie folgt aus:

$$I_{e,\min} = I - (I - i_\mu(t_1)) \cos \omega_2(1-D)T - \frac{U_{C_c}(t_1) - U_e}{\sqrt{\frac{L_{\mu 1}}{C_c}}} \sin \omega_2(1-D)T \quad (5.51)$$

Hier ist die Spannung am Kondensator  $C_c$  zum Zeitpunkt  $t_1$  durch die Gl. (5.37) gegeben und der Magnetisierungsstrom zum Zeitpunkt  $t_1$  kann aus der Gl. (5.21) wie folgt berechnet werden:

$$i_\mu(t_1) = I_{e,\min} - I_{D1,\min} \ddot{u} + \frac{U_e - DT}{L_{\mu 1}} \quad (5.52)$$

Die Lösung der Gl. (5.51) nach  $I_{e,\min}$  ist der stationäre Wert des Eingangsstromes:

$$I_{e,\min} = \frac{(-1 + \cos a_4) \left( 2I - \frac{U_e DT}{L_{\mu 1}} + 2\ddot{u} I_{D1,\min} \right)}{-1 + \cos^2 a_4} - \frac{IDT}{\sqrt{L_{\mu 1} C} \sin a_4} \quad (5.53)$$

mit  $a_4 = \sqrt{\frac{1}{L_{\mu 1} C}}(D-1)T \cdot I_{D1,\min}$  in der Gl. (5.53) ist der durch Gl. (5.50) definierte

Strom durch die Diode  $D_1$ , bei dem die Spannung am Kondensator  $C_a$  einen durch die

Gl. (5.49) definierten stationären Wert erreicht und sich von Periode zu Periode nicht ändert. Durch die Gl. (5.53) ist der erforderliche Eingangsstrom definiert, bei dem der Magnetisierungsstrom und die Spannung am Kondensator  $C_a$  zum Anfang jeder Periode ihre stationäre Werte erreichen. Die durch die Gl. (5.41) definierte Bedingung sieht wie folgt aus:

$$U_{C_c}(t_0) = U_e + (U_{C_c}(t_0) - \frac{I}{C_c}DT - U_e) \cos \omega_2(t - t_1) - (I - i_\mu(t_1)) \sqrt{\frac{L_{\mu 1}}{C_c}} \sin \omega_2(t - t_1) \quad (5.54)$$

Die Gl. (5.55) beschreibt die Lösung der Gl. (5.54) nach dem Anfangswert der Spannung über den Kondensator  $C_c$ :

$$U_{C_c}(t_0) = \frac{\left( U_e + \frac{I}{C_c}DT \right) \cos a_3 - \left( I - \frac{U_e}{L_{\mu 1}}DT - I_{e,\min} + I_{D1,\min} \ddot{u} \right) \sqrt{\frac{L_{\mu 1}}{C_c}} \sin a_3 - U_e}{-1 + \cos a_3} \quad (5.55)$$

mit  $a_3 = \omega_2(D-1)T$ . Die Gl. (5.55) definiert den stationären Wert der Spannung am Kondensator  $C_c$  in Abhängigkeit des stationären Wertes des Magnetisierungsstroms zum Anfang jeder Periode. Die Spannung am Kondensator  $C_c$  zum Beginn jeder Periode ist nicht nur von den Parametern der Schaltung abhängig, wie man aus Gl. (5.55) sieht. Zu diesem Zeitpunkt beeinflusst die Größe des Laststromes die Spannung am Kondensator  $C_c$  bei konstanten Parametern der Schaltung relativ stark. Das bedeutet, dass die Spannung über den Kondensator  $C_c$  zum Zeitpunkt  $t_0$  sich bei Laständerungen von Periode zu Periode ändern kann. Man sieht aus Gl. (5.55), dass die Erhöhung des Laststroms zu einer höheren Spannung über den Kondensator  $C_c$  zum Anfang jeder Periode im stationären Arbeitspunkt bei einem bestimmten Tastverhältnis führt. Während der Magnetisierungsphase sinkt die Spannung am Kondensator  $C_c$ , wie man aus Gl. (5.23) erkennt. Während der Entmagnetisierungsphase steigt die Spannung am Kondensator  $C_c$  gemäß Gl. (5.36) an. Der minimale Wert der Spannung am Kondensator  $C_c$  während einer Periode zum Zeitpunkt  $t_1$  wird mit der Erhöhung des Laststroms kleiner, wie man aus der Gl. (5.23) erkennt. Bei dem bestimmten Wert des Laststroms kann die Spannung am Kondensator  $C_c$  zum Zeitpunkt  $t_1$  kleiner als die Eingangsspannung sein. In diesem Fall fließt der Eingangsstrom nach dem Abschalten

des Transistors  $T_1$  zum Zeitpunkt  $t_1$  durch die Eingangsspannungsquelle, die primäre Induktivität  $L_{\mu 1}$ , die Diode  $D_c$  und den Kondensator  $C_c$ . Der Kondensator  $C_c$  wird dabei aufgeladen, bis die Spannung am Kondensator  $C_c$  die Eingangsspannung erreicht. Es besteht die Gefahr, dass die Diode  $D_c$  in diesem Fall durch diesen unsteuerbaren Stromfluss wegen der Stromüberlastung beschädigt werden kann. Aus diesem Grund ist dieser Betriebsfall nicht zulässig. Im Folgenden soll berechnet werden, bei welchen Parametern dieser Bereich entsteht. Die Bedingung für die Vermeidung dieses Betriebsfalls ist:  $U_{C_c}(t_0) - \frac{I}{C_c}DT > U_e$ . Beim Einsetzen des stationären Wertes für die Spannung am Kondensator  $C_c$  am Anfang jeder Periode, die durch Gl. (5.55) definiert wird, in die oben dargestellte Bedingung erhält man:

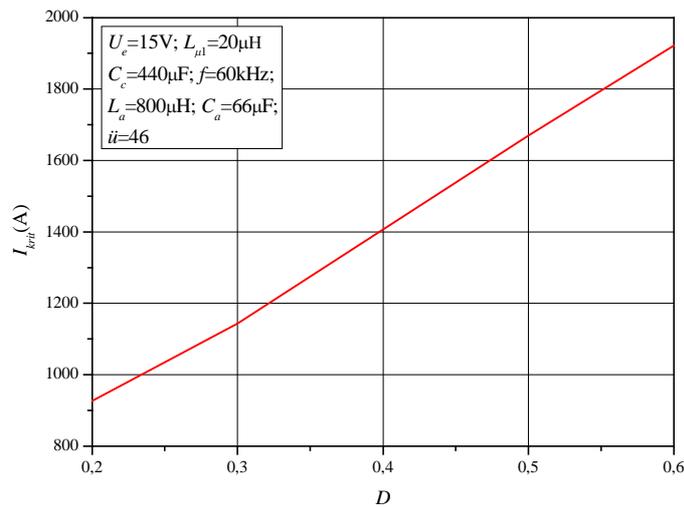
$$\frac{\left( U_e + \frac{I}{C_c}DT \right) \cos a_3 - \left( I - \frac{U_e}{L_{\mu 1}}DT - I_{e,\min} + I_{D1,\min}\ddot{u} \right) \sqrt{\frac{L_{\mu 1}}{C_c}} \sin a_3 - U_e}{-1 + \cos a_3} - \frac{I}{C_c}DT > U_e.$$

Wenn diese Bedingung erfüllt wird, ist die Spannung zum Zeitpunkt  $t_1$  größer als die Eingangsspannung. Der kritische Laststrom  $I_{krit}$ , bei dem die Spannung am Kondensator  $C_c$  zum Zeitpunkt  $t_1$  und die Eingangsspannung gleich sind, kann unter Berücksichtigung der oben beschriebenen Bedingung wie folgt ermittelt werden:

$$\frac{\left( U_e + \frac{I_{krit}}{C_c}DT \right) \cos a_3}{-1 + \cos a_3} - \frac{\left( I_{krit} - \frac{U_e}{L_{\mu 1}}DT - I_{e,\min} + I_{D1,\min}\ddot{u} \right) \sqrt{\frac{L_{\mu 1}}{C_c}} \sin a_3 - U_e}{-1 + \cos a_3} - \frac{I_{krit}}{C_c}DT = U_e \quad (5.56)$$

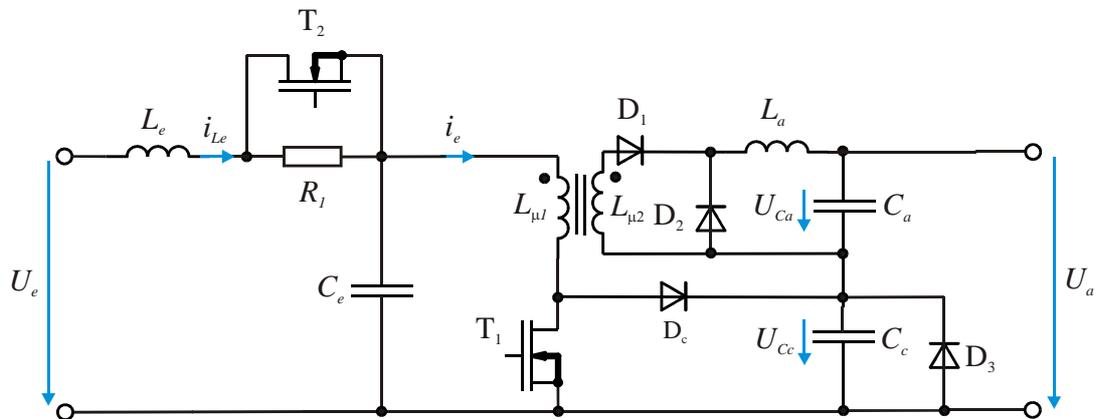
Der ermittelte kritische Laststrom bei bestimmten Parametern der Schaltung in Abhängigkeit vom Tastverhältnis laut Gl. (5.56) ist in *Abb. 5.7* dargestellt. Mit der Erhöhung des Tastverhältnisses steigt die Magnetisierungsenergie an und dadurch wird die zum Kondensator  $C_c$  eingespeiste Energie höher. Ein höherer Laststrom bei höheren Tastverhältnissen ist daher erforderlich, um den Kondensator  $C_c$  bis zu der Höhe der

Eingangsspannung zu entladen. Aus *Abb. 5.7* erkennt man, dass der Betriebszustand, bei dem die Spannung am Kondensator  $C_c$  kleiner als die Eingangsspannung ist, erst bei sehr hohen Lastströmen auftritt, die vom Arbeitsbereich der Schaltung ( $U_e=30V\dots 60V$ ,  $P_a=1kW$ ) weit entfernt sind. Folglich wird der Arbeitsbereich der Schaltung bis zum Nennarbeitspunkt nicht beschränkt.



*Abb. 5.7:* Berechneter Laststrom, bei dem die Spannung am Kondensator  $C_c$  die Eingangsspannung erreicht, in Abhängigkeit vom Tastverhältnis

Ein weiterer Fall, wenn die Spannung am Kondensator  $C_c$  kleiner als die Eingangsspannung sein kann, entsteht beim Anlauf der Schaltung. *Abb. 5.8* zeigt die Schaltung des erweiterten Durchflusswandlers mit einem LC-Filter am Eingang. Die Drossel  $L_e$  dieses Filters dient zur Glättung des aus der BZ entnommenen Stromes.



*Abb. 5.8:* Schaltung des erweiterten Durchflusswandlers mit dem Eingangsfiler und der Vorladeschaltung für den Elektrolytkondensator am Eingang

Die Spannung des Elektrolytkondensators  $C_e$  ist die Eingangsspannung für den erweiterten Durchflusswandler. Beim Einschalten des Transistors  $T_1$  wird die primäre Wicklung beim eingeschalteten Transistor von Periode zu Periode aufmagnetisiert und der Magnetisierungsstrom steigt an. Beim ausgeschalteten Transistor wird der Kondensator  $C_c$  durch die Diode  $D_c$  aufgeladen. Wenn die Spannung am Kondensator  $C_c$  noch kleiner als die Eingangsspannung ist, wird der Magnetisierungsstrom laut der Gl. (5.34) nicht genug stark abfallen, um den Wert am Anfang einer Periode zu erreichen. Der Magnetisierungsstrom steigt deshalb von Periode zu Periode an. Der Zeitpunkt, wo der Transformator in die Sättigung geht, kann deshalb erreicht werden. Aus diesem Grund darf der Transistor  $T_1$  bei der kleineren als die Eingangsspannung Spannung am Kondensator  $C_c$  nicht eingeschaltet werden. Zuerst sollen die Kondensatoren  $C_e$  und  $C_c$  aufgeladen werden, damit die Spannung am Kondensator  $C_c$  größer als die Eingangsspannung ist. Der Vorladewiderstand  $R_l$  dient zur Begrenzung des Einschaltstoßstromes durch den Kondensator  $C_e$ . Wenn die Spannung am Kondensator  $C_c$  die Eingangsspannung erreicht hat, kann der Transistor  $T_1$  eingeschaltet werden. Der Widerstand  $R_l$  soll zu diesem Zeitpunkt überbrückt werden. Diese Funktion erfüllt der Transistor  $T_2$ , in dem er während des Betriebes der Schaltung ständig eingeschaltet ist. Eine zusätzliche Diode  $D_3$  verhindert die Umpolung der Spannung des Kondensators  $C_c$ , die bei relativ hohen Lastströmen möglich wäre.

Für die Analyse des stationären Verhaltens der Schaltung sind die Mittelwerte der Ausgangsspannung von Interesse. Um sie zu berechnen, werden nun die Mittelwerte der Spannungen über den Kondensatoren  $C_c$  und  $C_a$  ermittelt. Die mittlere Spannung über den Kondensator  $C_c$  über eine Periode kann aufgrund des durch die Gl. (5.23) und (5.36) beschriebenen Zeitverlaufes wie folgt ermittelt werden:

$$\begin{aligned}
 U_{C_c} = & \frac{1}{T} \int_0^{DT} \left( U_{C_c}(t_0) - \frac{I}{C_c} t \right) dt + \\
 & + \frac{1}{T} \int_{DT}^T \left( U_e + (U_{C_c}(t_1) - U_e) \cos \omega_2 t - (I - i_\mu(t_1)) \sqrt{\frac{L_{\mu 1}}{C_c}} \sin \omega_2 t \right) dt
 \end{aligned} \tag{5.57}$$

Bei  $\omega_2 \rightarrow \infty$  kann Gl. (5.57) deutlich vereinfacht werden:

$$U_{C_c} = \frac{U_e}{1-D} \tag{5.58}$$

Das bedeutet, dass die Spannung über den Kondensator  $C_c$  im Fall der unendlich großen Kapazität des Kondensators  $C_c$  einen konstanten, durch die Gl. (5.58) definierten Wert annimmt. Dieser Wert ist etwas kleiner als der durch Gl. (5.57) definierte Wert bei relativ kleinen Magnetisierungsinduktivitäten und bei relativ kleinen Kapazitäten des Kondensators  $C_c$ . Die Welligkeit der Spannung über den Kondensator  $C_c$  im stationären Nennarbeitspunkt kann wie folgt ermittelt werden:

$$\Delta U_{C_c} = \frac{I}{C_c} DT \quad (5.59)$$

Abb. 5.9 zeigt die gemäß Gl. (5.59) berechnete Abhängigkeit der Welligkeit der Spannung über den Kondensator  $C_c$  vom Tastverhältnis bei einem bestimmten Laststrom und einer bestimmten Schaltfrequenz. Man sieht, dass diese Welligkeit relativ klein ist und bei der Analyse des stationären Verhaltens vernachlässigt werden kann. Die mittlere Spannung über den Kondensator  $C_a$  über eine Periode kann aufgrund des durch die Gl. (5.24) und Gl. (5.38) beschriebenen Zeitverlaufs wie folgt ermittelt werden:

$$U_{C_a} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} \left( U_e \ddot{u}(1 - \cos \omega_1 t) + U_{C_a}(t_0) \cos \omega_1 t + (I_{D1, \min} - I) \sqrt{\frac{L_a}{C_a}} \sin \omega_1 t \right) dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T \left( U_{C_a}(t_1) \cos \omega_1 t + (i_{D1}(t_{1-}) - I) \sqrt{\frac{L_{\mu 1}}{C_c}} \sin \omega_1 t \right) dt \quad (5.60)$$

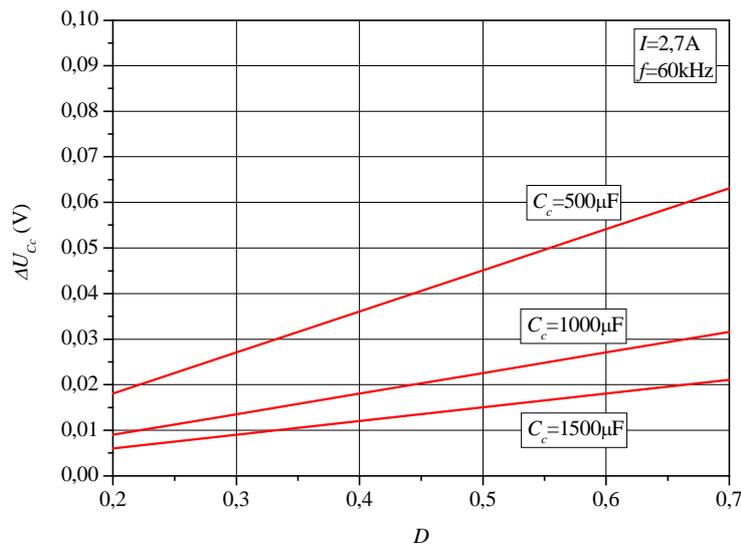


Abb. 5.9: Berechnete Welligkeit der Spannung über den Kondensator  $C_c$  in Abhängigkeit vom Tastverhältnis bei verschiedenen Kapazitäten des Kondensators  $C_c$

Abb. 5.10 zeigt die gemäß Gl. (5.60) berechnete Abhängigkeit der Welligkeit der Spannung über den Kondensator  $C_a$  vom Tastverhältnis bei einem bestimmten Laststrom und einer bestimmten Schaltfrequenz.

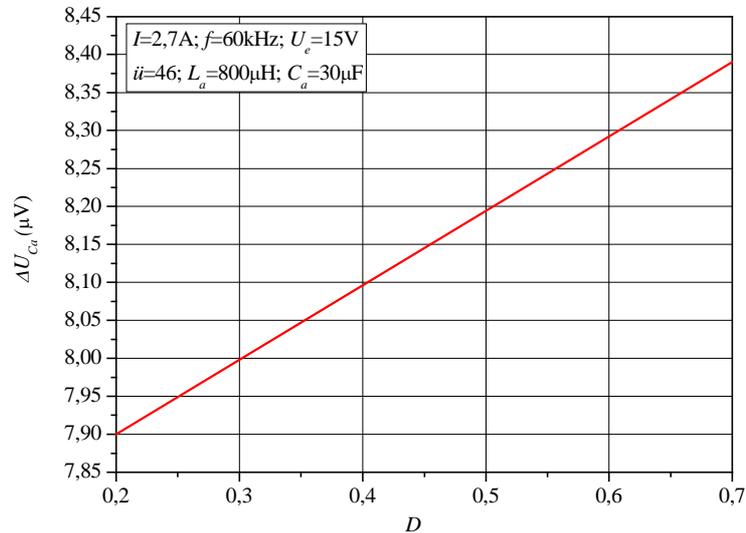


Abb. 5.10: Berechnete Welligkeit der Spannung über den Kondensator  $C_a$  in Abhängigkeit vom Tastverhältnis bei verschiedenen Kapazitäten des Kondensators  $C_a$

Man sieht, dass diese Welligkeit ebenfalls relativ klein ist und bei der Analyse des stationären Verhaltens vernachlässigt werden kann. Bei der Berechnung der stationären Spannungs-Stromkennlinien für den kontinuierlichen Betrieb und die diskontinuierlichen Betriebsfälle kann also angenommen werden, dass die Spannungen über die Kondensatoren  $C_a$ ,  $C_c$  welligkeitsfrei sind. Die Berechnung dieser Kennlinien ist das Thema des Abschnittes 5.2.3.

### 5.2.3 Diskontinuierliche Betriebsfälle

Abb. 5.11 zeigt die Verläufe des erweiterten Durchflusswandlers für den Fall diskontinuierlicher Ströme  $i_{L_a}$  und  $i_e$  ( $t_3 < t_4$ ). Im Fall ( $t_3 \geq t_4$ ) liegen ein diskontinuierlicher Strom  $i_{L_a}$  und ein kontinuierlicher Strom  $i_e$  vor. Abb. 5.12 zeigt die Verläufe für diesen Betriebsfall. Im stationären Zustand gilt, dass die Spannungszeitfläche des Spannungsverlaufs über die Induktivität  $L_a$  Null ist:

$$(U_e \ddot{u} - U_{C_a})DT + (-U_{C_a})(t_2 - t_1) = 0 \quad (5.61)$$

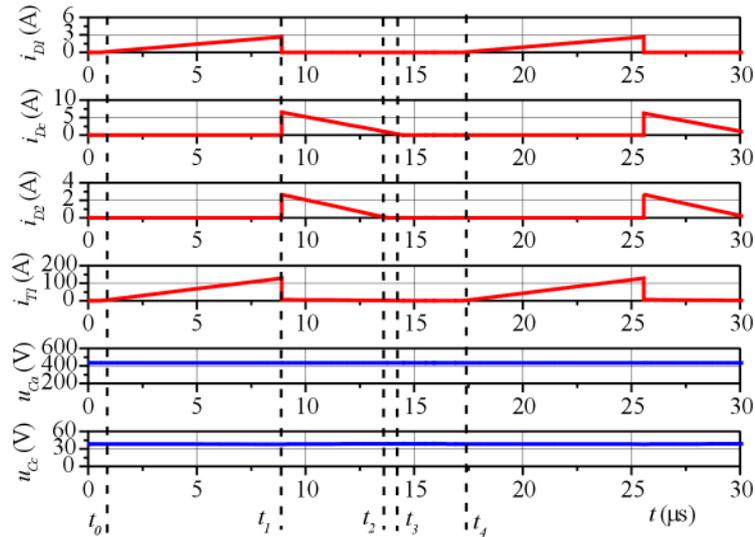


Abb. 5.11: Simulierte Verläufe des erweiterten Durchflusswandlers für den Bereich diskontinuierlicher Ströme  $i_{La}$  und  $i_e$  für Parameter:  $U_e=30V$ ,  $L_{\mu l}=20\mu H$ ,  $\ddot{u}=46$ ,  $L_a=800\mu H$ ,  $P_e=497W$ ,  $U_a=375V$

Aus Gl. (5.61) kann das Verhältnis der Spannung über den Kondensator  $C_a$  zu der Eingangsspannung wie folgt ermittelt werden:

$$\frac{U_{Ca}}{U_e} = \frac{DT\ddot{u}}{DT + (t_2 - t_1)} \quad (5.62)$$

Der Maschensatz für den Sekundärkreis mit der Diode  $D_1$ , der Induktivität  $L_a$  und dem Kondensator  $C_a$  für den Zeitabschnitt  $t_0 \dots t_1$  lautet:

$$U_e\ddot{u} - L_a \frac{di_{La}(t)}{dt} - U_{Ca} = 0 \quad (5.63)$$

Mithilfe von Gl. (5.63) kann der maximale Wert des Stromes durch die Induktivität  $L_a$  wie folgt berechnet werden:

$$i_{La}(t_1) = \frac{U_e\ddot{u} - U_{Ca} DT}{L_a} \quad (5.64)$$

Der Mittelwert des Stromes durch die Induktivität  $L_a$  über die Periode kann wie folgt berechnet werden:

$$I_{La} = I = i_{La}(t_1) \frac{D + \frac{t_2 - t_1}{T}}{2} \quad (5.65)$$

Durch Einsetzen von Gl. (5.64) in Gl. (5.65) und Auflösen der resultierenden Gleichung nach  $t_2 - t_1$  erhält man:

$$t_2 - t_1 = \frac{(U_{Ca} - U_e \ddot{u})D^2 T + 2IL_a}{(U_e \ddot{u} - U_{Ca})D} \quad (5.66)$$

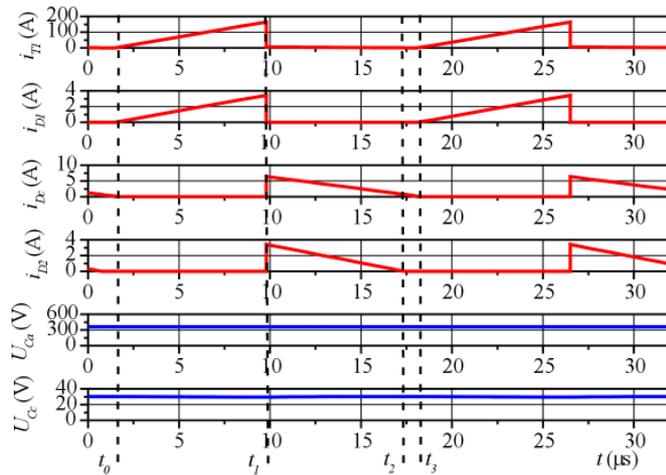


Abb. 5.12: Simulierte Verläufe des erweiterten Durchflusswandlers für den Bereich eines diskontinuierlichen Stromes  $i_{La}$  und eines kontinuierlichen Stromes  $i_e$  für die Parameter:  $U_e=30V$ ,  $L_{\mu l}=20\mu H$ ,  $\ddot{u}=46$ ,  $L_a=800\mu H$ ,  $P_e=639W$ ,  $U_a=375V$

Beim Einsetzen von Gl. (5.66) in Gl. (5.62) und nach dem Auflösen der resultierenden Gleichung nach dem Verhältnis der Spannung über den Kondensator  $C_a$  zu der Eingangsspannung erhält man:

$$\frac{U_{Ca}}{U_e} = \frac{D\ddot{u}}{D + \frac{2L_a I}{U_e \ddot{u} D T}} \quad (5.67)$$

Die Gl. (5.67) ist für die Betriebsfälle ( $t_3 < t_4$ ,  $t_3 \geq t_4$ ) gültig. Das Verhältnis der Spannung über den Kondensator  $C_a$  zu der Eingangsspannung im Fall des kontinuierlichen Stromes durch die Induktivität  $L_a$  (siehe Abb. 5.6) kann laut [31] wie folgt berechnet werden:

$$\frac{U_{Ca}}{U_e} = D\ddot{u} \quad (5.68)$$

Der Laststrom  $I_{grl}$ , bei dem der Strom  $i_{La}$  sich an der Lückgrenze befindet ( $t_2=t_4$ ), kann aus folgender Bedingung ermittelt werden:

$$\frac{U_{Ca}}{U_e} = \frac{U_{Ca}}{U_e} \quad (5.69)$$

Beim Einsetzen der Gl. (5.67), (5.68) in die Gl. (5.69) erhält man:

$$D\ddot{u} = \frac{D\dot{u}}{D + \frac{2L_a I_{gr1}}{U_e \ddot{u} DT}} \quad (5.70)$$

Nach Umformung der Gl. (5.70) nach  $I_{gr1}$  kann der Laststrom ermittelt werden, bei dem der Strom  $i_{La}$  sich an der Lückgrenze befindet:

$$I_{gr1} = \frac{U_e \ddot{u} DT (1 - D)}{2L_a} \quad (5.71)$$

Abb. 5.13 zeigt die laut Gl. (5.67) berechnete Spannung über den Kondensator  $C_a$  für den Fall des diskontinuierlichen Stromes durch die Induktivität  $L_a$  ( $I < I_{gr1}$ ) und die gemäß Gl. (5.68) berechnete Spannung über den Kondensator  $C_a$  für den Fall des kontinuierlichen Stromes durch die Induktivität  $L_a$  ( $I > I_{gr1}$ ).

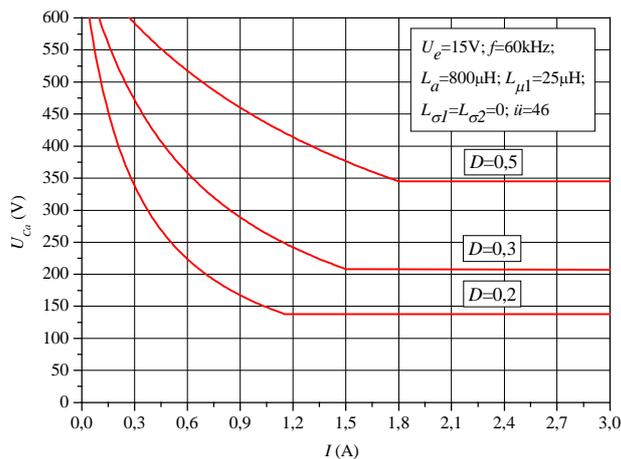


Abb. 5.13: Analytisch ermittelter Mittelwert der Spannung am Kondensator  $C_a$  des erweiterten Durchflusswandlers mit einem idealen Transformator in Abhängigkeit vom Laststrom für verschiedene Arbeitspunkte

Für den Betriebsfall des kontinuierlichen Stromes durch die Induktivität  $L_a$  ist die Spannung über den Kondensator  $C_a$  unabhängig vom Laststrom. Für den Betriebsfall des diskontinuierlichen Stromes durch die Induktivität  $L_a$  steigt die Spannung über den Kondensator  $C_a$  mit der Verringerung des Laststromes an. Die Verringerung des Laststromes führt laut Gl. (5.65) dazu, dass der Strom durch die Induktivität  $L_a$  zum Zeitpunkt  $t_1$  kleiner wird. Dadurch verkürzt sich die Dauer des Zeitabschnittes  $t_2-t_1$ . Damit die Spannungszeitfläche über die Induktivität  $L_a$  gleich Null bleibt, soll die Spannung über den Kondensator  $C_a$  gemäß Gl. (5.61) ansteigen. Das erkennt man in

Abb. 5.13. Aus Gl. (5.67) kann man die Spannung über den Kondensator  $C_a$  im Leerlauf wie folgt ermitteln:

$$U_{C_a(I=0)} = U_e \ddot{u} \quad (5.72)$$

Im stationären Zustand gilt, dass die Spannungszeitfläche des Spannungsverlaufs über die Induktivität  $L_{\mu l}$  Null ist:

$$(U_e)DT + (U_e - U_{C_c})(t_3 - t_1) = 0 \quad (5.73)$$

Aus Gl. (5.73) kann das Verhältnis der Spannung über den Kondensator  $C_c$  zur Eingangsspannung wie folgt ermittelt werden:

$$\frac{U_{C_c}}{U_e} = \frac{DT + t_3 - t_1}{t_3 - t_1} \quad (5.74)$$

Für einen verlustfreien Wandler gilt im stationären Zustand die Leistungsbilanz:

$$U_{C_c}I = U_e I_{L_{\mu,avg}} \quad (5.75)$$

Aus Gl. (5.75) kann folgender Zusammenhang abgeleitet werden:

$$\frac{I}{I_{L_{\mu,avg}}} = \frac{U_e}{U_{C_c}} \quad (5.76)$$

Durch Einsetzen von Gl. (5.74) in Gl. (5.76) erhält man:

$$\frac{I}{I_{L_{\mu,avg}}} = \frac{t_3 - t_1}{DT + t_3 - t_1} \quad (5.77)$$

Der Maschensatz für den Kreis mit dem Transistor  $T_1$  und der Induktivität  $L_{\mu l}$  beim eingeschalteten Transistor  $T_1$  für den Zeitabschnitt  $t_0 \dots t_1$  lautet:

$$L_{\mu l} \frac{di_{\mu}(t)}{dt} - U_e = 0 \quad (5.78)$$

Aus Gl. (5.78) kann der Maximalwert des Magnetisierungsstroms wie folgt berechnet werden:

$$i_{\mu}(t_1) = \frac{U_e}{L_{\mu l}} DT \quad (5.79)$$

Der mittlere Magnetisierungsstrom über eine Periode kann wie folgt berechnet werden:

$$I_{L\mu,avg} = i_{\mu}(t_1) \frac{D + \frac{t_3 - t_1}{T}}{2} \quad (5.80)$$

Nach Einsetzen von Gl. (5.77) und Gl. (5.79) in Gl. (5.80) erhält man:

$$t_3 - t_1 = \frac{2L_{\mu 1}I}{U_e D} \quad (5.81)$$

Nach Einsetzen von Gl. (5.81) in Gl. (5.74) erhält man das Verhältnis der Spannung über den Kondensator  $C_c$  zu der Eingangsspannung für den in *Abb. 5.11* dargestellten Betriebsfall ( $t_3 < t_4$ ):

$$\frac{U_{C_c}}{U_e} = \frac{D + \frac{2L_{\mu 1}I}{U_e DT}}{\frac{2L_{\mu 1}I}{U_e DT}} \quad (5.82)$$

Das Verhältnis der Spannung über den Kondensator  $C_c$  zu der Eingangsspannung für die in *Abb. 5.6* und *Abb. 5.12* dargestellten Betriebsfälle (kontinuierlicher Magnetisierungsstrom) kann laut [31] wie folgt berechnet werden:

$$\frac{U_{C_c}}{U_e}{}_{CCM} = \frac{1}{1 - D} \quad (5.83)$$

Der Laststrom  $I_{gr2}$ , bei dem der Magnetisierungsstrom sich an der Lückgrenze befindet ( $t_3 = t_4$ ), kann aus der folgenden Bedingung ermittelt werden:

$$\frac{U_{C_c}}{U_e}{}_{CCM} = \frac{U_{C_c}}{U_e}{}_{DCM} \quad (5.84)$$

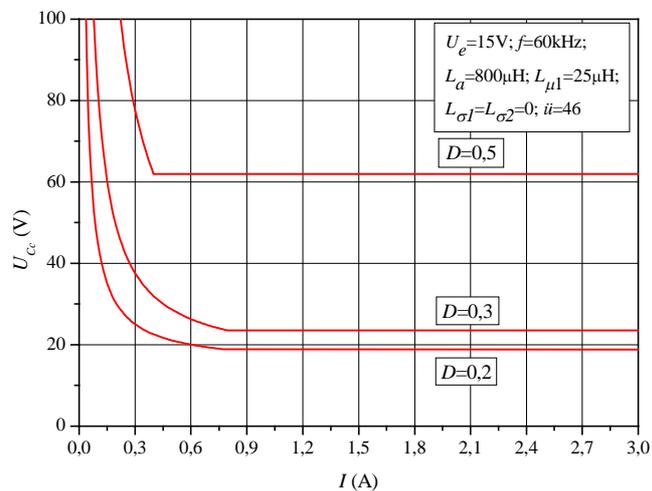
Beim Einsetzen von Gl. (5.82) und Gl. (5.83) in die Gl. (5.84) erhält man:

$$I_{gr2} = \frac{U_e DT(1 - D)}{2L_{\mu 1}} \quad (5.85)$$

Das Verhältnis zwischen den durch die Gl. (5.71) und (5.85) definierten Grenzströmen bestimmt, welche Betriebsfälle für den erweiterten Durchflusswandler mit einem idealen Transformator möglich sind. *Abb. 5.14* zeigt die gemäß Gl. (5.82) berechnete Spannung über den Kondensator  $C_c$  für den Fall eines diskontinuierlichen Magnetisierungsstroms ( $I < I_{gr2}$ ) und die gemäß Gl. (5.83) berechnete Spannung über den Kondensator  $C_c$  für den Fall eines kontinuierlichen Magnetisierungsstroms ( $I > I_{gr2}$ ).

Man sieht aus den *Abb. 5.13* und *Abb. 5.14*, dass für die festgelegten Werte der Magnetisierungsinduktivität und Induktivität  $L_a$  gilt: ( $I_{gr2} < I_{gr1}$ ). Für dieses Verhältnis zwischen den Grenzströmen sind drei Betriebsfälle für den erweiterten Durchflusswandler mit einem idealen Transformator möglich:

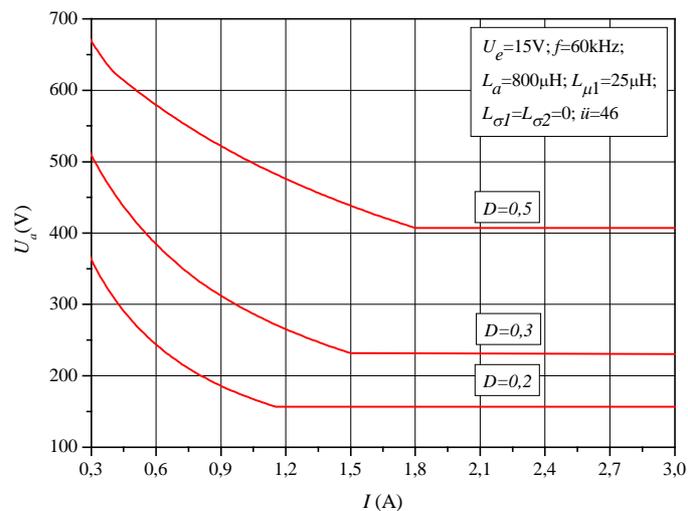
- Strom durch die Induktivität  $L_a$  kontinuierlich, Magnetisierungsstrom kontinuierlich,
- Strom durch die Induktivität  $L_a$  kontinuierlich, Magnetisierungsstrom diskontinuierlich,
- Strom durch die Induktivität  $L_a$  diskontinuierlich, Magnetisierungsstrom diskontinuierlich.



*Abb. 5.14: Analytisch ermittelter Mittelwert der Spannung am Kondensator  $C_c$  des erweiterten Durchflusswandlers mit einem idealen Transformator in Abhängigkeit vom Laststrom für verschiedene Arbeitspunkte*

Die Spannung am Kondensator  $C_c$  steigt mit der Erhöhung des Tastverhältnisses an. Die theoretisch berechnete Spannung am Kondensator  $C_c$  ist beim Leerlauf unendlich groß, weil der Kondensator  $C_c$  nicht entladen werden kann. Er wird allerdings beim Ausschalten des Transistors  $T_1$  durch die Diode  $D_c$  aufgeladen. Dadurch steigt die Spannung am Kondensator  $C_c$  nach jeder Periode an. Dieser Betriebsfall ist unzulässig, weil die unsteuerbare Erhöhung der Spannung am Kondensator  $C_c$  zur Zerstörung des Transistors  $T_1$  führt. Die Vermeidung dieses Betriebsfalls ist die Aufgabe der Schaltungsregelung. *Abb. 5.15* zeigt Ausgangsspannung des erweiterten Durchflusswandlers. Man sieht, dass das Tastverhältnis von etwa 0,5 bei der

Eingangsspannung von 15V erforderlich ist, um die Ausgangsspannung von 375V zu erreichen. Aus *Abb. 5.13, Abb. 5.14* sieht man, dass der kontinuierliche Strom durch die Induktivität  $L_a$  in Verbindung mit einem kontinuierlichen Magnetisierungsstrom der Hauptbetriebsfall ist. Dieser Betriebsfall entsteht im Nennarbeitspunkt. Der Betriebsfall mit einem kontinuierlichen Strom durch die Induktivität  $L_a$  und einem diskontinuierlichen Magnetisierungsstrom entsteht in einem relativ schmalen Bereich der Laststromänderung.



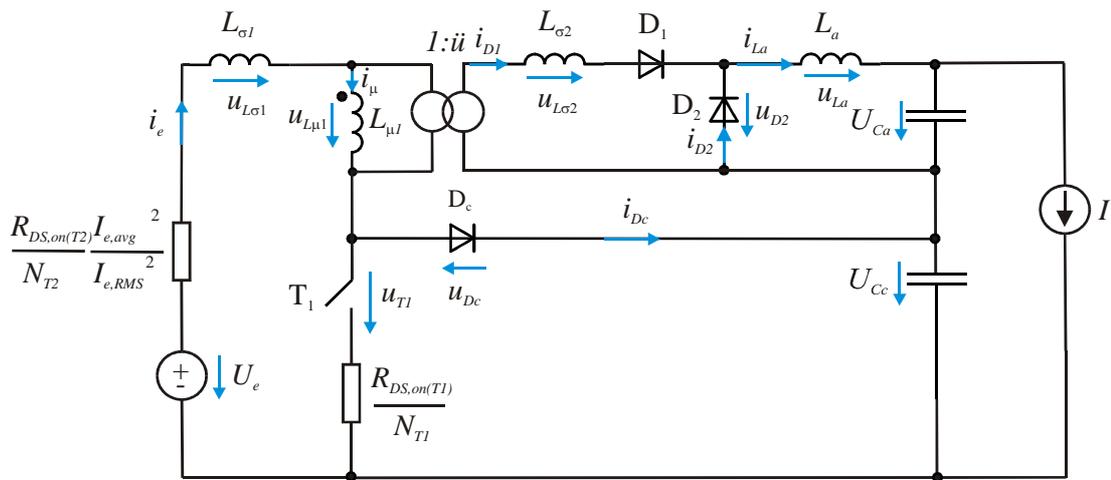
*Abb. 5.15:* Analytisch ermittelter Mittelwert der Ausgangsspannung des erweiterten Durchflusswandlers mit einem idealen Transformator in Abhängigkeit vom Laststrom für verschiedene Arbeitspunkte

## 5.3 Mathematische Analyse des erweiterten Durchflusswandlers mit einem nichtidealen Transformator

### 5.3.1 Kontinuierlicher Betrieb

*Abb. 5.16* zeigt das Ersatzschaltbild für die in *Abb. 5.8* gezeigte Schaltung des erweiterten Durchflusswandlers. Die Streuinduktivität des Transformators wird in diesem Ersatzschaltbild berücksichtigt. Der Einfluss der Streuinduktivität des Transformators auf das stationäre Verhalten wurde in [80] theoretisch aufgrund dieses Ersatzschaltbildes analysiert. Die Welligkeit der Spannung des Elektrolytkondensators  $C_e$  des Eingangsfilters, *Abb. 5.8*, wird im Ersatzschaltbild vernachlässigt. Dieser

Kondensator wird durch die Spannungsquelle  $U_e$  modelliert. Das Ersatzschaltbild berücksichtigt die Leitverluste in den MOSFET der Schalter  $T_1$ ,  $T_2$ . Durch den Transistor  $T_2$  fließt gemäß *Abb. 5.8* der kontinuierliche Strom aus der BZ und durch den Transistor  $T_1$  der Strom nach dem Eingangfilter. Bei der Multiplikation des Einschaltwiderstandes der MOSFET für den Transistor  $T_2$  mit einem Faktor, *Abb. 5.16*, werden in diesem Widerstand die gleichen Verluste entstehen, wie die Durchlassverluste im Transistor  $T_2$  in *Abb. 5.8*.



*Abb. 5.16:* Ersatzschaltbild des erweiterten Durchflusswandlers mit einem nichtidealen Transformator

Der Laststrom ist als konstant angenommen. Wie im Abschnitt 5.2.2 gezeigt wurde, ist die Welligkeit der Spannungen an den Kondensatoren  $C_a$  und  $C_c$  im Vergleich zu den Mittelwerten der Spannungen vernachlässigbar klein. Die Spannungen an den Kondensatoren  $C_a$ ,  $C_c$  werden deshalb durch die Mittelwerte dargestellt, um die Berechnung zu vereinfachen. Die Berechnung wird zuerst für den Fall des kontinuierlichen Stromes durch die Drossel  $L_a$  und des diskontinuierlichen Magnetisierungsstromes durchgeführt. *Abb. 5.17* zeigt die Verläufe des Drosselstromes  $i_{La}$ , der Sperrspannungen über die Dioden  $D_2$  und  $D_c$  für das Ersatzschaltbild gemäß *Abb. 5.16*. Die Schaltung des erweiterten Durchflusswandlers wird zuerst bei der Vernachlässigung der in *Abb. 5.16* gezeigten Widerstände für die Modellierung der Leitverluste in den MOSFET  $T_1$  und  $T_2$  mathematisch analysiert. Zum Zeitpunkt  $t_0$  wird der Transistor  $T_1$  eingeschaltet. Der Zeitabschnitt, in dem der Transistor  $T_1$  eingeschaltet ist, wird als Magnetisierungsphase bezeichnet. Ein Teil der Energie am Eingang wird durch die Diode  $D_1$  während dieser Phase zum Kondensator  $C_a$

übertragen und ein Teil dieser Energie wird in den Streuinduktivitäten und der Magnetisierungsinduktivität gespeichert.

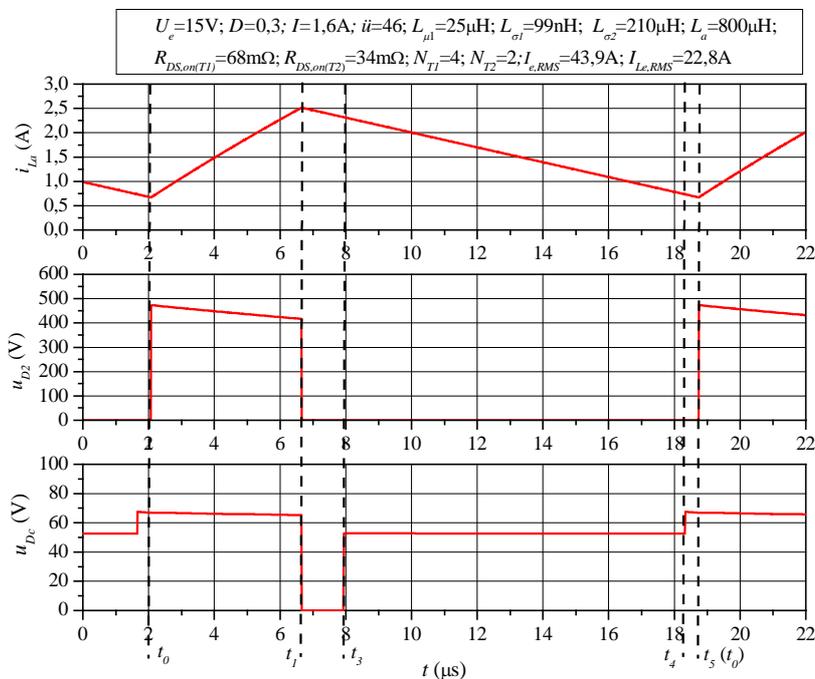


Abb. 5.17: Simulierte Verläufe des erweiterten Durchflusswandlers mit einem nichtidealen Transformator für den Betriebsfall: Strom durch die Drossel  $L_a$  kontinuierlich, Magnetisierungsstrom diskontinuierlich

Für die Magnetisierungsphase ( $t_0 \dots t_1$ ) gelten die Maschengleichungen:

$$U_e - u_{L\mu 1}(t) - u_{L\sigma 1}(t) = 0 \quad (5.86)$$

$$u_{L\mu 2}(t) - U_{Ca} - u_{La}(t) - u_{L\sigma 2}(t) = 0 \quad (5.87)$$

Hier sind:

$$u_{L\mu 1}(t) = L_{\mu 1} \frac{di_{\mu}(t)}{dt}, \quad (5.88)$$

$$i_{\mu}(t) = i_e(t) - i_{D1}(t)\ddot{u}, \quad (5.89)$$

$$u_{L\mu 2}(t) = u_{L\mu 1}(t)\ddot{u}, \quad (5.90)$$

$$u_{L\sigma 1}(t) = L_{\sigma 1} \frac{di_e(t)}{dt}, \quad (5.91)$$

$$u_{L\sigma 2}(t) = L_{\sigma 2} \frac{di_{D1}(t)}{dt}, \quad (5.92)$$

$$u_{La}(t) = L_a \frac{di_{La}(t)}{dt}, \quad (5.93)$$

$$i_{La}(t) = i_{D1}(t) + i_{D2}(t), \quad (5.94)$$

$$i_{D2}(t) = 0. \quad (5.95)$$

Nach Einsetzen von Gl. (5.88)-(5.95) in die Gl. (5.86) und (5.87) erhält man:

$$U_e - (L_{\sigma 1} + L_{\mu 1}) \frac{di_e(t)}{dt} + L_{\mu 1} \ddot{u} \frac{di_{D1}(t)}{dt} = 0 \quad (5.96)$$

$$L_{\mu 1} \ddot{u} \frac{di_e(t)}{dt} - L_{\mu 1} \ddot{u}^2 \frac{di_{D1}(t)}{dt} - (L_a + L_{\sigma 2}) \frac{di_{D1}(t)}{dt} - U_{Ca} = 0 \quad (5.97)$$

mit den Anfangsbedingungen  $i_e(t_0) = I_{e,\min}$ ,  $i_{D1}(t_0) = I_{D1,\min}$ . Die Lösungen des Gleichungssystems Gl. (5.96) und (5.97) lauten:

$$i_e(t) = I_{e,\min} + \frac{-U_{Ca} L_{\mu 1} \ddot{u} + U_e (L_{\mu 1} \ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2})}{L_{\mu 1} (L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2}) + L_{\sigma 1} (L_a + L_{\sigma 2})} (t - t_0) \quad (5.98)$$

$$i_{D1}(t) = I_{D1,\min} + \frac{-U_{Ca} L_{\mu 1} + U_e \ddot{u} L_{\mu 1} - U_{Ca} L_{\sigma 1}}{L_{\mu 1} (L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2}) + L_{\sigma 1} (L_a + L_{\sigma 2})} (t - t_0) \quad (5.99)$$

Zum Zeitpunkt  $t_1$  wird der Transistor  $T_1$  ausgeschaltet. Die Verläufe der Spannung über den Transistor  $T_1$   $u_{T1}$  sowie des Stromflusses durch die primäre Wicklung des Transformators  $i_e$  und durch die Dioden  $D_c$  und  $D_2$  im Ersatzschaltbild, *Abb. 5.16*, werden in *Abb. 5.18* gezeigt. Der Strom durch die Diode  $D_1$  hat während der Magnetisierungsphase einen bestimmten Wert erreicht. Wegen der Streuinduktivitäten des Transformators kann er nicht sprunghaft bis zum Null abfallen. Er fällt linear bis auf Null ab, während der Strom durch die Diode  $D_2$  vom Null bis zu einem bestimmten Wert linear ansteigt. Während des Abfalls des Stroms durch die Diode  $D_1$  fällt auch der Strom durch die Diode  $D_c$  ab. Dieser Zeitabschnitt ( $t_1 \dots t_2$ ) wird als die Kommutierungsphase 1 bezeichnet. Durch diesen Strom wird der Kondensator  $C_c$

aufgeladen. Die Spannung über den Transistor  $T_1$  wird während des Zeitabschnittes, in dem die Diode  $D_c$  leitet, auf die Spannung des Kondensators  $C_c$  geklemmt.

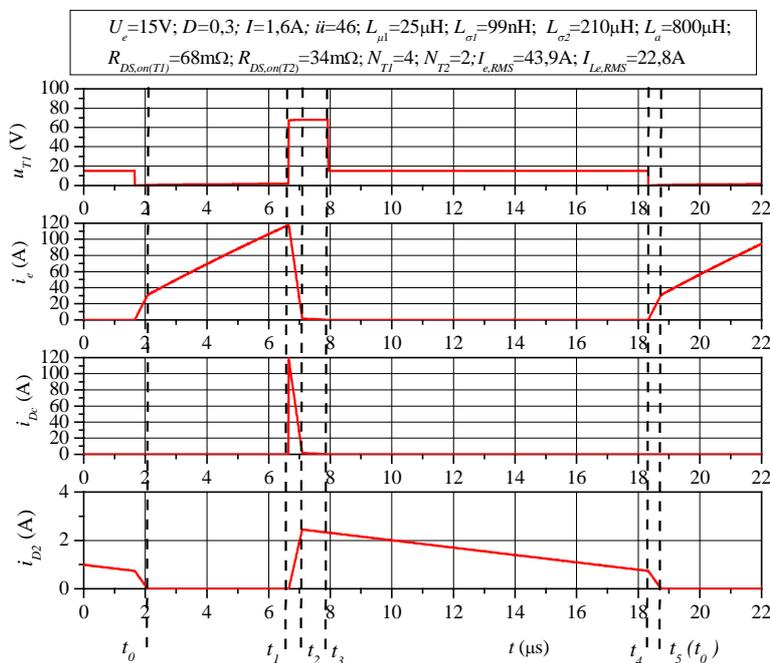


Abb. 5.18: Simulierte Transistorspannung, Stromfluss durch die primäre Wicklung des Transformators, durch die Diode  $D_c$  und durch die Diode  $D_2$  des erweiterten Durchflusswandlers mit einem nichtidealen Transformator für den Betriebsfall: Strom durch die Drossel  $L_a$  kontinuierlich, Magnetisierungsstrom diskontinuierlich

Für die Kommutierungsphase 1 ( $t_1 \dots t_2$ ) gelten die Maschengleichungen:

$$U_e - U_{C_c} - (L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}) \frac{di_e(t)}{dt} + L_{\mu 1} \ddot{u} \frac{di_{D1}(t)}{dt} = 0 \quad (5.100)$$

$$\begin{aligned} -L_{\sigma 2} \frac{di_{D1}(t)}{dt} - U_{C_a} - L_a \left( \frac{di_{D1}(t)}{dt} + \frac{di_{D2}(t)}{dt} \right) + \\ + L_{\mu 1} \ddot{u} \frac{di_e(t)}{dt} - L_{\mu 1} \ddot{u}^2 \frac{di_{D1}(t)}{dt} = 0 \end{aligned} \quad (5.101)$$

$$L_a \left( \frac{di_{D1}(t)}{dt} + \frac{di_{D2}(t)}{dt} \right) + U_{C_a} = 0 \quad (5.102)$$

Die mit Hilfe der Gl. (5.98)-(5.99) berechneten Anfangsbedingungen für das System der Differentialgleichungen Gl. (5.100)-(5.102) lauten:

$$i_e(t_1) = I_{e,\min} + \frac{-U_{Ca}L_{\mu 1}\ddot{u} + U_e(L_{\mu 1}\ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2})}{L_{\mu 1}(L_{\sigma 1}\ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2}) + L_{\sigma 1}(L_a + L_{\sigma 2})}(t_1 - t_0) \quad (5.103)$$

$$i_{D1}(t_1) = I_{D1,\min} + \frac{-U_{Ca}L_{\mu 1} + U_e\ddot{u}L_{\mu 1} - U_{Ca}L_{\sigma 1}}{L_{\mu 1}(L_{\sigma 1}\ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2}) + L_{\sigma 1}(L_a + L_{\sigma 2})}(t_1 - t_0) \quad (5.104)$$

Die Lösungen des Gleichungssystems (5.100)-(5.102) lauten:

$$i_{D1}(t) = i_{D1}(t_1) + \frac{L_{\mu 1}\ddot{u}(U_e - U_{Cc})}{L_{\sigma 2}L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}L_{\sigma 2} + L_{\mu 1}L_{\sigma 1}\ddot{u}^2}(t - t_1) \quad (5.105)$$

$$i_e(t) = i_e(t_1) - \frac{(U_{Cc} - U_e)(L_{\sigma 2} + L_{\mu 1}\ddot{u}^2)}{L_{\sigma 2}L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}L_{\sigma 2} + L_{\mu 1}L_{\sigma 1}\ddot{u}^2}(t - t_1) \quad (5.106)$$

$$i_{D2}(t) = \frac{L_{\mu 1}\ddot{u}(U_{Cc} - U_e) - \frac{U_{Ca}(L_{\sigma 2}L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}L_{\sigma 2} + L_{\mu 1}L_{\sigma 1}\ddot{u}^2)}{L_a}}{L_{\sigma 2}L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}L_{\sigma 2} + L_{\mu 1}L_{\sigma 1}\ddot{u}^2}(t - t_2) \quad (5.107)$$

Die Kommutierungsphase 1 ist zum Zeitpunkt  $t_2$  abgeschlossen, wenn  $i_{D1}(t_2) = 0$ .

Durch Einsetzen dieser Bedingung in Gl. (5.105) ermittelt man die Kommutierungszeit:

$$t_2 - t_1 = \frac{i_{D1}(t_1)(L_{\sigma 2}L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}L_{\sigma 2} + L_{\mu 1}L_{\sigma 1}\ddot{u}^2)}{L_{\mu 1}\ddot{u}(U_{Cc} - U_e)} \quad (5.108)$$

Man sieht aus Gl. (5.108), dass die Kommutierung für den erweiterten Durchflusswandler mit einem Transformator ohne Streuinduktivitäten unendlich schnell erfolgt. Höhere Streuinduktivitäten des Transformators führen dazu, dass die Kommutierungszeit größer ist. Während der Kommutierungsphase wird die in den Streuinduktivitäten des Transformators gespeicherte Energie und ein Teil der in der Magnetisierungsinduktivität gespeicherten Energie zum Kondensator  $C_c$  übertragen. Da die Stromverläufe linear sind, kann diese Energie wie folgt ermittelt werden:

$$E_K = \frac{1}{2}U_{Cc}(i_e(t_1) + i_e(t_2))(t_2 - t_1) \quad (5.109)$$

Zum Zeitpunkt  $t_2$  wird der Strom durch die Diode  $D_1$  Null und der Eingangsstrom gleicht sich dem Magnetisierungsstrom an. Während der Entmagnetisierungsphase ( $t_2 \dots t_3$ ) wird die in der Magnetisierungsinduktivität gespeicherte Energie durch die Diode  $D_c$  zum Kondensator  $C_c$  übertragen. Die Spannung am Transistor  $T_1$  bleibt auf die Spannung über den Kondensator  $C_c$  geklemmt. Da die Stromverläufe linear sind, kann die während der Entmagnetisierungsphase übertragene Energie zum Kondensator  $C_c$  wie folgt ermittelt werden:

$$E_e = \frac{1}{2} U_{Cc} i_e(t_2)(t_3 - t_2) \quad (5.110)$$

Für die Entmagnetisierungsphase ( $t_2 \dots t_3$ ) gelten die Maschengleichungen:

$$U_e - U_{Cc} - (L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}) \frac{di_e(t)}{dt} = 0 \quad (5.111)$$

$$L_a \frac{di_{La}(t)}{dt} + U_{Ca} = 0 \quad (5.112)$$

mit der Anfangsbedingung:

$$i_e(t_2) = i_{\mu}(t_2) = i_e(t_1) - i_{D1}(t_1) \frac{L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} \ddot{u}^2}{L_{\mu 1} \ddot{u}} \quad (5.113)$$

Die Lösungen des Gleichungssystems (5.111) und (5.112) lauten:

$$i_e(t) = i_e(t_2) - \frac{U_{Cc} - U_e}{L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}} (t - t_2) \quad (5.114)$$

$$i_{La}(t) = i_{La}(t_2) - \frac{U_{Ca}}{L_a} (t - t_2) \quad (5.115)$$

Die Entmagnetisierungsphase ist zum Zeitpunkt  $t_3$  abgeschlossen, wenn  $i_e(t_3) = 0$  ist. Beim Einsetzen dieser Bedingung in Gl. (5.114) ermittelt man die Dauer der Entmagnetisierungsphase:

$$t_3 - t_2 = \frac{i_e(t_1) - i_{D1}(t_1) \frac{L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} \ddot{u}^2}{L_{\mu 1} \ddot{u}}}{U_{Cc} - U_e} (L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}) \quad (5.116)$$

Bis der Transistor  $T_1$  zum Zeitpunkt  $t_4$  eingeschaltet wird, bleibt die Sperrspannung am Transistor  $T_1$  ab dem Zeitpunkt  $t_3$  gleich der Eingangsspannung, wie man aus *Abb. 5.18* entnehmen kann. Wenn der Transistor  $T_1$  zum Zeitpunkt  $t_4$  eingeschaltet wird, fällt der Strom durch die Diode  $D_2$  ab und der Strom durch die Diode  $D_1$  sowie der Eingangsstrom steigen linear an. Für diese Kommutierungsphase 2 ( $t_4 \dots t_5$ ) gelten die Maschengleichungen:

$$U_e - (L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}) \frac{di_e(t)}{dt} + L_{\mu 1} \ddot{u} \frac{di_{D1}(t)}{dt} = 0 \quad (5.117)$$

$$-L_{\sigma 2} \frac{di_{D1}(t)}{dt} - U_{Ca} - L_a \left( \frac{di_{D1}(t)}{dt} + \frac{di_{D2}(t)}{dt} \right) + \quad (5.118)$$

$$+ L_{\mu 1} \ddot{u} \frac{di_e(t)}{dt} - L_{\mu 1} \ddot{u}^2 \frac{di_{D1}(t)}{dt} = 0$$

$$L_a \left( \frac{di_{D1}(t)}{dt} + \frac{di_{D2}(t)}{dt} \right) + U_{Ca} = 0 \quad (5.119)$$

mit den Anfangsbedingungen:  $i_e(t_4) = 0, i_{D1}(t_4) = 0, i_{D2}(t_4) = i_{D1}(t_1) - \frac{U_{Ca}}{L_a}(T - DT)$ . Die

Lösung des Gleichungssystems (5.117)-(5.119) lautet:

$$i_{D1}(t) = \frac{U_e L_{\mu 1} \ddot{u}}{L_{\mu 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\mu 1} \ddot{u}^2} (t - t_4) \quad (5.120)$$

$$i_e(t) = \frac{U_e (L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} \ddot{u}^2)}{L_{\mu 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\mu 1} \ddot{u}^2} (t - t_4) \quad (5.121)$$

$$i_{D2}(t) = i_{D2}(t_4) - \frac{U_e L_{\mu 1} \ddot{u} + U_{Ca} \frac{L_{\mu 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\mu 1} \ddot{u}^2}{L_a}}{L_{\mu 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\mu 1} \ddot{u}^2} (t - t_4) \quad (5.122)$$

Die Kommutierungsphase 2 ist zum Zeitpunkt  $t_5$  abgeschlossen, wenn  $i_{D2}(t_5) = 0$  ist.

Durch Einsetzen dieser Bedingung in Gl. (5.122) ermittelt man die Dauer der Kommutierungsphase 2:

$$t_5 - t_4 = \frac{\left( i_{D1}(t_1) - \frac{U_{Ca}}{L_a}(T - DT) \right) L_a (L_{\mu 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\mu 1} \ddot{u}^2)}{U_e \ddot{u} L_a L_{\mu 1} + U_{Ca} (L_{\mu 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\mu 1} \ddot{u}^2)} \quad (5.123)$$

Der Eingangsstrom und der Diodenstrom zum Ende der Kommutierungsphase 2 lassen sich aus Gl. (5.120), (5.121) wie folgt ermitteln:

$$i_{D1}(t_0) = \frac{U_e L_{\mu 1} \ddot{u}}{L_{\mu 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\mu 1} \ddot{u}^2} (t_5 - t_4) \quad (5.124)$$

$$i_e(t_0) = \frac{U_e (L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} \ddot{u}^2)}{L_{\mu 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\mu 1} \ddot{u}^2} (t_5 - t_4) \quad (5.125)$$

Beim Einsetzen von Gl. (5.124) und (5.125) in die Gl. (5.98) und (5.99) erhält man:

$$i_e(t_1) = \frac{U_e DT (L_{\mu 1} \ddot{u}^2 + L_{\sigma 2}) - U_{Ca} L_{\mu 1} \ddot{u} T}{L_{\sigma 2} L_{\mu 1} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2} \quad (5.126)$$

$$i_{D1}(t_1) = \frac{U_e DT L_{\mu 1} \ddot{u} - U_{Ca} T (L_{\mu 1} + L_{\sigma 1})}{L_{\sigma 2} L_{\mu 1} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2} \quad (5.127)$$

Durch Einsetzen von Gl. (5.127) in Gl. (5.123) erhält man:

$$t_5 - t_4 = \frac{((L_{\sigma 2} L_{\mu 1} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2)(D-1) - L_a (L_{\mu 1} + L_{\sigma 1})) U_{Ca} + U_e \ddot{u} D L_a L_{\mu 1} T}{(L_{\sigma 2} L_{\mu 1} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2) U_{Ca} + U_e \ddot{u} L_a L_{\mu 1}} T \quad (5.128)$$

Das Tastverhältnis ist wie folgt definiert:

$$DT = t_5 - t_4 + t_1 - t_0 \quad (5.129)$$

Beim Einsetzen von Gl. (5.128) in Gl. (5.129) kann die Dauer der Magnetisierungsphase wie folgt berechnet werden:

$$t_1 - t_0 = \frac{U_{Ca} T (L_{\sigma 2} L_{\mu 1} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 + L_a (L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}))}{(L_{\sigma 2} L_{\mu 1} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2) U_{Ca} + U_e \ddot{u} L_a L_{\mu 1}} \quad (5.130)$$

Die gesamte zum Kondensator  $C_c$  übertragene Energie beträgt:

$$E_{Cc,1} = E_K + E_e \quad (5.131)$$

Beim Einsetzen der Gl. (5.109) und (5.110) in Gl. (5.131) erhält man:

$$E_{Cc,1} = \frac{1}{2} U_{Cc} (i_e(t_1) + i_e(t_2)) (t_2 - t_1) + \frac{1}{2} U_{Cc} i_e(t_2) (t_3 - t_2) \quad (5.132)$$

Hier ist:

$$i_e(t_2) = i_e(t_1) - \frac{(U_{Cc} - U_e)(L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} \ddot{u}^2)}{L_{\sigma 2} L_{\mu 1} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2} (t_2 - t_1) \quad (5.133)$$

Durch Einsetzen der Gl. (5.108), (5.116), (5.113) und (5.126) in Gl. (5.132) erhält man:

$$E_{C_c,1} = \frac{U_{C_c}}{2} \frac{L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}}{U_{C_c} - U_e} i_e(t_1)^2 - L_{\mu 1} \ddot{u} U_{C_c} \frac{i_e(t_1) i_{D1}(t_1)}{U_{C_c} - U_e} + \frac{U_{C_c}}{2} \frac{L_{\mu 1} \ddot{u}^2 + L_{\sigma 2}}{U_{C_c} - U_e} i_{D1}(t_1)^2 \quad (5.134)$$

Man sieht aus der Gl. (5.134), dass mehr Energie mit der Erhöhung der Streuinduktivitäten bei der konstanten Eingangsspannung zum Kondensator  $C_c$  eingespeist wird. Deshalb erreicht die Spannung am Kondensator  $C_c$  bei dem gleichen Tastverhältnis für den erweiterten Durchflusswandler mit einem nichtidealen Transformator deutlich höhere Werte, als für den erweiterten Durchflusswandler mit einem idealen Transformator. Die aus dem Kondensator  $C_c$  entladene Energie ist wie folgt definiert:

$$E_{C_c,2} = U_{C_c} I T \quad (5.135)$$

Im stationären Zustand gilt:

$$E_{C_c,1} = E_{C_c,2} \quad (5.136)$$

Nach Einsetzen der Gl. (5.134) und Gl. (5.135) in Gl. (5.136) erhält man:

$$U_{C_c} I T = \frac{U_{C_c}}{2} \frac{L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}}{U_{C_c} - U_e} i_e(t_1)^2 - L_{\mu 1} \ddot{u} U_{C_c} \frac{i_e(t_1) i_{D1}(t_1)}{U_{C_c} - U_e} + \frac{U_{C_c}}{2} \frac{L_{\mu 1} \ddot{u}^2 + L_{\sigma 2}}{U_{C_c} - U_e} i_{D1}(t_1)^2 \quad (5.137)$$

Für die Ermittlung der Spannung am Kondensator  $C_c$  für den Fall des kontinuierlichen Stromes durch die Induktivität  $L_a$  und des diskontinuierlichen Magnetisierungsstroms werden die Gl. (5.126), (5.127) in die Gl. (5.137) eingesetzt und die Gl. (5.137) wird nach  $U_{C_c}$  gelöst. Die Lösung der Gl. (5.137) nach  $U_{C_c}$  sieht wie folgt aus:

$$U_{C_c} = U_e + \frac{L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}}{2I(L_{\sigma 2}L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}L_{\sigma 2} + L_{\mu 1}L_{\sigma 1}\ddot{u}^2)} U_{C_a}^2 T - \frac{U_{C_a} U_e \ddot{u} D L_{\mu 1} T}{I(L_{\sigma 2}L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}L_{\sigma 2} + L_{\mu 1}L_{\sigma 1}\ddot{u}^2)} + \frac{U_e^2 D^2 T (L_{\sigma 2} + L_{\mu 1}\ddot{u}^2)}{2I(L_{\sigma 2}L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}L_{\sigma 2} + L_{\mu 1}L_{\sigma 1}\ddot{u}^2)} \quad (5.138)$$

Für den Fall des kontinuierlichen Magnetisierungsstromes im stationären Zustand gilt:

$$\int_{t_0}^{t_0+T} u_{L\mu 1}(t) dt = 0 \quad (5.139)$$

Die Gl. (5.139) sieht wie folgt aus:

$$\begin{aligned} & \left( U_e - L_{\sigma 1} \frac{di_e(t)}{dt} \right) (t_5 - t_4) + \left( U_e - L_{\sigma 1} \frac{di_e(t)}{dt} \right) (t_1 - t_0) + \\ & + \left( U_e - U_{Cc} - L_{\sigma 1} \frac{di_e(t)}{dt} \right) (t_2 - t_1) + \\ & + \left( U_e - U_{Cc} - L_{\sigma 1} \frac{di_e(t)}{dt} \right) (T(1-D) - (t_2 - t_1)) = 0 \end{aligned} \quad (5.140)$$

Der Zeitverlauf des Eingangsstroms während der Periode ist durch die Gl. (5.121), (5.98), (5.106) und Gl. (5.114) definiert. Die Dauer der Betriebsphasen sind durch die Gl. (5.108), (5.116), (5.123) definiert. Beim Einsetzen aller dieser Gleichungen in die Gl. (5.140) und nach dem Auflösen der resultierenden Gleichung nach  $U_{Cc}$  erhält man die Formel für die Berechnung der stationären Spannung am Kondensator  $C_c$  für den Fall des kontinuierlichen Magnetisierungsstroms:

$$\begin{aligned} U_{Cc} = & - \frac{2L_{\sigma 1}L_{\mu 1}\ddot{u}(L_{\sigma 1} + L_{\mu 1})}{(D-1)(2L_{\sigma 1}^2(L_{\mu 1}\ddot{u}^2 + L_{\sigma 2}) + L_{\sigma 1}(L_{\mu 1}^2\ddot{u}^2 + 3L_{\mu 1}L_{\sigma 2}) + L_{\mu 1}^2L_{\sigma 2})} U_{Ca} + \\ & + \frac{2L_{\sigma 1}^2(L_{\mu 1}\ddot{u}^2 + L_{\sigma 2})(D-1) + L_{\sigma 1}(L_{\mu 1}^2\ddot{u}^2(2D-1) + L_{\mu 1}L_{\sigma 2}(2D-3)) - L_{\mu 1}^2L_{\sigma 2}}{(D-1)(2L_{\sigma 1}^2(L_{\mu 1}\ddot{u}^2 + L_{\sigma 2}) + L_{\sigma 1}(L_{\mu 1}^2\ddot{u}^2 + 3L_{\mu 1}L_{\sigma 2}) + L_{\mu 1}^2L_{\sigma 2})} U_e \end{aligned} \quad (5.141)$$

Der Laststrom  $I_{gr2}$ , bei dem der Magnetisierungsstrom sich an der Lückgrenze befindet, kann aus der folgenden Bedingung ermittelt werden: sowohl die Gl. (5.138) als auch die (5.141) gelten für den Fall der Lückgrenze des Magnetisierungsstroms. Dann erhält man mit der Berücksichtigung der Gl. (5.138), (5.141) die Formel für den Laststrom, der erreicht werden soll, damit der Magnetisierungsstrom an der Lückgrenze ist:

$$\begin{aligned} I_{gr2} = & \frac{T}{2 - 2L_{\mu 1}L_{\sigma 1}\ddot{u}(L_{\sigma 1} + L_{\mu 1})U_{Ca} + U_e D(-L_{\sigma 2}L_{\mu 1} - L_{\sigma 1}L_{\sigma 2} + L_{\mu 1}L_{\sigma 1}\ddot{u}^2)} \left( 3L_{\mu 1}L_{\sigma 1} - L_{\mu 1}^2 + 2L_{\sigma 1}^2 \right) (D-1)U_{Ca}^2 + \\ & + \frac{T}{2 - 2L_{\mu 1}L_{\sigma 1}\ddot{u}(L_{\sigma 1} + L_{\mu 1})U_{Ca} + U_e D(-L_{\sigma 2}L_{\mu 1} - L_{\sigma 1}L_{\sigma 2} + L_{\mu 1}L_{\sigma 1}\ddot{u}^2)} U_e \ddot{u} D(1-D)(2L_{\mu 1}^2 + 4L_{\mu 1}L_{\sigma 1})U_{Ca} + \\ & + \frac{T}{2} \frac{(D-1)(-2\ddot{u}^2L_{\mu 1}L_{\sigma 1}D^2 + L_{\mu 1}^2\ddot{u}^2D^2 + L_{\mu 1}L_{\sigma 2}D^2 + 2L_{\sigma 1}L_{\sigma 2}D^2)U_e^2}{-2L_{\mu 1}L_{\sigma 1}\ddot{u}(L_{\sigma 1} + L_{\mu 1})U_{Ca} + U_e D(-L_{\sigma 2}L_{\mu 1} - L_{\sigma 1}L_{\sigma 2} + L_{\mu 1}L_{\sigma 1}\ddot{u}^2)} \end{aligned} \quad (5.142)$$

Man sieht aus der Gl. (5.138), (5.142), dass die stationäre Spannung am Kondensator  $C_c$  und der Grenzstrom für den lückenden Magnetisierungsstrom von den Parametern der Schaltung, vom Arbeitspunkt und von der stationären Spannung am Kondensator  $C_a$  abhängig sind. Deshalb soll zuerst die stationäre Spannung am Kondensator  $C_a$  ermittelt werden und danach werden die Lückgrenze für den Magnetisierungsstrom und die stationäre Spannung am Kondensator  $C_c$  berechnet. Die zum Kondensator  $C_a$  übertragene Energie wird wie folgt berechnet:

$$E_{Ca,1} = \frac{U_{Ca}}{2} (i_{D1}(t_0) + i_{D1}(t_1))(t_1 - t_0) + \frac{U_{Ca}}{2} (i_{D1}(t_1) + i_{La}(t_5))(t_5 - t_1) \quad (5.143)$$

Hier ist:

$$t_5 - t_1 = T(1 - D) + (t_5 - t_4) \quad (5.144)$$

Den Strom durch die Induktivität  $L_a$  zum Ende bzw. zum Anfang der Periode kann man wie folgt berechnen:

$$i_{La}(t_5) = i_{D1}(t_1) - \frac{U_{Ca}}{L_a} (T - DT + (t_5 - t_4)) \quad (5.145)$$

Die aus dem Kondensator  $C_a$  entladene Energie ist definiert als:

$$E_{Ca,2} = U_{Ca}IT \quad (5.146)$$

Im stationären Zustand gilt:

$$E_{Ca,1} = E_{Ca,2} \quad (5.147)$$

Durch Einsetzen der Gl. (5.143) und (5.146) in Gl. (5.147) erhält man:

$$U_{Ca}IT = \frac{U_{Ca}}{2} (i_{D1}(t_0) + i_{D1}(t_1))(t_1 - t_0) + \frac{U_{Ca}}{2} (i_{D1}(t_1) + i_{La}(t_5))(t_5 - t_1) \quad (5.148)$$

Aus der Gl. (5.148) kann die stationäre Spannung am Kondensator  $C_a$  eines verlustfreien Wandlers für den Fall des kontinuierlichen Stromes durch die Induktivität  $L_a$  berechnet werden. Dafür soll der durch die Gl. (5.127) definierte Strom durch die Diode  $D_1$  zum Zeitpunkt  $t_1$  in die Gl. (5.148) eingesetzt werden. Anschließend wird die Gl. (5.148) nach  $U_{Ca}$  gelöst. Für die Berechnung der stationären Spannung am

Kondensator  $C_a$  eines verlustfreien Wandlers im Fall des diskontinuierlichen Stromes durch die Induktivität  $L_a$  sollen die Ströme durch Diode  $D_1$  zu den Zeitpunkten  $t_1$  und  $t_0$  und der Strom durch die Induktivität  $L_a$  zum Zeitpunkt  $t_5$  berechnet werden. Das ist das Ziel des Abschnittes 5.3.2.

### 5.3.2 Diskontinuierlicher Betrieb

Abb. 5.19 zeigt die simulierten Stromverläufe des erweiterten Durchflusswandlers für den Fall eines diskontinuierlichen Stromes durch die Induktivität  $L_a$  und eines diskontinuierlichen Magnetisierungsstroms. Die Betriebszustände des erweiterten Durchflusswandlers für diesen Betriebsfall:

- Magnetisierungsphase ( $t_0 \dots t_1$ ),
- Kommutierungsphase ( $t_1 \dots t_2$ ),
- Entmagnetisierungsphase ( $t_2 \dots t_3$ ),
- Freilaufphase ( $t_3 \dots t_4$ ).

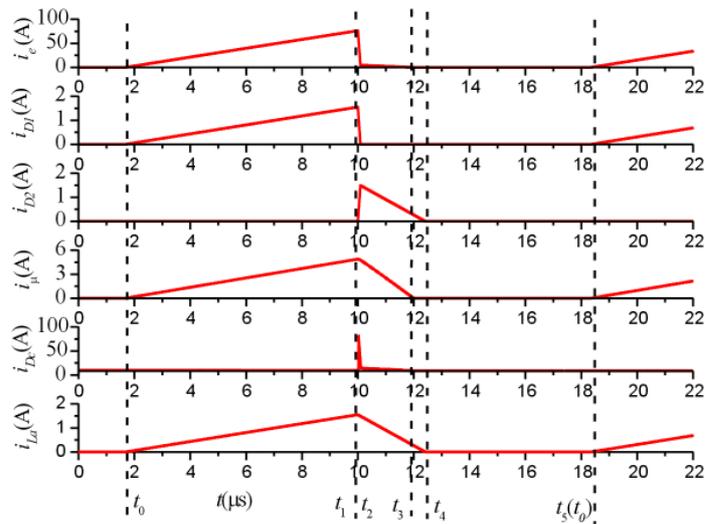


Abb. 5.19: Verläufe des erweiterten Durchflusswandlers mit einem nichtidealen Transformator für den Betriebsfall: Strom durch die Drossel  $L_a$  diskontinuierlich, Magnetisierungsstrom diskontinuierlich

Der Eingangsstrom und der Strom durch die Induktivität  $L_a$  sind zum Beginn jeder Periode gleich Null:  $i_{D1}(t_0) = i_{L_a}(t_5) = 0$ . Deshalb gibt es keine Kommutierungsphase 2 in diesem Betriebsfall. Alle Maschengleichungen für den kontinuierlichen Betrieb sind für den diskontinuierlichen Betrieb gültig. Der Eingangsstrom und der Strom durch die Diode  $D_1$  zum Ende der Magnetisierungsphase können wie folgt berechnet werden:

$$i_e(t_1) = \frac{-U_{Ca}L_{\mu 1}\ddot{u} + U_e(L_{\mu 1}\ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2})}{L_{\mu 1}(L_{\sigma 1}\ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2}) + L_{\sigma 1}(L_a + L_{\sigma 2})} DT \quad (5.149)$$

$$i_{D1}(t_1) = \frac{-U_{Ca}L_{\mu 1} + U_e\ddot{u}L_{\mu 1} - U_{Ca}L_{\sigma 1}}{L_{\mu 1}(L_{\sigma 1}\ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2}) + L_{\sigma 1}(L_a + L_{\sigma 2})} DT \quad (5.150)$$

Beim Einsetzen der Gl. (5.150) in die Gl. (5.148) und beim Auflösen der resultierenden Gleichung nach  $U_{Ca}$  wird die stationäre Spannung am Kondensator  $C_a$  für den Fall des diskontinuierlichen Stroms durch die Induktivität  $L_a$  ermittelt. Danach wird die Spannung am Kondensator  $C_c$  für den Fall des diskontinuierlichen Stroms durch die Induktivität  $L_a$  ermittelt. Dazu werden die Gl. (5.149), (5.150) in die Gl. (5.137) eingesetzt. Die Lösung der resultierenden Gleichung ist:

$$\begin{aligned} U_{Cc} = & \frac{(L_{\mu 1} + L_{\sigma 1})D^2T(U_e(L_{\mu 1}\ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2}) - U_{Ca}L_{\mu 1}\ddot{u})^2}{2I(L_{\mu 1}(L_{\sigma 1}\ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2}) + L_{\sigma 1}(L_a + L_{\sigma 2}))^2} - \\ & - \frac{L_{\mu 1}\ddot{u}D^2T(U_e(L_{\mu 1}\ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2}) - U_{Ca}L_{\mu 1}\ddot{u})(-U_{Ca}L_{\mu 1} + U_eL_{\mu 1}\ddot{u} - U_{Ca}L_{\sigma 1})}{I(L_{\mu 1}(L_{\sigma 1}\ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2}) + L_{\sigma 1}(L_a + L_{\sigma 2}))^2} + \\ & + \frac{(L_{\mu 1}\ddot{u}^2 + L_{\sigma 2})D^2T(-U_{Ca}L_{\mu 1} + U_eL_{\mu 1}\ddot{u} - U_{Ca}L_{\sigma 1})^2}{2I(L_{\mu 1}(L_{\sigma 1}\ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2}) + L_{\sigma 1}(L_a + L_{\sigma 2}))^2} + U_e \end{aligned} \quad (5.151)$$

Nach der Berechnung der stationären Ausgangsspannung des verlustfreien Wandlers kann die stationäre Ausgangsspannung des Wandlers mit der Berücksichtigung der Verluste in den Widerständen des Ersatzschaltbildes in *Abb. 5.16* ermittelt werden. Die Verluste im Wandler können gemäß *Abb. 5.16* unter der Voraussetzung, dass der Strom durch die Drossel  $L_e$  (*Abb. 5.8*) ein glatter Gleichstrom ist, wie folgt berechnet werden:

$$P_e - P_a = R_{DS,on(T1)} \frac{I_{T1,RMS}^2}{N_{T1}} + R_{DS,on(T2)} \frac{I_{e,avg}^2}{N_{T2}} \quad (5.152)$$

Der Mittelwert des Eingangsstromes des Wandlers kann wie folgt ermittelt werden:

$$I_{e,avg} = \frac{(U_{Cc} + U_{Ca})I}{U_e} \quad (5.153)$$

Die Differenz zwischen den Ausgangsspannungen des verlustfreien Wandlers und des Wandlers mit Verlusten kann gemäß *Abb. 5.16* wie folgt berechnet werden:

$$\Delta U_a = \frac{P_e - P_a}{I} \quad (5.154)$$

## 5.4 Dimensionierung des Leistungsteils

Der erweiterte Durchflusswandler soll für eine maximale Leistung von 1kW, die Eingangsspannungsänderung von 30V bis 60V und eine Ausgangsspannung von 375V aufgebaut werden, um die Funktionsweise der Schaltung im kontinuierlichen Betrieb zu zeigen. Die Streuinduktivitäten beeinflussen relativ stark die stationären Werte der Spannungen über die Kondensatoren  $C_a$ ,  $C_c$ . Diese Induktivitäten sind von der konstruktiven Ausführung und von den Parametern des Transformators abhängig. Der erste Schritt bei der Dimensionierung des erweiterten Durchflusswandlers ist die Festlegung der Parameter des Transformators ohne Berücksichtigung der Streuinduktivitäten. Der nächste Schritt ist die praktische Realisierung des Transformators und anschließend die messtechnische Bestimmung der Streuinduktivitäten. Danach werden die stationären Strom-Spannungskennlinien des erweiterten Durchflusswandlers für die ermittelten Streuinduktivitäten berechnet. Aufgrund dieser Kennlinien wird dann der Bereich der Änderung des Tastverhältnisses bei der Nennleistung von 1kW festgelegt, in dem die Ausgangsspannung von 375V bei der Eingangsspannungsänderung von 15V bis 30V erreicht wird. Aus diesen Kennlinien kann auch die maximale Spannung des Transistors  $T_1$  bei der Ausgangsspannung von 375V im ganzen Lastbereich ermittelt werden. Aufgrund dieses Wertes wird die Spannungsklasse der MOSFET für den Transistor  $T_1$  festgelegt. Durch die Wahl der Spannungsklasse der MOSFET wird auch die maximal zulässige Spannung am Kondensator  $C_c$  festgelegt. Der zulässige Bereich der Laständerung bei der Eingangsspannungsänderung von 15V bis 30V, in dem die maximal zulässige Spannung am Kondensator  $C_c$  nicht überschritten wird, muss dann ermittelt werden.

Zuerst soll der gewünschte Arbeitspunkt bei der Nennleistung festgelegt werden. Die Dimensionierung der Schaltung sieht vor, dass der Strom durch die Induktivität  $L_a$  bei der Nennleistung kontinuierlich sein soll. Das minimal erforderliche Übersetzungsverhältnis des Transformators soll zuerst ermittelt werden. Aus den Gl. (5.68) und (5.83) kann die gesamte Ausgangsspannung für den Fall des kontinuierlichen Stromes durch die Induktivität  $L_a$  und des kontinuierlichen Magnetisierungsstromes wie folgt ermittelt werden:

$$U_a = \frac{U_e}{1-D} + U_e \ddot{u} D \quad (5.155)$$

Aus der Gl. (5.155) kann das minimal erforderliche Übersetzungsverhältnis des Transformators bei einer minimalen Eingangsspannung des Wandlers berechnet werden:

$$\ddot{u}_{\min} = \frac{U_a (D_{\max} - 1) + U_{e,\min}}{(D_{\max} - 1) U_{e,\min} D_{\max}} \quad (5.156)$$

Der Festlegung des maximalen Tastverhältnisses bei der minimalen Eingangsspannung ist für den Wirkungsgrad der Schaltung entscheidend. Er ist abhängig von den elektrischen Beanspruchungen der Bauelemente. Die Sperrspannung am Transistor  $T_1$  ist durch die Spannung am Kondensator  $C_c$  bestimmt. Aus den Gl. (5.82), (5.83) sieht man, dass die Spannung am Kondensator  $C_c$  mit der Erhöhung des Tastverhältnisses für den Fall des kontinuierlichen und diskontinuierlichen Magnetisierungsstromes bei einer bestimmten Eingangsspannung, Last und konstanten Parametern der Schaltung ansteigt. Aus Sicht einer möglichst geringen Sperrspannung am Transistor ist deshalb ein möglichst niedriges Tastverhältnis erforderlich. Der Effektivwert und der Maximalwert des Transistorstroms können aus dem durch die Gl. (5.22) beschriebenen Zeitverlauf ermittelt werden. Der Minimalwert des Transistorstroms ist durch die Gl. (5.53) definiert. Man sieht aus der Gl. (5.22), (5.53), dass das Tastverhältnis den Einfluss auf den Maximal-, Minimalwert und den Effektivwert des Transistorstromes hat. *Abb. 5.20* zeigt die berechneten Werte für diese Größen in Abhängigkeit vom Übersetzungsverhältnis des Transformators bei einer konstanten Ausgangsspannung von 375V. Man sieht aus der *Abb. 5.20*, dass der Maximal-, Minimalwert und der Effektivwert des Transistorstromes bei einem bestimmten Übersetzungsverhältnis minimal sind. Die Dimensionierung für relativ kleine Übersetzungsverhältnisse, die etwas höher als dieser Wert liegen, ist sinnvoll. Weitere Erhöhung des Übersetzungsverhältnisses führt zu einer relativ starken Anstieg des Maximal-, Minimalwertes und des Effektivwertes vom Transistorstrom. Der weitere Nachteil der Dimensionierung für hohe Übersetzungsverhältnisse ist eine höhere Streuinduktivität des Transformators. Die Dimensionierung für das Tastverhältnis von etwa 0,5 und das gemäß der Gl. (5.156) entsprechende Übersetzungsverhältnis von 46 gewährleistet relativ niedrige Maximal-, Minimalwert und den Effektivwert des Transistorstroms und gleichzeitig eine relativ niedrige Sperrspannung am Transistor  $T_1$ . Die

Magnetisierungsinduktivität des Transformators wird so festgelegt, dass der Maximalwert des Magnetisierungsstromes etwa 2,5% des Maximalwertes des Transistorstromes beträgt:

$$L_{\mu 1} = \frac{U_{e,\min} D_{\max} T}{i_{\mu}(t_1)} = \frac{15V \cdot 0,5 \cdot 16,7\mu s}{0,025 \cdot 203A} = 25\mu H \quad (5.157)$$

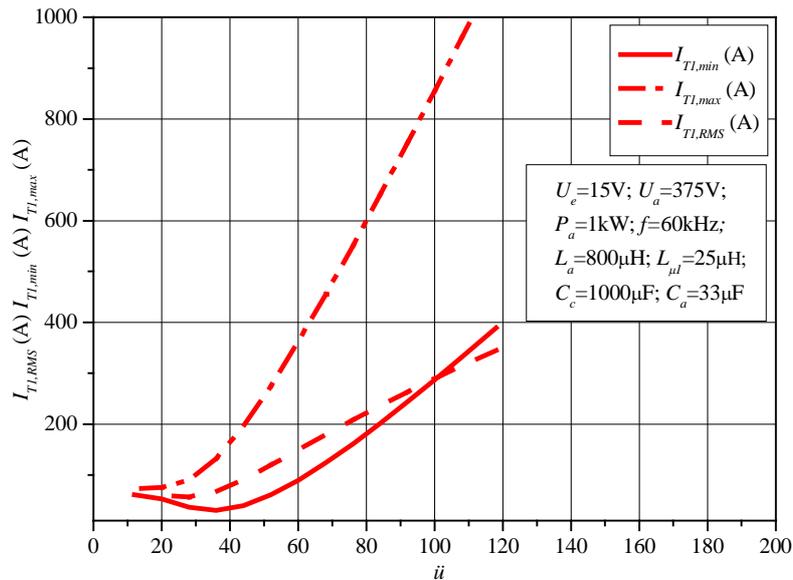


Abb. 5.20: Berechnete Effektivwert, Maximal- und Minimalwert des Transistorstromes vom erweiterten Durchflusswandler für den Betriebsfall: Strom durch die Drossel  $L_a$  kontinuierlich, Magnetisierungsstrom kontinuierlich

Die Induktivität der Drossel  $L_a$  wird so festgelegt, dass der Strom durch die Induktivität  $L_a$  im Nennarbeitspunkt kontinuierlich ist. Die Schaltung ist so dimensioniert worden, dass der Laststrom, bei dem der Strom durch die Induktivität  $L_a$  sich an der Lückgrenze bewegt, 1,8A beträgt. Aus Gl. (5.71) kann die Induktivität  $L_a$  wie folgt berechnet werden:

$$L_a = \frac{U_{e,\max} \ddot{u} D_{\max} T(1-D)}{2I_{gr1}} = \frac{15V \cdot 46 \cdot 0,5 \cdot 16,7\mu s \cdot (1-0,5)}{2 \cdot 1,8A} = 800\mu H \quad (5.158)$$

Die Drossel besteht aus einem Ferrit-Kern ETD 49/25/16 und der Wicklung aus 300 Windungen einer Hochfrequenzlitze mit einer Dicke von 0,1mm. Die erforderliche primäre Windungszahl, um diese primäre Induktivität zu realisieren, wird wie folgt berechnet:

$$N_1 = \sqrt{\frac{L_{\mu 1}}{A_L}} = \sqrt{\frac{25 \mu H}{5700 nH}} \approx 2 \quad (5.159)$$

Die erforderliche Kernfläche für den Transformator für die maximal zulässige Änderung der magnetischen Induktion von 0,1T ist:

$$A_K = \frac{U_{L\mu 1} DT}{N_1 B_{\max}} = \frac{15V \cdot 0,5 \cdot 16,7 \mu s}{2 \cdot 0,1T} = 626,2 mm^2 \quad (5.160)$$

Die maximal zulässige Änderung der magnetischen Induktion von 0,1T ist festgelegt worden, um eine Reserve zu gewährleisten. Ein höheres Tastverhältnis ist für den Wandler mit Berücksichtigung der Streuinduktivitäten im Vergleich zum Wandler mit einem idealen Transformator bei der gleichen Ausgangsspannung erforderlich. Deshalb ergibt sich ein größerer Kernquerschnitt des Transformators mit Berücksichtigung der Streuinduktivitäten im Vergleich zu einem idealen Transformator bei der gleichen Änderung der magnetischen Induktion. Der Ferrit-Kern vom Typ UU93/152/30, bestehend aus 2x U93/76/30 des Unternehmens EPCOS mit der Kernfläche  $A_K=840mm^2$  wurde für den Transformator verwendet. Die Wicklungen des Transformators werden aus Kupferfolie ausgeführt (primär: 0,15mm x 85mm, sekundär: 0,1mm x 59mm). Die Anzahl der parallelgeschalteten Lagen Kupferfolie für die primäre Wicklung beträgt:

$$k_{N_1} = \frac{I_{e,RMS}}{j_{\max} d_{Cu} h_{Cu}} = \frac{96,2A}{4A/mm^2 \cdot 0,15mm \cdot 85mm} \approx 2 \quad (5.161)$$

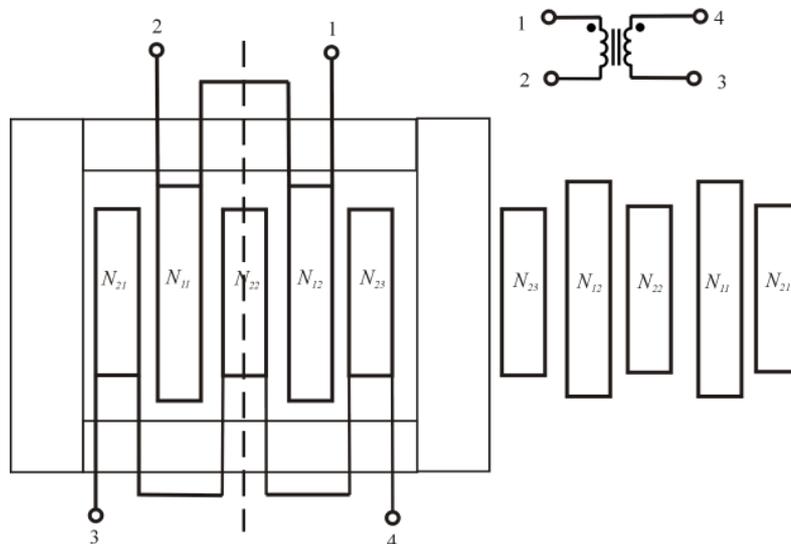
Die Anzahl der parallelgeschalteten Lagen Kupferfolie für die sekundäre Wicklung beträgt:

$$k_{N_2} = \frac{I_{D1,RMS}}{j_{\max} d_{Cu} h_{Cu}} = \frac{3A}{4A/mm^2 \cdot 0,1mm \cdot 59mm} \approx 1 \quad (5.162)$$

Abb. 5.21 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Transformators. Für die Reduzierung der Streuinduktivität sind zwei Maßnahmen vorgesehen:

- symmetrische Unterteilung der Wicklungen,
- Anfertigung der Wicklung aus einer möglichst hohen und möglichst dünnen Kupferfolie.

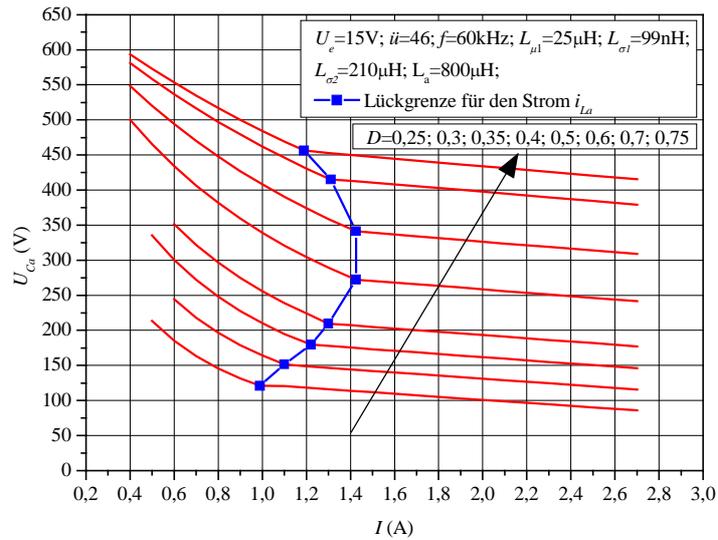
Die sekundäre Wicklung ist auf drei etwa gleiche Teile, die miteinander seriell verbunden sind, symmetrisch aufgeteilt, die primäre Wicklung auf zwei gleiche, miteinander seriell verbundene Teile. Die Anordnung der Wicklungen ist bezüglich der in *Abb. 5.21* gezeigten gestrichelten Linie symmetrisch. Die Höhe der Kupferfolie für die sekundäre Wicklung ist etwas kleiner als die Höhe der Kupferfolie für die primäre Wicklung. Durch diese Maßnahme wird die Luftstrecke zwischen der primären und sekundären Wicklung vergrößert, um bei hohen Spannungen einen Durchschlag über die Luftstrecke zwischen der primären und sekundären Wicklung zu verhindern. Die mit Hilfe einer Messbrücke ermittelten Streuinduktivitäten des Transformators betragen:  $L_{\sigma 1}=99\text{nH}$ ;  $L_{\sigma 2}=210\mu\text{H}$ .



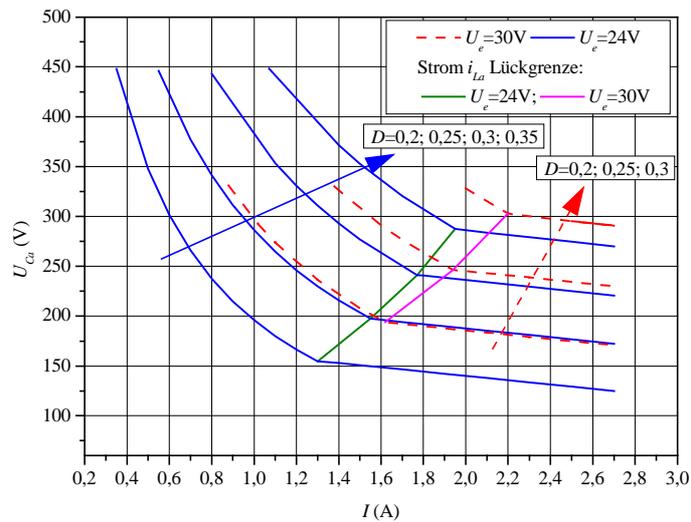
*Abb. 5.21: Prinzipieller Aufbau des Transformators*

Nach der Ermittlung der Streuinduktivitäten werden die stationären Spannungs-Stromkennlinien für den verlustfreien Wandler berechnet. Die aus der Gl. (5.148) ermittelte Spannung des Kondensators  $C_a$  im stationären Zustand als Funktion vom Laststrom und Tastverhältnis für die oben dargestellten Schaltungsparameter in den Fällen des kontinuierlichen und diskontinuierlichen Stroms durch die Induktivität  $L_a$  ist in *Abb. 5.22* dargestellt. Die Spannung über den Kondensator  $C_a$  ist etwa direkt proportional zur Eingangsspannung, was man aus *Abb. 5.22B* erkennt. Eine weitere wichtige Erkenntnis aus *Abb. 5.22B* ist, dass die Lückgrenze für den Strom durch die Drossel  $L_a$  für höhere Eingangsspannungen bei größeren Lastströmen auftritt. In der *Abb. 5.22* ist ein Abfall der Spannung über den Kondensator  $C_a$  bei der Erhöhung des Laststromes zu erkennen. Aus der Gl. (5.126), (5.127) sieht man, dass die

Verkleinerung der Spannung am Kondensator  $C_a$  zur Erhöhung des Eingangsstroms und Stroms durch die Diode  $D_1$  zum Zeitpunkt  $t_1$  führt. Der Eingangsstrom und der Strom durch die Diode  $D_1$  vergrößern sich mit der Erhöhung des Laststroms. Laut der Gl. (5.134) bedeutet das, dass mehr Energie in den Streuinduktivitäten und in der Magnetisierungsinduktivität während der Kommutierungsphase 2 und der Magnetisierungsphase gespeichert wird.



A)

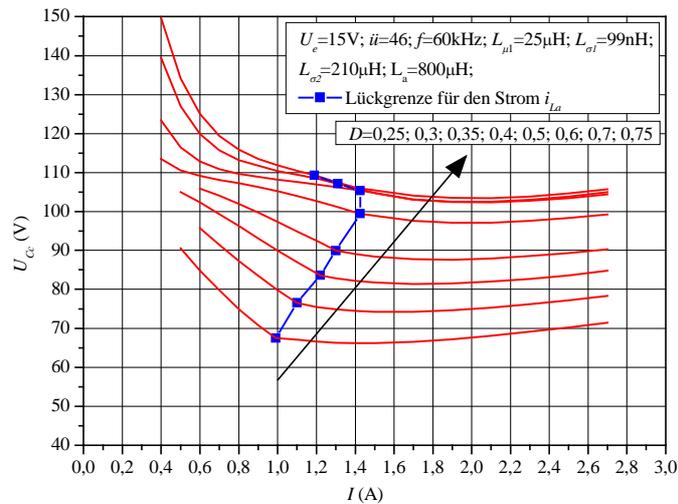


B)

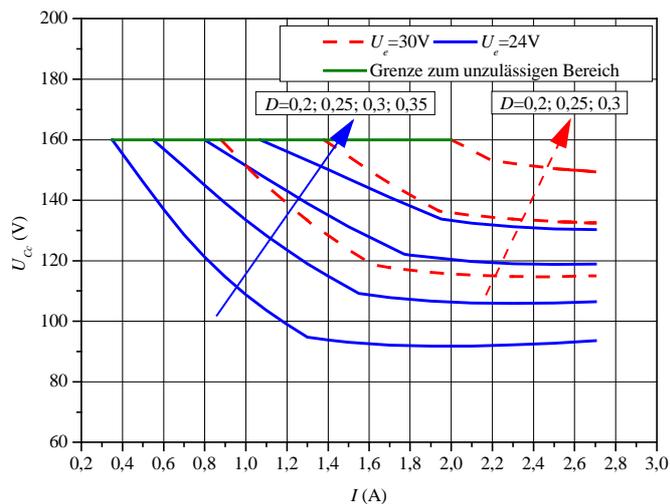
Abb. 5.22: Berechnete Abhängigkeiten der Spannung am Kondensator  $C_a$  des verlustfreien erweiterten Durchflusswandlers vom Laststrom bei verschiedenen Eingangsspannungen

Das führt dazu, dass die Kommutierungsphase 1 länger sein soll, um die in den Streuinduktivitäten gespeicherte Energie und einen Teil der Magnetisierungsenergie zum Kondensator  $C_c$  einzuspeisen. Tatsächlich zeigt auch die Gl. (5.108), dass die Dauer der Kommutierungsphase 1 mit der Erhöhung des Stroms durch die Diode  $D_1$  zum Zeitpunkt  $t_1$  länger wird. Dem Kondensator  $C_a$  fehlt dagegen die in den Streuinduktivitäten gespeicherte Energie und die Magnetisierungsenergie. Der Abfall der Spannung des Kondensators  $C_a$  mit der Erhöhung des Laststromes ist nicht günstig für das Verhalten des erweiterten Durchflusswandlers. Das Verhalten ist besser, wenn mehr Energie zum Kondensator  $C_a$  und weniger Energie zum Kondensator  $C_c$  bei einer konstanten Leistung übertragen wird, weil der Abfall der gesamten Ausgangsspannung mit der Erhöhung des Laststroms in diesem Fall geringer wird. Die berechnete Spannung am Kondensator  $C_c$  mit Hilfe der Gl. (5.138), (5.151) und die Ausgangsspannung als die Summe der Spannungen über die Kondensatoren  $C_a$  und  $C_c$  in Abhängigkeit vom Laststrom für verschiedene Eingangsspannungen sind in *Abb. 5.23*, *Abb. 5.25* dargestellt. Man sieht aus *Abb. 5.23*, dass die Spannung des Kondensators  $C_c$  bei einem bestimmten Tastverhältnis mit der Vergrößerung des Laststromes ansteigt. Das passiert aus dem oben erklärten Grund für den Abfall der Spannung am Kondensator  $C_a$ . Der Anstieg der Spannung am Kondensator  $C_c$  wird mit der Verringerung der Streuinduktivitäten des Transformators geringer. Die Verringerung der Spannung am Kondensator  $C_c$  ermöglicht die Verwendung von MOSFET für den Transistor  $T_1$  einer niedrigen Spannungsklasse. Beim idealen erweiterten Durchflusswandler sind die Spannungen an den Kondensatoren  $C_a$  und  $C_c$  und die Ausgangsspannung im kontinuierlichen Betrieb konstant. Das ist ein erster Unterschied des erweiterten Durchflusswandlers mit einem nichtidealen Transformator zum Wandler mit einem idealen Transformator. Man sieht aus *Abb. 5.23*, dass die Spannung am Kondensator  $C_c$  im Bereich des diskontinuierlichen Stromes durch die Drossel  $L_a$  mit der Verringerung des Laststromes relativ stark ansteigt. Für die Untersuchung der möglichen Betriebsfälle im erweiterten Durchflusswandler mit einem nichtidealen Transformator ist die Bestimmung des minimal erforderlichen Laststroms für den lückenden Betrieb der Magnetisierungsinduktivität erforderlich.

## 5 Analyse des erweiterten Durchflusswandlers



A)



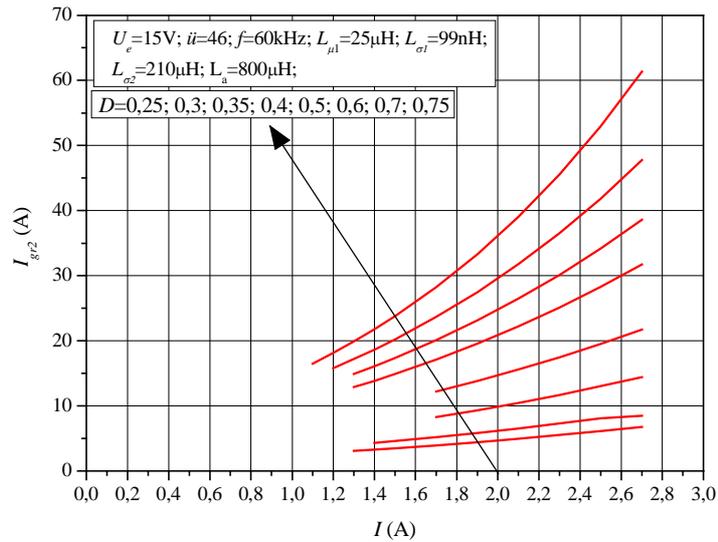
B)

Abb. 5.23: Berechnete Abhängigkeit der Spannung am Kondensator  $C_c$  vom Laststrom bei verschiedenen Eingangsspannungen für den verlustfreien erweiterten Durchflusswandler

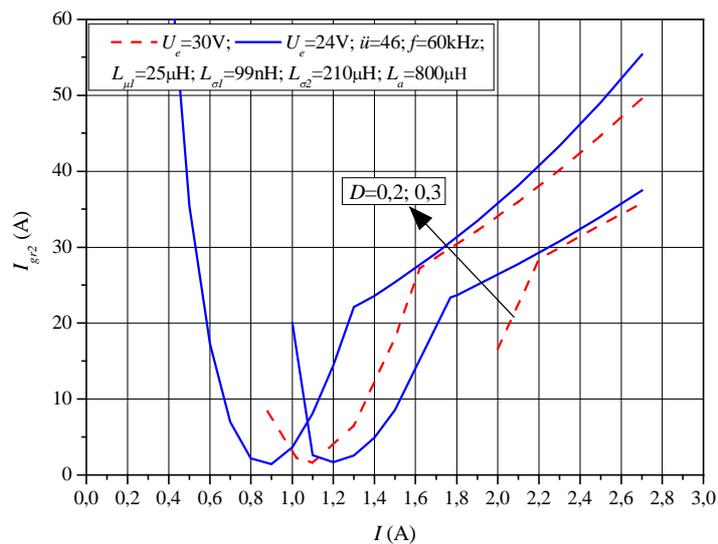
Abb. 5.24 zeigt diesen gemäß Gl. (5.142) berechneten Wert für verschiedene Eingangsspannungen. Man sieht aus Abb. 5.24, dass der minimal erforderliche Laststrom für den lückenden Betrieb der Magnetisierungsinduktivität im ganzen Eingangsspannungs- und Lastbereich höher als der Laststrom im aktuellen Arbeitspunkt ist. Das bedeutet, dass der Magnetisierungsstrom für die angegebenen Schaltungsparameter im ganzen Eingangsspannungs- und Lastbereich diskontinuierlich ist. Man kommt zur Schlussfolgerung, dass nur zwei Betriebsfälle für den erweiterten

Durchflusswandler mit einem nichtidealen Transformator und für die angegebenen Schaltungsparameter im Unterschied zum erweiterten Durchflusswandler mit einem idealen Transformator möglich sind:

- Strom  $i_e$  diskontinuierlich, Strom  $i_{La}$  kontinuierlich,
- Ströme  $i_e, i_{La}$  diskontinuierlich.



A)

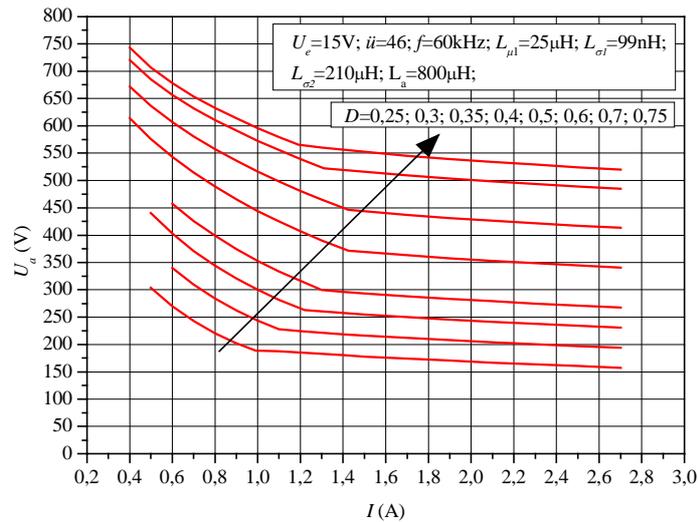


B)

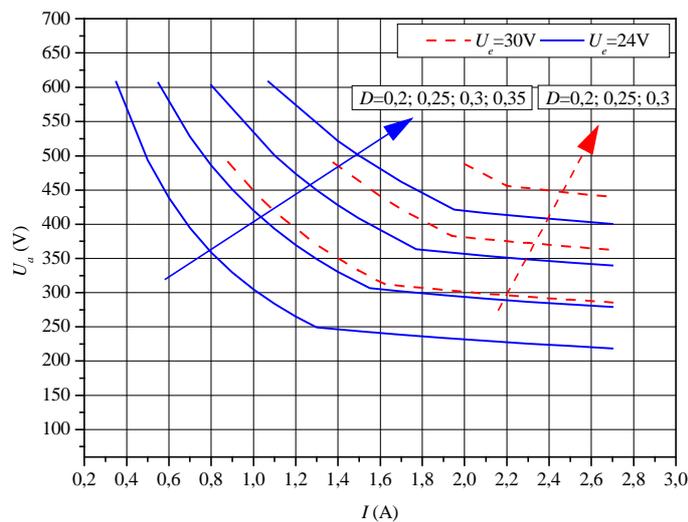
Abb. 5.24: Berechnete Abhängigkeit des minimal erforderlichen Laststroms für den lückenden Betrieb der Magnetisierungsinduktivität vom Arbeitspunkt des erweiterten Durchflusswandlers

Die Lastströme, die Grenze zwischen diesen Betriebsbereichen definieren, sind für verschiedene Eingangsspannungen in *Abb. 5.22* gezeigt worden. Bei der kleineren Lastströmen als diese Grenzströme tritt der zweite Betriebsfall auf und bei der größeren der erste.

*Abb. 5.25* zeigt die berechnete Ausgangsspannung des verlustfreien Wandlers.



A)



B)

*Abb. 5.25: Berechnete Abhängigkeit der gesamten Ausgangsspannung des verlustfreien erweiterten Durchflusswandlers vom Laststrom bei verschiedenen Eingangsspannungen*

Aus der *Abb. 5.25* sieht man, dass die Ausgangsspannung von 375V bei der Volllast ( $I=2,7A$ ;  $P_a=1kW$ ) und  $U_e=15V$  beim Tastverhältnis von etwa 0,55 für den verlustfreien Wandler erreicht wird. Dieses Tastverhältnis ist etwas höher als das für den gleichen Arbeitspunkt im Abschnitt 5.2 ermittelte Tastverhältnis für den Fall des idealen Transformators. Die Ausgangsspannung von 375V wird im ganzen Lastbereich erreicht. Die Spannung am Kondensator  $C_c$ , wie man aus *Abb. 5.23* sieht, beträgt etwa 100V im Voll- und Teillastbereich bei der Ausgangsspannung von 375V. Bei höheren Eingangsspannungen  $U_e=24V$ ; 30V wird die Ausgangsspannung von 375V auch im ganzen Lastbereich erreicht, was man aus *Abb. 5.25B* sieht. Allerdings erreicht dabei die Spannung am Kondensator  $C_c$  deutlich höhere Werte (um die 150V), als bei der niedrigen Eingangsspannung. Aufgrund von diesem Wert und mit Berücksichtigung, dass eine zusätzliche Überspannung beim Abschalten des MOSFET durch die parasitären Induktivitäten der Kommutierungskreise entsteht, kann daher für den Transistor  $T_1$  ein 250V-MOSFET ausgewählt werden. Für den Transistor  $T_2$  soll ein MOSFET verwendet werden, welcher eine maximale Sperrspannung hat, die größer als die maximale Eingangsspannung ist. Die maximale Sperrspannung der Diode  $D_c$  ist die maximale Spannung am Kondensator  $C_c$ . Die maximale Sperrspannung der Diode  $D_2$  wird wie folgt ermittelt:

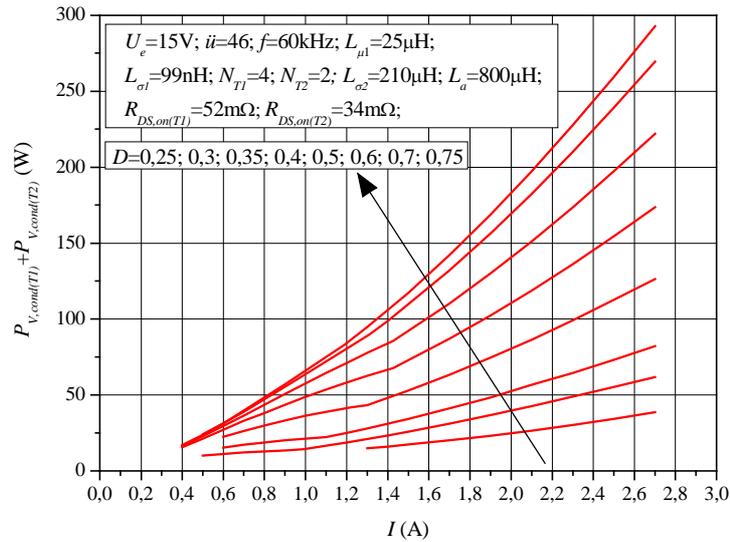
$$U_{D2,max} = U_{e,max} \ddot{u} = 30V \cdot 46 = 1380V \quad (5.163)$$

Die aufgrund der ermittelten maximalen Sperrspannungen ausgewählten Typen der Leistungshalbleiter sind in der *Tab. 5.1* dargestellt.

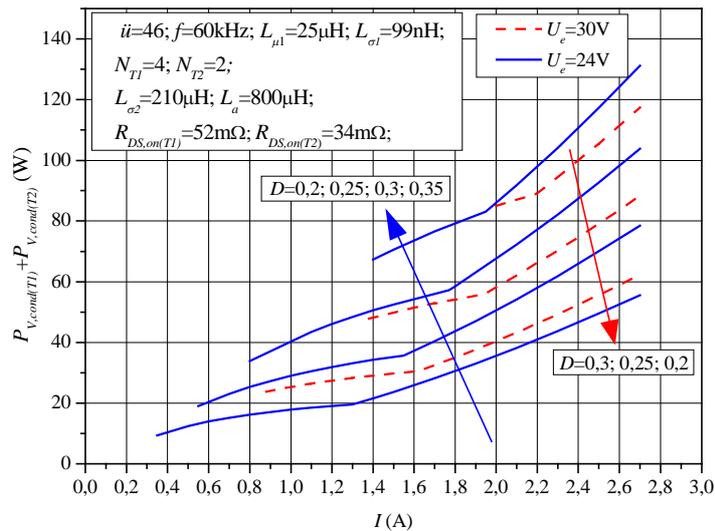
*Tab. 5.1: Berechnete Sperrschichttemperaturen der Leistungshalbleiter und die Leitverluste für den erweiterten Durchflusswandler ( $U_e=15V$ ,  $U_a=375V$ ,  $P_e=1kW$ ,  $I_{T1,RMS}=101A$ ,  $I_{Le,RMS}=66A$ ,  $I_{D1,RMS}=2,1A$ ,  $I_{D1,avg}=1,5A$ ,  $I_{Dc,RMS}=8A$   $R_{th(ka)}=0,01K/W$ ,  $R_{th(ck)}=1,5K/W$ ,  $T_a=25^\circ C$ )*

Bezeichnung des Bauelementes	$T_1$	$T_2$	$D_2$	$D_c$
Anzahl und Typ der Leistungshalbleiter	4 IXTQ100N25P parallel	2 IXTQ100N055P parallel	Parallele Schaltung von 2 DSEP12- 12B in Serie	1 DPG15I200PA
$T_j(^{\circ}C)$	112	55,5	38	48
$P_{V,cond}(W)$	181	56,9	3,9	5,4

Die Sperrschichttemperaturen der Leistungshalbleiter wurden für den Arbeitspunkt mit den maximalen Effektivwerten der Ströme durch die Bauelemente ( $U_e=15V$ ) berechnet. Dabei wurden nur die Leitverluste in den Bauelementen berücksichtigt, weil die Schaltverluste analytisch genau nicht ermittelt werden können. Der thermische Widerstand des Kühlkörpers und die Anzahl der parallelgeschalteten Leistungshalbleiter für jeden Bauelement wurden so festgelegt, dass die Sperrschichttemperaturen von allen Leistungshalbleitern im Bereich von  $90^\circ$  bis  $125^\circ C$  liegen und die Temperatur des Kühlkörpers  $70^\circ C$  nicht überschreitet. Man sieht aus *Tab. 5.1*, dass die Sperrschichttemperaturen unter dem maximal zulässigen Wert von  $125^\circ C$  liegen, so dass etwas Reserve wegen der nicht berücksichtigten Schaltverluste erhalten bleibt. Die eingesetzten Werte der Drain-Source-Einschaltwiderstände wurden für die Sperrschichttemperatur von  $125^\circ C$  aus den Datenblättern der MOSFET IXTQ100N25P und IXTQ100N055P entnommen. Für diese Werte ist die Summe der Leitverluste in den Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  berechnet worden. Beim Einsetzen der in *Abb. 5.22*, *Abb. 5.23* dargestellten Spannungen über die Kondensatoren  $C_a$ ,  $C_c$  in die Gl. (5.153) ermittelt den Mittelwert des Eingangsstromes des Wandlers. *Abb. 5.26* zeigt die ermittelte Differenz zwischen der Eingangs- und Ausgangsleistung des Wandlers in der Gl. (5.152). Es ist zu erkennen, dass die Summe der Leitverluste relativ stark mit der Erhöhung des Laststromes ansteigt. Es ist auch zu sehen, dass die Summe der Leitverluste mit der Erhöhung der Eingangsspannung kleiner wird. Beim Einsetzen der in *Abb. 5.26* dargestellten Leitverluste in die Gl. (5.154) wird die Differenz zwischen der Ausgangsspannung des verlustfreien Wandlers und der Ausgangsspannung des Wandlers mit Verlusten ermittelt.



A)

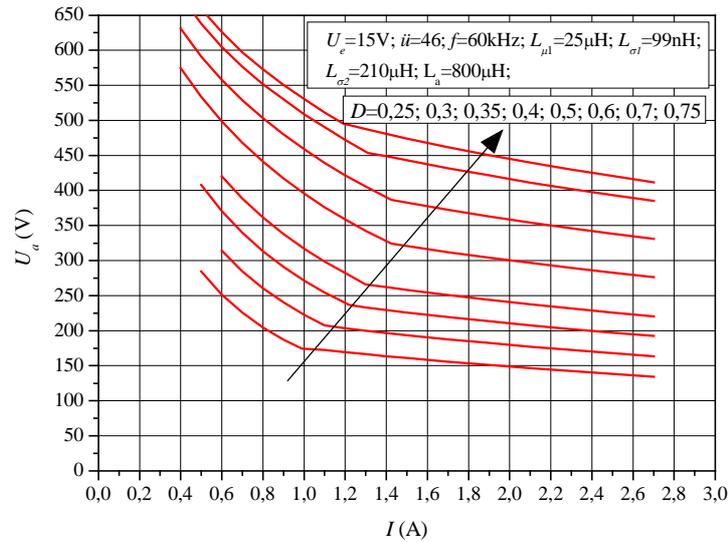


B)

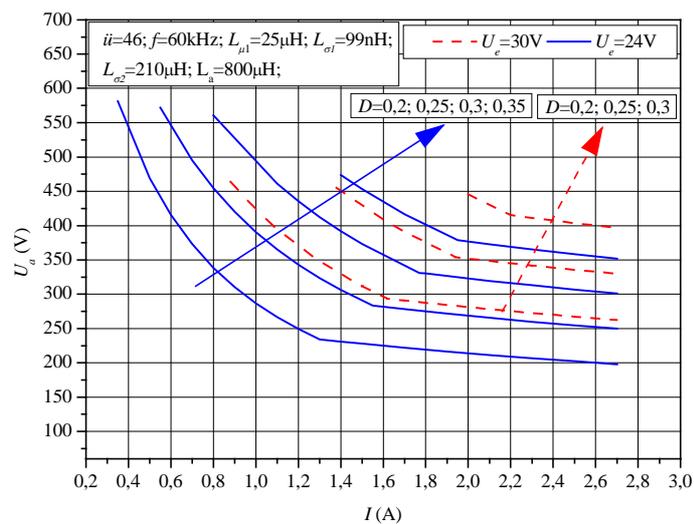
Abb. 5.26: Berechnete Leitverluste in den MOSFETs der Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  in Abhängigkeit vom Laststrom bei verschiedenen Tastverhältnissen

Diese Differenz wird aus der in Abb. 5.25 dargestellten Ausgangsspannung des verlustfreien Wandlers subtrahiert. Abb. 5.27 zeigt das Ergebnis. Man erkennt aus dem Vergleich der Abb. 5.25 und Abb. 5.27, dass die Leitverluste der Transistoren einen starken Einfluss auf die Ausgangsspannung des Wandlers haben. Sie müssen daher berücksichtigt werden. Die Ausgangsspannung von 375V kann im ganzen Lastbereich bei verschiedenen Eingangsspannungen erreicht werden. Das dafür erforderliche Tastverhältnis ist deutlich höher als beim verlustfreien Wandler.

## 5 Analyse des erweiterten Durchflusswandlers



A)



B)

Abb. 5.27: Berechnete Abhängigkeit der gesamten Ausgangsspannung des erweiterten Durchflusswandlers vom Laststrom mit Berücksichtigung der Leitverluste in den MOSFETs des Transistoren  $T_1$  und  $T_2$

Im Folgenden wird auf die Dimensionierung des Eingangsfilters eingegangen. Die Induktivität der Drossel  $L_e$  von  $400\mu\text{H}$  ermöglicht die Begrenzung der Welligkeit des Stroms durch die Eingangsdrossel etwa auf 4% vom Mittelwert bei der Eingangsleistung von 1kW. Die Kapazität des Kondensators  $C_e$  von  $0,4\text{mF}$  begrenzt die maximale Welligkeit der Eingangsspannung etwa auf 2% des Mittelwertes der Eingangsspannung. Die Ströme durch die Kondensatoren  $C_e$ ,  $C_c$ ,  $C_a$  lassen sich gemäß dem Schaltplan des erweiterten Durchflusswandlers, Abb. 5.8, wie folgt bestimmen:

$$i_{C_e}(t) = I_{L_e,avg} - i_e(t) \quad (5.164)$$

$$i_{C_c}(t) = i_{D_c}(t) - I \quad (5.165)$$

$$i_{C_a}(t) = i_{L_a}(t) - I \quad (5.166)$$

Aufgrund der durch die Gl. (5.98), (5.106), (5.114), (5.121) und (5.114) beschriebenen Verläufe des Eingangsstromes in der Gl. (5.164) und des Stromes durch die Diode  $D_c$  in der Gl. (5.165) werden die Verläufe der Ströme durch die Kondensatoren  $C_e$  und  $C_c$  berechnet. Mit Hilfe dieser Zeitgleichungen werden die entsprechenden Effektivwerte ermittelt. Die berechneten Effektivwerte der Ströme durch die Kondensatoren  $C_e$ ,  $C_c$  im Nennarbeitspunkt bei der Eingangsspannung von 15V betragen 100A und 9A. Für den Kondensator  $C_e$  werden deshalb vier parallelgeschaltete Kondensatoren mit der Kapazität von 0,1mF und einem maximal zulässigen Effektivwert des Stromes von 35A eingesetzt. Für den Kondensator  $C_c$  wird ein 250V-Kondensator mit einer Kapazität von 1000 $\mu$ F und einem maximal zulässigen Effektivwert des Stromes von 10A eingesetzt. So wird die erforderliche Kapazität wegen der Beschränkung der Spannungswelligkeit erreicht und eine Reserve wegen der Stromstärke gewährleistet. Der Zeitverlauf des Stromes durch die Drossel  $L_a$  wurde durch die Gl. (5.99), (5.105), (5.115), (5.120) beschrieben. Beim Einsetzen dieser Gleichungen in die Gl. (5.166) wird der Zeitverlauf des Stromes durch den Kondensator  $C_a$  ermittelt. Der berechnete Effektivwert des Stromes durch den Kondensator  $C_a$  im Nennarbeitspunkt bei der Eingangsspannung von 15V betrug 1,3A. Der Kondensator  $C_a$  besteht aus zwei parallelgeschalteten Zweigen. Jeder Zweig besteht aus einer Serienschaltung von 400V-Kondensatoren mit einer Kapazität von 33 $\mu$ F und einem maximalen zulässigen Effektivwert des Stromes von 1A. Aus Sicht der maximalen Spannungsbelastung wäre eine Parallelschaltung von zwei 400V-Kondensatoren ausreichend. Eine Serienschaltung ist vorgesehen, um etwas Reserve zu gewährleisten.

## 5.5 Theoretischer Vergleich des erweiterten Durchflusswandlers mit anderen DC/DC-Wandlerschaltungen

In *Tab. 5.2* sind die berechneten Parameter und die elektrischen Beanspruchungen der Bauelemente unidirektionaler DC/DC-Wandlerschaltungen und des erweiterten Durchflusswandlers dargestellt.

## 5 Analyse des erweiterten Durchflusswandlers

Tab. 5.2: Vergleich unidirektionaler DC/DC-Wandlerschaltungen hinsichtlich elektrischer Beanspruchungen der Bauelemente und Aufwandes für die Realisierung (1: Doppeldurchflusswandler, 2: spannungsgespeister Vollbrückenwandler, 3: stromgespeister Vollbrückenwandler, 4: stromgespeister Gegentaktwandler, 5: Hochsetzsteller mit geteilter Drossel, 6: erweiterter Durchflusswandler)

Schaltung	1	2	3	4	5	6
$i\ddot{u}$	$\frac{U_a}{2U_{e,\min} D_{\max}}$ 28*	$\frac{U_a}{2U_{e,\min} D_{\max}}$ 28*	$\frac{2U_a(1-D)}{U_{e,\max}}$ 12**	$\frac{2U_a(1-D)}{U_{e,\max}}$ 12**	$\left(\frac{U_a}{U_{e,\min}} - 1\right) \left(\frac{1}{D_{\max}} - 1\right)$ 7***	$\frac{U_a(D_{\max} - 1) + U_{e,\min}}{(D_{\max} - 1)U_{e,\min} D_{\max}}$ 46****
$D_{\max}$	0,45*	0,45*	$\frac{U_{e,\min} i\ddot{u} - 2U_a}{2U_a}$ 0,76*	$\frac{U_{e,\min} i\ddot{u} - 2U_a}{2U_a}$ 0,745*	$\frac{\frac{U_a}{U_{e,\min}} - 1}{\frac{U_a}{U_{e,\min}} + i\ddot{u} - 1}$ 0,774****	0,8***
$A_{K,\min}$ (mm <sup>2</sup> )	1126**	281,8**	313,3**	626,2**	1446****	626,2****
$U_{T1,\max}$ (V)	$U_{e,\max}$ 60V**	$U_{e,\max}$ 60V**	$\frac{U_a}{i\ddot{u}}$ 62,5V**	$\frac{2U_a}{i\ddot{u}}$ 125V**	$\frac{U_{e,\max}}{2} + \frac{U_a - U_{e,\max}}{2i\ddot{u}}$ 79,3V****	$U_{Cc,\max}$ 130V****
$U_{T1,\min}$ (V)	$\frac{U_{e,\min}}{2}$ 15V*	$\frac{U_{e,\min}}{2}$ 15V*	$\frac{U_a}{i\ddot{u}}$ 62,5V*	$\frac{2U_a}{i\ddot{u}}$ 125V*	$\frac{U_{e,\min}}{2} + \frac{U_a - U_{e,\min}}{2i\ddot{u}}$ 66,4V****	$U_{e,\min}$ 15V***
$U_{T1,\text{aus}}$ (V)	$U_{e,\min}$ 30V*	$\frac{U_{e,\min}}{2}$ 15V*	$\frac{U_a}{i\ddot{u}}$ 62,5V*	$\frac{2U_a}{i\ddot{u}}$ 125V*	$\frac{U_{e,\min}}{2} + \frac{U_a - U_{e,\min}}{2i\ddot{u}}$ 66,4V****	$U_{Cc}$ 85V***
$n_{T,\text{ges}}$	16*	16*	14*	11*	14***	16****
$n_{D,\text{ges}}$	7*	4*	4*	4*	2***	6**
$U_{D2,\max}$ (V)	$U_{e,\max}$ 60V**	$U_{e,\max} i\ddot{u}$ 1680V**	$U_a$ 750V**	$U_a$ 750V**	$\frac{U_a}{2} + \frac{U_{e,\max}}{2} (i\ddot{u} - 1)$ 555V****	$U_{e,\max} i\ddot{u}$ 1380V****
$U_{D2,\text{aus}}$ (V)	$U_{e,\min}$ 30V*	$U_{e,\min} i\ddot{u}$ 840V*	$U_a / 2$ 375V*	$U_a / 2$ 375V*	$\frac{U_a}{2} + \frac{U_{e,\min}}{2} (i\ddot{u} - 1)$ 465V****	$U_{e,\min} i\ddot{u}$ 690V****
$U_{D6,\max}$ (V)	$U_{e,\max} i\ddot{u}$ 1680V**	-	-	-	-	-
$U_{D6,\text{aus}}$ (V)	$U_{e,\min} i\ddot{u}$ 840V*	-	-	-	-	-
$U_{D5,\max}$ (V)	$U_{e,\max} i\ddot{u}$ 1680V**	-	-	-	-	-
$U_{D5,\text{aus}}$ (V)	$U_{e,\min} i\ddot{u}$ 840V*	-	-	-	-	-

\*:  $U_{e,\min}=30\text{V}$ ,  $U_a=750\text{V}$ ; \*\*:  $U_{e,\max}=60\text{V}$ ,  $U_a=750\text{V}$ ; \*\*\*:  $U_{e,\min}=15\text{V}$ ,  $U_a=375\text{V}$ ;  
\*\*\*\*:  $U_{e,\max}=30\text{V}$ ,  $U_a=375\text{V}$ ;

Man sieht, dass das höchste Übersetzungsverhältnis für den erweiterten Durchflusswandler erforderlich ist. Im Vergleich zu anderen Schaltungen benötigen die stromgespeisten Schaltungen und der Hochsetzsteller mit geteilter Drossel den Transformator mit dem kleinsten Übersetzungsverhältnis. Das führt zu geringeren

Verlusten im Transformator, zur Verringerung des Aufwandes an Kupfer für die Wicklungen und zu einer deutlich geringeren Streuinduktivität. Das ist für diese Schaltungen besonders wichtig, um die Verluste in einer zusätzlichen Clamping-Schaltung zu begrenzen. Diese ist erforderlich, um die Überspannung an den Transistoren, die von den Streuinduktivitäten des Transformators verursacht wird, zu begrenzen.

Hinsichtlich des Bedarfs an Bauteilen für den Transformator sind der stromgespeiste Vollbrückenwandler und der spannungsgespeiste Vollbrückenwandler die günstigsten Schaltungen. Im Vergleich dazu benötigen der erweiterte Durchflusswandler und der Gegentaktwandler für den Transformator etwa doppelt so viel Kernmaterial. Doppeldurchflusswandler und der Hochsetzsteller mit geteilter Drossel sind Schaltungen mit einem deutlich höheren Aufwand an Kernmaterial. Hinsichtlich der Anzahl der MOSFET für die aktiven Schalter und der Dioden sind die Unterschiede zwischen den Schaltungen unwesentlich. Der Doppeldurchflusswandler benötigt die höchste Anzahl der Dioden.

Die maximalen Spannungsbelastungen der Bauelemente wurden ermittelt, um die Spannungsklassen der Bauelemente, die in den verschiedenen Schaltungen eingesetzt werden sollen, vergleichen zu können. Hinsichtlich der maximalen Spannungsbelastung des Transistors sind der Gegentaktwandler und der erweiterter Durchflusswandler die ungünstigsten Schaltungstopologien. Beim Gegentaktwandler ist die maximale Spannungsbelastung des Transistors von der relativ hohen Ausgangsspannung abhängig. Die Sperrspannung an den Transistoren vor dem Ausschalten und nach dem Einschalten wurde auch ermittelt, um eine Aussage über die Schaltverluste in den Transistoren treffen zu können. Bei allen Schaltungen schalten die Transistoren bei der maximalen Sperrspannung ab. Eine Ausnahme bildet der spannungsgespeiste Vollbrückenwandler. Bei der Betrachtung dieser Schaltung mit einem idealen Transformator schalten die Transistoren bei der Hälfte der maximalen Sperrspannung ab, wobei das nicht praxisrelevant ist. Insgesamt kann man feststellen, dass der stromgespeiste Vollbrückenwandler wegen dem geringsten Aufwand für die Realisierung des Transformators und wegen der geringeren Sperrspannungen über die Dioden die günstigste Schaltung ist. Der Nachteil dieser Schaltung ist eine relativ hohe Spannung beim Ein- und Ausschalten der Transistoren im Vergleich zu den anderen Schaltungen.

## 6 Regelung des erweiterten Durchflusswandlers

### 6.1 Regelungskonzept

Die Schaltung des erweiterten Durchflusswandlers ist in *Abb. 5.8* dargestellt worden. Sie kann nur geregelt betrieben werden. Die Ausgangsspannung des erweiterten Durchflusswandlers soll auf einen konstanten Wert unabhängig von Laständerungen und Eingangsspannungsänderungen geregelt werden. Dazu ist eine Überwachung der Ausgangsspannung des erweiterten Durchflusswandlers erforderlich. Sie wird von der Regelung als Istwert verwendet. Für das Einschalten der Schaltung kann der Sollwert für die Ausgangsspannung von 0 auf 375V geändert werden.

Die Spannung  $U_{Cc}$  darf einen bestimmten maximalen Wert nicht überschreiten, damit es nicht zu einem Durchbruch des Transistors  $T_1$  kommt. Dieser Maximalwert wird abhängig von der Spannungsklasse des verwendeten Transistors festgelegt. Die Schaltung soll nicht bei einer Spannung  $U_{Cc}$ , die kleiner als die Eingangsspannung ist, betrieben werden, um eine Sättigung des Transformators zu verhindern. Daher muss die Regelung zwei Schutzfunktionen erfüllen:

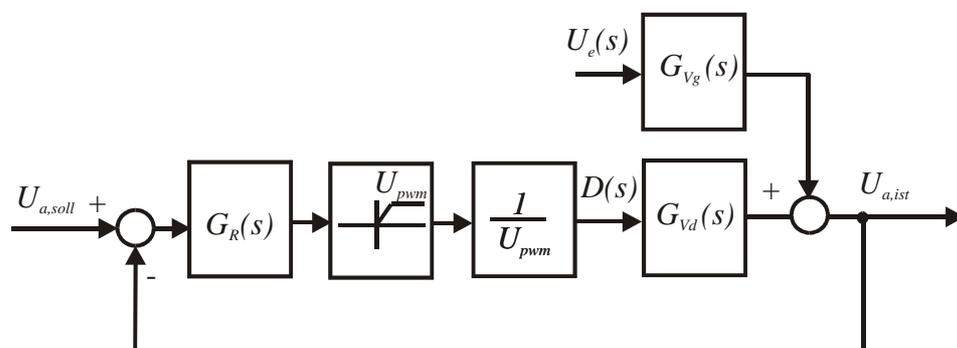
- Einschalten der Transistoren  $T_1$ ,  $T_2$  beim Anlauf der Schaltung in dem Fall, wenn die Spannung über den Filterkondensator  $C_e$  (siehe *Abb. 5.8*) die Eingangsspannung erreicht hat,
- Ausschalten der Transistoren  $T_1$ ,  $T_2$  im Fall, wenn die Spannung über den Kondensator  $C_c$  (siehe *Abb. 5.8*) einen zulässigen Maximalwert überschreitet.

Dazu ist eine Überwachung der Spannung am Kondensator  $C_c$  erforderlich. Die Transistoren  $T_1$ ,  $T_2$  bleiben ausgeschaltet, bis die Spannung am Kondensator  $C_c$  die Eingangsspannung erreicht hat. Der Widerstand  $R_I$  (siehe *Abb. 5.8*) dient zur Begrenzung des Einschaltstoßstromes durch den Filterkondensator  $C_e$  zum Anfangszeitpunkt, wenn die Spannung am Filterkondensator  $C_e$  Null ist. Wenn die Spannung am Kondensator  $C_c$  den stationären Wert erreicht hat und wenn dieser Wert sich im Bereich der zulässigen Eingangsspannungsänderung ( $U_e=15V\dots30V$ ) befindet, werden die Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  eingeschaltet. Der Transistor  $T_2$  bleibt ständig eingeschaltet und das Tastverhältnis des Transistors  $T_1$  wird von der Regelung in

Abhängigkeit von der Höhe der Ausgangsspannung vorgegeben. Der zweite kritische Betriebszustand ist der Leerlauf. Um diesen zu verhindern, muss der Transistor  $T_2$  ausgeschaltet werden, sobald die Spannung  $U_{Cc}$  den maximalen Wert erreicht hat, um den Aufladestrom für den Kondensator  $C_c$  zu begrenzen. Damit ergibt sich eine wichtige Anforderung an den Transistor  $T_2$  – ein möglichst schnelles Ein- und Ausschalten. Deshalb stellt der MOSFET die beste Wahl für den Transistor  $T_2$  dar. Dafür müssen jedoch die im normalen Betrieb auftretenden Leitverluste im Transistor  $T_2$  im Kauf genommen werden. Die Ausgangsspannung ist in diesem Fall deutlich größer als der Sollwert von 375V. Die Regelung wird versuchen, diese Spannung durch die Verringerung des Tastverhältnisses zu verkleinern. Da die Ausgangsspannung nie kleiner als der Sollwert wird, wird der Zustand erreicht, wo das Tastverhältnis des Transistors  $T_1$  Null ist. Der Transistor  $T_1$  wird auf diese Weise mit Hilfe der Regelung ausgeschaltet. Die praktische Implementierung einer solchen Regelung ist in *Abb. 7.2* (*S. 137*) dargestellt.

## 6.2 Regelungstechnische Modellierung des erweiterten Durchflusswandlers

Für die Reglerdimensionierung des erweiterten Durchflusswandlers wird das Kleinsignalmodell dieses Wandlers benötigt. Dieses Modell soll beschreiben, wie die Änderung des Tastverhältnisses die Ausgangsspannung des erweiterten Durchflusswandlers beeinflusst. In [83] wurde gezeigt, dass ein DC/DC-Wandler mit einer Konstantspannungsregelung gemäß *Abb. 6.1* regelungstechnisch dargestellt werden kann.



*Abb. 6.1:* Signalflussplan eines geregelten DC/DC-Wandlers mit einem Spannungsregelkreis

Das Ausgangssignal des Reglers  $G_R(s)$  kommt zum PWM (Pulsweitenmodulation)-Modulator, welcher durch ein proportionales Glied mit dem Koeffizienten, der umgekehrt proportional zu der Amplitude der Dreiecksspannung des PWM-Modulators ist, modelliert wird. Das Ausgangssignal des Reglers kann beliebige Werte annehmen, aber das Tastverhältnis kann sich nur von 0 bis 1 ändern. Deshalb soll das Ausgangssignal des Reglers so begrenzt werden, dass das Tastverhältnis die Werte von 0 bis 1 annehmen kann, *Abb. 6.1*. Der PWM-Modulator gibt das Tastverhältnis für den DC/DC-Wandler aus, welcher durch die Übertragungsfunktionen  $G_{V_d}(s)$  und  $G_{V_g}(s)$  modelliert wird. Das Ziel ist die Ermittlung dieser Funktionen. Die Übertragungsfunktionen  $G_{V_d}(s)$  und  $G_{V_g}(s)$  beschreiben, wie sich die Änderungen des Tastverhältnisses und der Eingangsspannung auf die Ausgangsspannung des DC/DC-Wandlers auswirken. Das in [31] vorgeschlagene Verfahren für die Entwicklung dieses Modells wird hier verwendet. Dieses Verfahren setzt voraus, dass die durch das Schalten der aktiven Schalter eines DC/DC-Wandlers verursachte Welligkeit mit der Frequenz, die der Schaltfrequenz entspricht, vernachlässigt wird. Das wird durch die Darstellung der elektrischen Größen als die Mittelwerte über eine Periode erreicht. Sie können sich nur von Periode zu Periode ändern.

In Kapitel 5.3 wurde gezeigt, dass der Betriebsfall mit einem kontinuierlichen Strom durch die Induktivität  $L_a$  und einem diskontinuierlichen Magnetisierungsstrom bei der Nennleistung von 1kW und Eingangsspannungsänderungen von 15V bis 30V entsteht. Die Entwicklung des für diesen Betriebsfall gültigen dynamischen Modells ist das Ziel dieses Abschnittes. Bei der Entwicklung dieses Modells wird die ohmsche Last für den Wandler angenommen. Zuerst wird der diskontinuierliche Betrieb der Magnetisierungsinduktivität regelungstechnisch betrachtet. Wie in [31] gezeigt wurde, ist die Ausgangsspannung eines DC/DC-Wandlers, der im diskontinuierlichen Betrieb arbeitet, vom Laststrom abhängig. Das Spannungsübersetzungsverhältnis des Wandlers ist also eine Funktion des Tastverhältnisses und eines einheitslosen Parameters, der vom Lastwiderstand abhängig ist.

Das gemittelte Modell des Transistors  $T_1$  und der Diode  $D_c$  für den diskontinuierlichen Strom durch die Diode  $D_c$  soll weiter abgeleitet werden. Die in [31] vorgeschlagene Methode wird dafür verwendet. Diese Methode setzt die Ermittlung der mittleren Ströme durch die Diode und den Transistor und der mittleren Spannung über die Diode und den Transistor während einer Periode voraus. Diese Größen werden

aufgrund der Verläufe des erweiterten Durchflusswandlers ermittelt. *Abb. 5.17, 5.18* zeigten die Verläufe des erweiterten Durchflusswandlers für den Betriebsfall mit einem kontinuierlichen Strom durch die Induktivität  $L_a$  und einem diskontinuierlichen Magnetisierungsstrom. Die *Tab. 6.1* zeigt die weiter verwendeten Definitionen für die Dauer der Betriebsphasen des erweiterten Durchflusswandlers. Die Dauer der Zeitabschnitte  $d_1$  und  $d_2$  sind entsprechend durch Gl. (5.128) und Gl. (5.130) definiert worden.

*Tab. 6.1: Definitionen für die Dauer der Betriebsphasen des erweiterten Durchflusswandlers*

Bezeichnung	Betriebsphase	Definition
$d_1$	Kommutierungsphase 2	$\frac{t_5 - t_4}{T}$
$d_2$	Magnetisierungsphase	$\frac{t_1 - t_0}{T}$
$d_3$	Kommutierungsphase 1	$\frac{t_2 - t_1}{T}$
$d_4$	Entmagnetisierungsphase und Freilaufphase	$\frac{t_3 - t_2}{T}$
$d_5$	Freilaufphase	$\frac{t_4 - t_3}{T}$

Beim eingeschalteten Transistor  $T_1$  wird ein Teil der Energie aus der Eingangsspannungsquelle zum Kondensator  $C_a$  über den Transformator übertragen. Ein anderer Teil dieser Energie wird durch den Transistor  $T_1$  beim Einschalten dieses Transistors in die Streuinduktivitäten und in die Magnetisierungsinduktivität des Transformators eingespeist. Dieser gemittelte während einer Periode Leistungsanteil kann wie folgt ermittelt werden:

$$\langle p_L(t) \rangle_T = \frac{L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}}{2T} i_e(t_1)^2 - L_{\mu 1} \ddot{i}_e(t_1) i_{D1}(t_1) \frac{1}{T} + \frac{L_{\mu 1} \dot{i}_e^2 + L_{\sigma 2}}{2T} i_{D1}(t_1)^2 \quad (6.1)$$

Während der Betriebsphasen  $d_3, d_4$  wird die in die Streuinduktivitäten und in die Magnetisierungsinduktivität des Transformators eingespeiste Leistung durch die Diode

$D_c$  zum Kondensator  $C_c$  übertragen. Der mittlere Strom durch die Diode  $D_c$  kann wie folgt berechnet werden:

$$\langle i_{Dc}(t) \rangle_T = \frac{1}{T} \int_0^T i_{Dc}(t) dt = \frac{1}{2} (i_e(t_1) + i_e(t_2)) d_3 T + \frac{1}{2} i_e(t_2) d_4 T \quad (6.2)$$

In der Gl. (6.2) sind:

$$i_e(t_1) = \frac{\langle u_e(t) \rangle_T dT (L_{\mu 1} \ddot{u}^2 + L_{\sigma 2}) - \langle u_{Ca}(t) \rangle_T L_{\mu 1} \ddot{u} T}{L_{\sigma 2} L_{\mu 1} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2} \quad (6.3)$$

$$i_e(t_2) = i_e(t_1) - \frac{(U_{Cc} - U_e)(L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} \ddot{u}^2)}{L_{\sigma 2} L_{\mu 1} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2} (t_2 - t_1) \quad (6.4)$$

In der Gl. (6.3) beschreibt  $d = d_1 + d_2$  das Tastverhältnis. Die Dauer der Zeitabschnitte  $d_4$  und  $d_3$  können aus der Gl. (5.116) und Gl. (5.108) wie folgt berechnet werden:

$$d_4 = \frac{1}{T} \frac{i_e(t_1) - i_{D1}(t_1) \frac{L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} \ddot{u}^2}{L_{\mu 1} \ddot{u}}}{\langle u_{Cc}(t) \rangle_T - \langle u_e(t) \rangle_T} (L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}) \quad (6.5)$$

$$d_3 = \frac{1}{T} \frac{i_{D1}(t_1) (L_{\sigma 2} L_{\mu 1} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2)}{L_{\mu 1} \ddot{u} (\langle u_{Cc}(t) \rangle_T - \langle u_e(t) \rangle_T)} \quad (6.6)$$

In der Gl. (6.5), (6.6) ist der Strom durch die Diode  $D_1$  wie folgt definiert:

$$i_{D1}(t_1) = \frac{\langle u_e(t) \rangle_T dT L_{\mu 1} \ddot{u} - \langle u_{Ca}(t) \rangle_T T (L_{\mu 1} + L_{\sigma 1})}{L_{\sigma 2} L_{\mu 1} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2} \quad (6.7)$$

Beim Einsetzen der Gl. (6.4), (6.5), (6.6) in die Gl. (6.2) erhält man:

$$\langle i_{Dc}(t) \rangle_T = \frac{\langle p_L(t) \rangle_T}{\langle u_{Cc}(t) \rangle_T - \langle u_e(t) \rangle_T} \quad (6.8)$$

Die mittlere Spannung über den Transistor  $T_1$  über die Periode wird wie folgt berechnet:

$$\langle u_{T1}(t) \rangle_T = (d_1(t) + d_2(t)) \cdot 0 + (d_3(t) + d_4(t)) \cdot \langle u_{Cc}(t) \rangle_T + d_5(t) \cdot \langle u_e(t) \rangle_T \quad (6.9)$$

Die mittlere Spannung über die Diode  $D_c$  über die Periode berechnet sich nach:

$$\langle u_{Dc}(t) \rangle_T = (d_1(t) + d_2(t)) \cdot \langle u_{Cc}(t) \rangle_T + (d_3(t) + d_4(t)) \cdot 0 + d_5(t) \cdot (\langle u_{Cc}(t) \rangle_T - \langle u_e(t) \rangle_T) \quad (6.10)$$

Um die Gl. (6.9) und (6.10) zu vereinfachen, sollen die Zusammenhänge zwischen den einzelnen Zeitabschnitten abgeleitet werden. Der Strom durch die Induktivität  $L_{\mu 1}$  ändert sich nicht über die ganze Periode. Er ist immer Null, wenn eine neue Periode anfängt. Deshalb ist die mittlere Spannung über die Induktivität Null:

$$\langle u_{L_{\mu 1}}(t) \rangle_T = (d_1 + d_2) \langle u_e(t) \rangle_T + (d_3 + d_4) (\langle u_e(t) \rangle_T - \langle u_{C_c}(t) \rangle_T) + d_5 \cdot 0 = 0 \quad (6.11)$$

Das gilt sowohl für den stationären als auch für den nicht stationären Zustand des Wandlers. Aus Gl. (6.11) kann die gesamte Dauer der Kommutierungsphase 1 und der Entmagnetisierungsphase ermittelt werden:

$$d_3(t) + d_4(t) = (d_1(t) + d_2(t)) \frac{\langle u_e(t) \rangle}{\langle u_{C_c}(t) \rangle - \langle u_e(t) \rangle} \quad (6.12)$$

Mit der Berücksichtigung der Gleichung:

$$d_5(t) = 1 - d_1(t) - d_2(t) - d_3(t) - d_4(t) \quad (6.13)$$

und der Gl. (6.12) lassen sich die Gl. (6.9) und (6.10) wie folgt vereinfachen:

$$\langle u_{T1}(t) \rangle_T = \langle u_e(t) \rangle_T \quad (6.14)$$

$$\langle u_{D_c}(t) \rangle_T = \langle u_{C_c}(t) \rangle_T - \langle u_e(t) \rangle_T \quad (6.15)$$

Beim Einsetzen der Gl. (6.15) in die Gl. (6.8) ergibt sich:

$$\langle p_L(t) \rangle_T = \langle i_{D_c}(t) \rangle_T \langle u_{D_c}(t) \rangle_T \quad (6.16)$$

Man sieht aus der Gl. (6.16), dass das Produkt des mittleren Stromes durch die Diode  $D_c$  und der mittleren Spannung über die Diode  $D_c$  der Leistung, die während der Betriebsphasen  $d_1$ ,  $d_2$  in die Streuinduktivitäten und in die Magnetisierungsinduktivität des Transformators eingespeist wird, entspricht. Beim Einsetzen der Gl. (6.3), (6.7) und Gl. (6.14) in die Gl. (6.16) erhält man:

$$\begin{aligned} \langle i_{D_c}(t) \rangle_T &= \frac{\langle u_{C_c}(t) \rangle_T^2 T (L_{\mu 1} + L_{\sigma 1})}{2(L_{\sigma 2} L_{\mu 1} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2) (\langle u_{C_c}(t) \rangle_T - \langle u_{T1}(t) \rangle_T)} - \\ &- \frac{\langle u_{C_c}(t) \rangle_T \langle u_{T1}(t) \rangle_T \ddot{u} d T L_{\mu 1}}{(L_{\sigma 2} L_{\mu 1} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2) (\langle u_{C_c}(t) \rangle_T - \langle u_{T1}(t) \rangle_T)} + \\ &+ \frac{\langle u_{T1}(t) \rangle_T^2 d^2 T (L_{\mu 1} \ddot{u}^2 + L_{\sigma 2})}{2(L_{\sigma 2} L_{\mu 1} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2) (\langle u_{C_c}(t) \rangle_T - \langle u_{T1}(t) \rangle_T)} \end{aligned} \quad (6.17)$$



Für den verlustfreien Wandler gilt es:

$$\langle i_{T1}'(t) \rangle_T \langle u_T(t) \rangle_T = \langle i_{Dc}(t) \rangle_T \langle u_{Dc}(t) \rangle_T \quad (6.20)$$

Beim Einsetzen der Gl. (6.18) in die Gl. (6.20) ergibt sich:

$$\langle i_{T1}'(t) \rangle_T = \frac{\langle u_{T1}(t) \rangle_T}{R_e (\langle u_{Ca}(t) \rangle_T, \langle u_{T1}(t) \rangle_T d)} \quad (6.21)$$

Die Gl. (6.21) zeigt, dass der mittlere Strom  $\langle i_{T1}'(t) \rangle_T$  der mittleren Transistorspannung direkt proportional ist. Das bedeutet, dass die Leistung, die während der Betriebsphasen  $d_1$ ,  $d_2$  in die Streuinduktivitäten und in die Magnetisierungsinduktivität des Transformators eingespeist wird, sollte vom Widerstand  $R_e$  verbraucht werden. Da der Wandler als verlustfrei betrachtet wird, wird diese Leistung nicht vom Widerstand  $R_e$  verbraucht sondern wird von der abhängigen Leistungsquelle, durch welche die Diode  $D_c$  modelliert wird, zum Kondensator  $C_c$  übertragen. Die gesamte zum Kondensator  $C_c$  eingespeiste Leistung ist die Summe von dieser Leistung und der Leistung, die aus der Eingangsspannungsquelle während der Betriebsphasen  $d_3$ ,  $d_4$  zum Kondensator  $C_c$  eingespeist wird. Dieses Modell des verlustfreien Netzwerks mit einem Eingang und einem Ausgang wurde in [81], [82] ausführlich beschrieben.

Der nächste Schritt ist die Ableitung des Kleinsignalmodells des Transistors  $T_1$  und der Diode  $D_c$  für den diskontinuierlichen Strom durch die Diode  $D_c$ . Das in *Abb. 6.2* gezeigte Großsignalmodell ist nichtlinear. Das gemittelte Großsignalmodell soll um einen bestimmten stationären Arbeitspunkt linearisiert werden. Zuerst wird der mittlere Eingangsstrom des Wandlers während einer Periode wie folgt berechnet:

$$\langle i_e(t) \rangle_T = \langle i_\mu(t) \rangle_T + \langle i_{D1}(t) \rangle_T \quad (6.22)$$

Der Zusammenhang zwischen den mittleren Strömen durch die Diode  $D_1$  und die Drossel  $L_a$  ist wie folgt:

$$\langle i_{D1}(t) \rangle_T = \langle i_{La}(t) \rangle_T \frac{L_{\mu 1} L_a (d(t) - d_1(t))}{L_{\mu 1} (L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2}) + L_{\sigma 1} (L_a + L_{\sigma 2})} \quad (6.23)$$

Beim Einsetzen von Gl. (6.23) in die Gl. (6.22) erhält man:

$$\langle i_e(t) \rangle_T = \langle i_\mu(t) \rangle_T + \langle i_{La}(t) \rangle_T \frac{L_{\mu 1} L_a \ddot{u}(d(t) - d_1(t))}{L_{\mu 1} (L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2}) + L_{\sigma 1} (L_a + L_{\sigma 2})} \quad (6.24)$$

Die mittleren Größen über die Periode werden als die Summe eines stationären Wertes im Arbeitspunkt, für den das Modell linearisiert wird, und einer kleinen Änderung dargestellt:

$$\langle i_\mu(t) \rangle_T = I_\mu + \hat{i}_\mu(t), \quad (6.25)$$

$$\langle i_e(t) \rangle_T = I_e + \hat{i}_e(t) \quad (6.26)$$

$$\langle i_{La}(t) \rangle_T = I_{La} + \hat{i}_{La}(t) \quad (6.27)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (6.28)$$

$$d_1(t) = D_1 + \hat{d}_1(t) \quad (6.29)$$

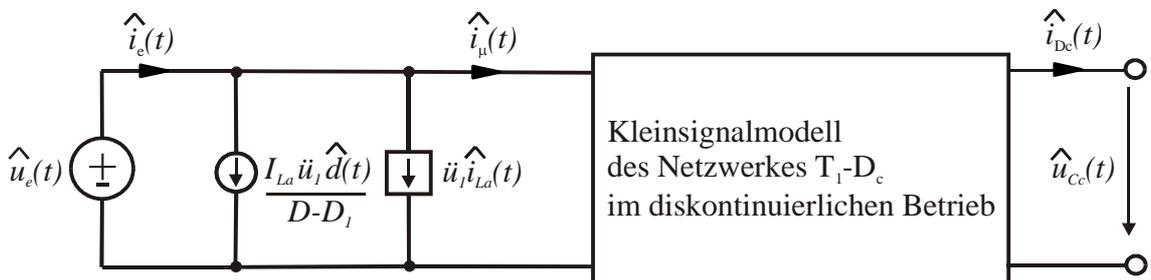
Durch Einsetzen der Gl. (6.25)-(6.29) in die Gl. (6.24) nach Vernachlässigung der nichtlinearen Terme und der Terme mit  $\hat{d}_1(t)$  ergibt sich:

$$\hat{i}_e(t) = \hat{i}_\mu(t) + \frac{I_{La} \ddot{u}_1}{D - D_1} \hat{d}(t) + \hat{i}_{La}(t) \ddot{u}_1 \quad (6.30)$$

Hier ist:

$$\ddot{u}_1 = \frac{L_{\mu 1} L_a \ddot{u} (D - D_1)}{L_{\mu 1} (L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2}) + L_{\sigma 1} (L_a + L_{\sigma 2})} \quad (6.31)$$

Die Gl. (6.30) kann in der Form des Kleinsignalersatzschaltbildes in *Abb. 6.3* dargestellt werden.



*Abb. 6.3:* Ersatzschaltbild für die Nachbildung der Gleichung für den Eingangsstrom im Kleinsignalbereich

Die Gl. (6.18) und (6.21) beschreiben das Großsignalmodell des Netzwerkes  $T_1$ - $D_c$  für den Fall des diskontinuierlichen Stromes durch die Diode  $D_c$ . Das Ziel ist es nun der Übergang von dem nichtlinearen Großsignalmodell zu einem linearen

Kleinsignalmodell. Die Gl. (6.18) und (6.21) können in der folgenden Form geschrieben werden:

$$\langle i_{Dc}(t) \rangle_T = f_1(\langle u_{T1}(t) \rangle_T, \langle u_{Ca}(t) \rangle_T, \langle u_{Cc}(t) \rangle_T, d(t)) \quad (6.32)$$

$$\langle i_{T1}'(t) \rangle_T = f_2(\langle u_{T1}(t) \rangle_T, \langle u_{Ca}(t) \rangle_T, d(t)) \quad (6.33)$$

Die mittleren Größen über die Periode in den Gl. (6.32) und (6.33) werden als die Summe eines stationären Wertes in einem Arbeitspunkt und einer kleinen Änderung dargestellt:

$$\langle i_{Dc}(t) \rangle_T = I_{Dc} + \hat{i}_{Dc}(t) \quad (6.34)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (6.35)$$

$$\langle u_{Ca}(t) \rangle_T = U_{Ca} + \hat{u}_{Ca}(t) \quad (6.36)$$

$$\langle u_{T1}(t) \rangle_T = U_{T1} + \hat{u}_{T1}(t) \quad (6.37)$$

$$\langle u_{Cc}(t) \rangle_T = U_{Cc} + \hat{u}_{Cc}(t) \quad (6.38)$$

Bei der Darstellung von den Funktionen, die durch die Gl. (6.32) und (6.33) beschrieben werden, in der Form einer dreidimensionalen Taylor-Reihe um den stationären Arbeitspunkt ergibt sich nach Vernachlässigung der nichtlinearen Terme:

$$\begin{aligned} I_{Dc}(t) + \hat{i}_{Dc} &= f_1(U_e, U_{Cc}, D) + \hat{u}_e(t) \frac{df_1(u_e, U_{Cc}, D)}{du_e} \Big|_{u_e=U_e} + \\ &+ \hat{u}_{Cc}(t) \frac{df_1(U_e, u_{Cc}, D)}{du_{Cc}} \Big|_{u_{Cc}=U_{Cc}} + \hat{d}(t) \frac{df_1(U_e, U_{Cc}, d)}{dd} \Big|_{d=D} \end{aligned} \quad (6.39)$$

$$\begin{aligned} I_{T1}'(t) + \hat{i}_{T1}' &= f_2(U_e, U_{Cc}, D) + \hat{u}_e(t) \frac{df_2(u_{T1}, U_{Cc}, D)}{du_e} \Big|_{u_{T1}=U_{T1}} + \\ &+ \hat{u}_{Cc}(t) \frac{df_2(U_e, u_{Cc}, D)}{du_{Cc}} \Big|_{u_{Cc}=U_{Cc}} + \hat{d}(t) \frac{df_2(U_e, U_{Cc}, d)}{dd} \Big|_{d=D} \end{aligned} \quad (6.40)$$

Die linearisierten Gl. (6.39) und (6.40) können in der folgenden Form dargestellt werden:

$$\hat{i}_{Dc} = -\frac{\hat{u}_{Cc}}{r_2} + j_2 \hat{d} + g_2 \hat{u}_e - \frac{\hat{u}_{Ca}}{R_L} \quad (6.41)$$

$$\hat{i}_{T1}' = \frac{\hat{u}_{T1}}{r_1} + j_2 \hat{d} + g_2 \hat{u}_e \quad (6.42)$$

Die Gl. (6.41) und (6.42) beschreiben das Kleinsignalmodell des Netzwerkes T<sub>1</sub>-D<sub>c</sub> für den Fall des diskontinuierlichen Stromes durch die Diode D<sub>c</sub> in Abb. 6.3. Abb. 6.4 zeigt das Ersatzschaltbild dieses Netzwerkes im Kleinsignalbereich.

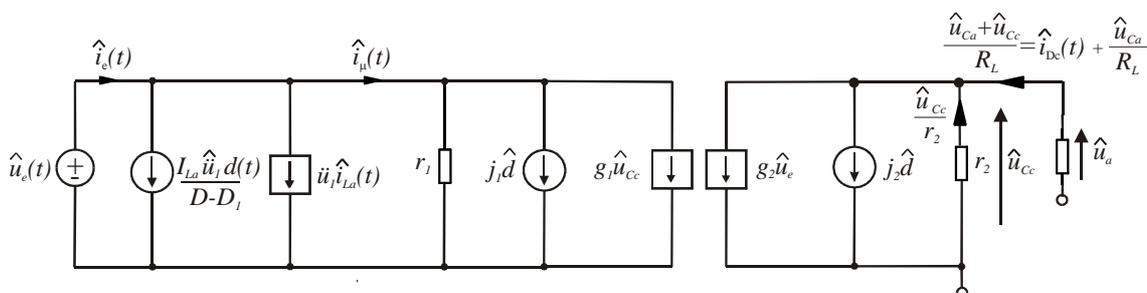


Abb. 6.4: Ersatzschaltbild für die Nachbildung der Gleichung für den Eingangsstrom und des Netzwerkes T<sub>1</sub>-D<sub>c</sub> für den Fall des diskontinuierlichen Stromes durch die Diode D<sub>c</sub> im Kleinsignalbereich

Im nächsten Schritt werden die Parameter dieses Ersatzschaltbildes ermittelt. Nach dem Vergleich der Gl. (6.39), (6.40) und Gl. (6.41), (6.42) ergibt sich:

$$\frac{1}{r_2} = - \left. \frac{df_1(U_{T1}, u_{Cc}, D)}{du_{Cc}} \right|_{u_{Cc}=U_{Cc}} \quad (6.43)$$

$$g_2 = \left. \frac{df_1(u_{T1}, U_{Cc}, D)}{du_{T1}} \right|_{u_{T1}=U_{T1}} \quad (6.44)$$

$$j_2 = \left. \frac{df_1(U_e, U_{Cc}, d)}{dd} \right|_{d=D} \quad (6.45)$$

$$\frac{1}{r_1} = - \left. \frac{df_2(U_{T1}, u_{T1}, D)}{du_{T1}} \right|_{u_{T1}=U_{T1}} \quad (6.46)$$

$$g_1 = \left. \frac{df_2(U_{T1}, u_{Cc}, D)}{du_{Cc}} \right|_{u_{Cc}=U_{Cc}} = 0 \quad (6.47)$$

$$j_1 = \left. \frac{df_2(U_{T1}, U_{Cc}, d)}{dd} \right|_{d=D} \quad (6.48)$$

Durch Einsetzen von Gl. (6.17) und (6.21) in die Gl. (6.43)-(6.48) erhält man die Parameter des Ersatzschaltbildes in Abb. 6.4. Der Kleinsignalparameter  $g_1$  ist gleich Null, weil der mittlere Transistorstrom unabhängig von der mittleren Spannung über die Diode D<sub>c</sub> ist. Änderungen des Tastverhältnisses führen zur Änderung des effektiven Widerstandes  $R_e$ . Diese Änderung führt dazu, dass der mittlere Transistorstrom sich

auch ändert. Der Kleinsignalwiderstand  $r_2$  beschreibt, wie die Änderungen der mittleren Spannung über die Diode  $D_c$  sich auf den mittleren Strom durch die Diode  $D_c$  auswirken.  $r_2$  wird als die Steilheit der Kennlinie der Leistungsquelle interpretiert, welche die gemittelten Verläufe des Stromes und der Spannung der Diode  $D_c$  in einem bestimmten Arbeitspunkt modelliert. Für die ohmsche Last gilt:

$$r_2 = R_L \quad (6.49)$$

Die Kleinsignalparameter  $j_2$  und  $g_2$  beschreiben, wie die Änderungen des Tastverhältnisses und der mittleren Transistorspannung sich auf den mittleren Strom durch die Diode  $D_c$  auswirken. Diese Parameter werden durch folgende Gleichungen definiert:

$$j_2 = \frac{-2U_e (M_2 \ddot{u} L_{\mu 1} - D(L_{\mu 1} \ddot{u}^2 + L_{\sigma 2}))}{(M_2^2 (L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}) - 2DL_{\mu 1} \ddot{u} M_2 + D^2 (L_{\mu 1} \ddot{u}^2 + L_{\sigma 2})) (M_1 - 1) R_e} \quad (6.50)$$

$$g_2 = \frac{M_2^2 (L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}) - 2DL_{\mu 1} \ddot{u} M_1 M_2 + 3D^2 (L_{\mu 1} \ddot{u}^2 + L_{\sigma 2})}{(M_2^2 (L_{\mu 1} + L_{\sigma 1}) - 2DL_{\mu 1} \ddot{u} M_2 + D^2 (L_{\mu 1} \ddot{u}^2 + L_{\sigma 2})) (M_1 - 1)^2 R_e} \quad (6.51)$$

In den Gl. (6.50) und (6.51) sind:

$$M_1 = \frac{U_{Cc}}{U_e} \quad (6.52)$$

$$M_2 = \frac{U_{Ca}}{U_e} \quad (6.53)$$

Der Kleinsignalwiderstand  $r_1$  ist gleich dem effektiven Widerstand  $R_e$  in einem bestimmten Arbeitspunkt:

$$r_1 = R_e \quad (6.54)$$

Dieser Term beschreibt, wie die Änderungen der mittleren Transistorspannung sich auf den mittleren Transistorstrom auswirken. Der Kleinsignalverstärkungsfaktor  $j_1$  ist durch folgende Gleichung definiert:

$$j_1 = \frac{2U_e}{DR_e} \quad (6.55)$$

Der Kleinsignalverstärkungsfaktor  $j_1$  beschreibt, wie die Änderungen des Tastverhältnisses den mittleren Transistorstrom beeinflussen. Unter Berücksichtigung der Gleichung:

$$\hat{i}_{Dc} = \frac{\hat{u}_{Cc}}{R_L} \quad (6.56)$$

kann die Gl. (6.41) wie folgt dargestellt werden:

$$j_2 \hat{d} - \frac{\hat{u}_{Cc} + \hat{u}_{Ca}}{R_L} - \frac{\hat{u}_{Cc}}{r_2} + g_2 \hat{u}_e = 0 \quad (6.57)$$

Nach dem Lösen der Gl. (6.57) nach  $\hat{u}_{Cc}(s)$  erhält man:

$$\hat{u}_{Cc}(s) = \frac{j_2 \hat{d}(s) R_L r_2 - \hat{u}_{Ca}(s) r_2 + g_2 \hat{u}_e(s) R_L r_2}{R_L + r_2} \quad (6.58)$$

Der zweite Schritt ist die Modellierung der Schaltung auf der Sekundärseite des Transformators vom erweiterten Durchflusswandler für den Fall des kontinuierlichen Stroms durch die Induktivität  $L_a$ . Zuerst werden die Verläufe der Spannungen und der Ströme der Induktivität  $L_a$  und des Kondensators  $C_a$  in jedem Zeitabschnitt ermittelt. Im Zeitabschnitt  $d_2T$  gelten beim eingeschalteten Transistor  $T_1$  die Gleichungen:

$$u_{La}(t) = (u_e(t) - u_{L\sigma 1}(t)) \ddot{i} - u_{Ca}(t) - u_{L\sigma 2}(t) \quad (6.59)$$

$$i_{Ca}(t) = i_{La}(t) - \frac{u_{Ca}(t) + u_{Cc}(t)}{R_L} \quad (6.60)$$

Im Zeitabschnitt  $T-d_2T$  gelten die Gleichungen:

$$u_{La}(t) = -u_{Ca}(t) \quad (6.61)$$

$$i_{Ca}(t) = i_{La}(t) - \frac{u_{Ca}(t) + u_{Cc}(t)}{R_L} \quad (6.62)$$

Bei der Vernachlässigung der durch das Schalten des Transistors  $T_1$  verursachten Welligkeit können die zeitabhängigen Größen durch die Mittelwerte über den entsprechenden Zeitabschnitt ersetzt werden. Dann gelten im Zeitabschnitt  $d_2T$  die Gleichungen:

$$u_{La}(t) \approx \left( \langle u_e(t) \rangle_T - \langle u_{L\sigma 1}(t) \rangle_T \right) \ddot{i} - \langle u_{Ca}(t) \rangle_T - \langle u_{L\sigma 2}(t) \rangle_T \quad (6.63)$$

$$i_{Ca}(t) \approx \langle i_{La}(t) \rangle_T - \frac{\langle u_{Ca}(t) \rangle_T + \langle u_{Cc}(t) \rangle_T}{R_L} \quad (6.64)$$

Für den Zeitabschnitt  $T-d_2T$  gelten die Gleichungen:

$$u_{La}(t) \approx -\langle u_{Ca}(t) \rangle_T \quad (6.65)$$

$$i_{Ca}(t) \approx \langle i_{La}(t) \rangle_T - \frac{\langle u_{Ca}(t) \rangle_T + \langle u_{Cc}(t) \rangle_T}{R_L} \quad (6.66)$$

Die Mittelwerte der Spannung über die Induktivität  $L_a$  und des Stromes durch den Kondensator  $C_a$  über die Periode können dann wie folgt ermittelt werden:

$$\langle u_{La}(t) \rangle_T = \left( \langle u_e(t) \rangle_T - \langle u_{L\sigma 1}(t) \rangle_T \right) \ddot{i} - \langle u_{Ca}(t) \rangle_T - \langle u_{L\sigma 2}(t) \rangle_T \Big|_{d_2} + \left( -\langle u_{Ca}(t) \rangle_T \right) (1 - d_2) \quad (6.67)$$

$$\begin{aligned} \langle i_{Ca}(t) \rangle_T &= \left( \langle i_{La}(t) \rangle_T - \frac{\langle u_{Ca}(t) \rangle_T + \langle u_{Cc}(t) \rangle_T}{R_L} \right) d_2 + \\ &+ \left( \langle i_{La}(t) \rangle_T - \frac{\langle u_{Ca}(t) \rangle_T + \langle u_{Cc}(t) \rangle_T}{R_L} \right) (1 - d_2) \end{aligned} \quad (6.68)$$

Mit der Berücksichtigung des Zusammenhanges:

$$d_2 = d - d_1 \quad (6.69)$$

lassen sich die Gl. (6.67), (6.68) in der folgenden Form darstellen:

$$\langle u_{La}(t) \rangle_T = \left( \langle u_e(t) \rangle_T - \langle u_{L\sigma 1}(t) \rangle_T \right) \ddot{i} - \langle u_{Ca}(t) \rangle_T - \langle u_{L\sigma 2}(t) \rangle_T \Big|_{(d - d_1)} + \left( -\langle u_{Ca}(t) \rangle_T \right) (1 - (d - d_1)) \quad (6.70)$$

$$\begin{aligned} \langle i_{Ca}(t) \rangle_T &= \left( \langle i_{La}(t) \rangle_T - \frac{\langle u_{Ca}(t) \rangle_T + \langle u_{Cc}(t) \rangle_T}{R_L} \right) (d - d_1) + \\ &+ \left( \langle i_{La}(t) \rangle_T - \frac{\langle u_{Ca}(t) \rangle_T + \langle u_{Cc}(t) \rangle_T}{R_L} \right) (1 - (d - d_1)) \end{aligned} \quad (6.71)$$

Andererseits gelten für die Spannung über die Induktivität  $L_a$  und den Strom durch den Kondensator  $C_a$  folgende Gleichungen:

$$\langle u_{La}(t) \rangle_T = L_a \frac{d \langle i_{La}(t) \rangle_T}{dt} \quad (6.72)$$

$$\langle i_{Ca}(t) \rangle_T = C_a \frac{d \langle u_{Ca}(t) \rangle_T}{dt} \quad (6.73)$$

Nach dem Vergleich der Gl. (6.72) und (6.76) mit den Gl. (6.70) und (6.71) ergibt sich ein System von zwei Gleichungen:

$$L_a \frac{d\langle i_{La}(t) \rangle_T}{dt} = \left( \langle u_e(t) \rangle_T - \langle u_{L\sigma 1}(t) \rangle_T \right) \ddot{u} - \langle u_{Ca}(t) \rangle_T - \langle u_{L\sigma 2}(t) \rangle_T \left( d - d_1 \right) + \left( -\langle u_{Ca}(t) \rangle_T \right) \left( 1 - (d - d_1) \right) \quad (6.74)$$

$$C_a \frac{d\langle u_{Ca}(t) \rangle_T}{dt} = \left( \langle i_{La}(t) \rangle_T - \frac{\langle u_{Ca}(t) \rangle_T + \langle u_{Cc}(t) \rangle_T}{R_L} \right) \left( d - d_1 \right) + \left( \langle i_{La}(t) \rangle_T - \frac{\langle u_{Ca}(t) \rangle_T + \langle u_{Cc}(t) \rangle_T}{R_L} \right) \left( 1 - (d - d_1) \right) \quad (6.75)$$

Die Spannungen über die Streuinduktivitäten des Transformators während der Magnetisierungsphase können wie folgt berechnet werden:

$$\langle u_{L\sigma 1}(t) \rangle_T = L_{\sigma 1} \frac{d\langle i_e(t) \rangle_T}{dt} \quad (6.76)$$

$$\langle u_{L\sigma 2}(t) \rangle_T = L_{\sigma 2} \frac{d\langle i_{La}(t) \rangle_T}{dt} \quad (6.77)$$

Die Mittelwerte des Eingangsstroms und des Stroms durch die Induktivität  $L_a$  können unter Berücksichtigung der Gl. (5.98), (5.99) wie folgt ermittelt werden:

$$\langle i_e(t) \rangle_T = \frac{-\langle u_{Ca}(t) \rangle_T L_{\mu 1} \ddot{u} + \langle u_e(t) \rangle_T \left( L_{\mu 1} \ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2} \right)}{L_{\mu 1} \left( L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2} \right) + L_{\sigma 1} \left( L_a + L_{\sigma 2} \right)} \quad (6.78)$$

$$\langle i_{La}(t) \rangle_T = \frac{-\langle u_{Ca}(t) \rangle_T L_{\mu 1} + \langle u_e(t) \rangle_T L_{\mu 1} \ddot{u} - \langle u_{Ca}(t) \rangle_T L_{\sigma 1}}{L_{\mu 1} \left( L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2} \right) + L_{\sigma 1} \left( L_a + L_{\sigma 2} \right)} \quad (6.79)$$

Die Gl. (6.78) und (6.79) werden in die Gl. (6.76) und (6.77) eingesetzt und die resultierenden Gleichungen werden danach linearisiert. Für die Linearisierung dieser Gleichungen werden die mittleren Größen über die Periode als die Summe eines stationären Wertes und einer kleinen Änderung dargestellt:

$$\langle i_e(t) \rangle_T = I_{e,avg} + \hat{i}_e(t) \quad (6.80)$$

$$\langle i_{La}(t) \rangle_T = I_{La} + \hat{i}_{La}(t) \quad (6.81)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (6.82)$$

$$d_1(t) = D_1 + \hat{d}_1(t) \quad (6.83)$$

$$\langle u_{Ca}(t) \rangle_T = U_{Ca} + \hat{u}_{Ca}(t) \quad (6.84)$$

$$\langle u_e(t) \rangle_T = U_e + \hat{u}_e(t) \quad (6.85)$$

$$\langle u_{Cc}(t) \rangle_T = U_{Cc} + \hat{u}_{Cc}(t) \quad (6.86)$$

Durch Einsetzen der Gl. (6.76) und (6.77) in die Gl. (6.74) und (6.75), nach Vernachlässigung der nichtlinearen Terme und der Terme mit  $\hat{d}_1(t)$  und der Einführung des Laplace-Operators  $s = \frac{d}{dt}$  ergibt sich:

$$\begin{aligned} sL_a \hat{i}_{La} = & \frac{(L_{\mu 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2) U_{Ca} + U_e \ddot{u} L_{\mu 1} L_a}{L_{\mu 1} (L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2}) + L_{\sigma 1} (L_a + L_{\sigma 2})} \hat{d}(s) + \\ & + \hat{u}_{Ca}(s) \left( \frac{(L_{\mu 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2) (D - D_1)}{L_{\mu 1} (L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2}) + L_{\sigma 1} (L_a + L_{\sigma 2})} - 1 \right) + \\ & + \hat{u}_e(s) \frac{L_{\mu 1} L_a \ddot{u} (D - D_1)}{L_{\mu 1} (L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2}) + L_{\sigma 1} (L_a + L_{\sigma 2})} \end{aligned} \quad (6.87)$$

$$sC_a \hat{u}_{Ca}(s) = \hat{i}_{La}(s) - \frac{\hat{u}_{Ca}(s) + \hat{u}_{Cc}(s)}{R_L} \quad (6.88)$$

Das Ersatzschaltbild, welches den Gl. (6.87) und (6.88) entspricht, ist in Abb. 6.5 dargestellt.

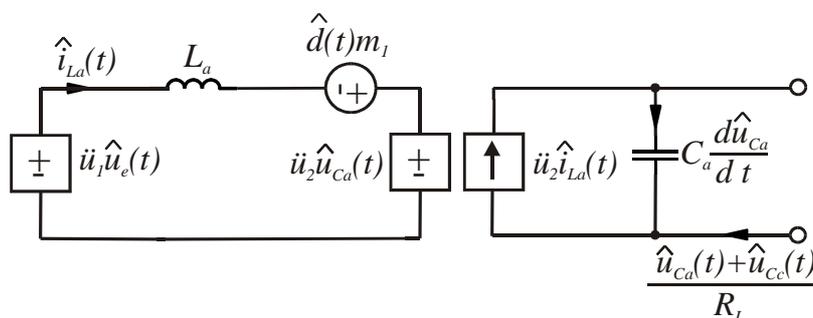


Abb. 6.5: Kleinsignalersatzschaltbild für die Beschreibung der Gleichungen für die Sekundärseite des erweiterten Durchflusswandlers

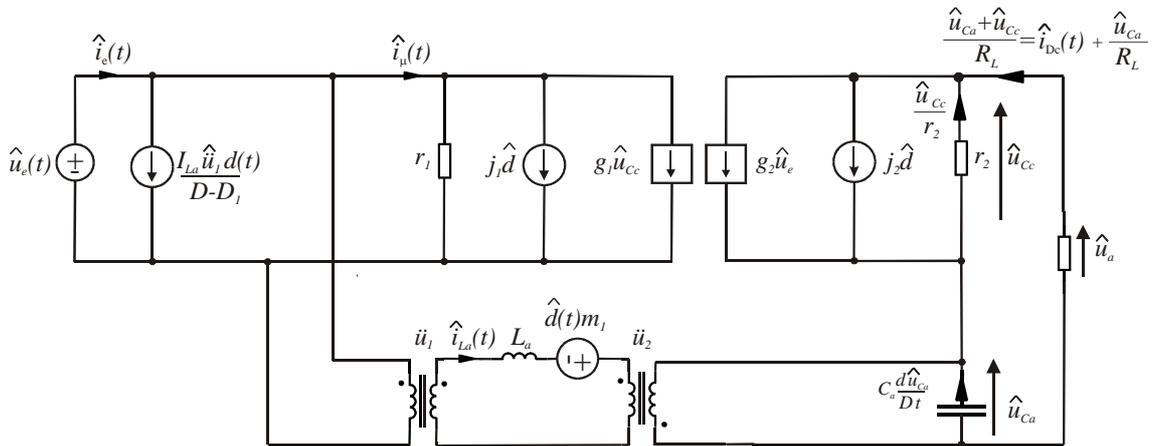
In diesem Ersatzschaltbild sind:

$$\ddot{u}_2 = \frac{(L_{\mu 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2) (D - D_1)}{L_{\mu 1} (L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2}) + L_{\sigma 1} (L_a + L_{\sigma 2})} - 1 \quad (6.89)$$

Der Koeffizient vor der Kleinsignaländerung des Tastverhältnisses ist wie folgt definiert:

$$m_1 = \frac{(L_{\mu 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2) U_{Ca} + U_e \ddot{u} L_{\mu 1} L_a}{L_{\mu 1} (L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2}) + L_{\sigma 1} (L_a + L_{\sigma 2})} \quad (6.90)$$

Beim Zusammenfassen der Ersatzschaltbilder in *Abb. 6.4* und *Abb. 6.5* und nach dem Ersetzen der Kombination der abhängigen linearen Spannungs- und Stromquellen durch einen idealen Transformator erhält man das Kleinsignalmodell des erweiterten Durchflusswandlers. Dieses Modell wird in *Abb. 6.6* dargestellt.



*Abb. 6.6:* Kleinsignalmodell des erweiterten Durchflusswandlers

Durch Einsetzen von Gl. (6.58) in das Gleichungssystem Gl. (6.87) und (6.88) erhält man ein Gleichungssystem mit zwei Unbekannten:  $\hat{i}_{La}(s), \hat{u}_{Ca}(s)$ . Die Lösung des Gleichungssystems nach  $\hat{u}_{Ca}(s)$  wird in Gl. (6.58) eingesetzt. Anschließend wird Gl. (6.58) nach  $\hat{u}_{Cc}(s)$  gelöst. Mit Berücksichtigung der Gleichung:

$$\hat{u}_a(s) = \hat{u}_{Ca}(s) + \hat{u}_{Cc}(s) \quad (6.91)$$

wird die Kleinsignaländerung der Ausgangsspannung des erweiterten Durchflusswandlers berechnet:

$$\hat{u}_a(s) = G_{Vd}(s) \hat{d}(s) + G_{Vg}(s) \hat{u}_e(s) \quad (6.92)$$

Hier sind:

$$G_{Vd}(s) = G_{Vd0} \frac{a_{2d}s^2 + a_{1d}s + 1}{b_{2d}s^2 + 1} \quad (6.93)$$

mit

$$\begin{aligned}
 G_{Vd0} = & \frac{\left( U_e \ddot{u} L_{\mu 1} L_a + U_{Ca} \left( L_{\mu 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 \right) \right)^2}{U_e \ddot{u} L_{\mu 1} L_a \left( L_{\mu 1} \left( L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2} \right) + L_{\sigma 1} \left( L_a + L_{\sigma 2} \right) \right)} - \\
 & - U_e^2 L_a^2 L_{\mu 1}^2 \ddot{u}^2 + \left( -2 \ddot{u} L_{\mu 1}^2 L_a L_{\sigma 2} - 2 \ddot{u}^3 L_{\mu 1}^2 L_a L_{\sigma 1} - 2 L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} \ddot{u} L_{\mu 1} L_a \right) U_{Ca} U_e + \\
 & + U_e \left( j_2 L_{\mu 1}^2 L_a^2 R_L \ddot{u} + j_2 L_{\sigma 1} L_a^2 R_L \ddot{u} L_{\mu 1} + j_2 L_{\mu 1}^2 L_{\sigma 1} L_a R_L \ddot{u}^3 \right) + \\
 & + U_e \left( j_2 L_{\mu 1}^2 L_{\sigma 2} L_a R_L \ddot{u} + j_2 L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} L_{\mu 1} L_a R_L \ddot{u} \right) - \left( L_{\mu 1}^2 L_{\sigma 2}^2 + L_{\mu 1}^2 L_{\sigma 2}^2 \ddot{u}^4 \right) U_{Ca}^2 - \\
 & - \left( 2 L_{\sigma 1}^2 L_{\sigma 2} L_{\mu 1} \ddot{u}^2 + L_{\sigma 1}^2 L_{\sigma 2}^2 + 2 L_{\sigma 1} L_{\sigma 2}^2 L_{\mu 1} + 2 L_{\mu 1}^2 L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} \ddot{u} \right) U_{Ca}^2
 \end{aligned} \tag{6.94}$$

$$a_{2d} = \frac{\left( U_{Ca} \left( L_{\mu 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 \right) + U_e \ddot{u} L_{\mu 1} L_a \right) k_7 j_2 L_a C_a R_L}{\left( -L_{\mu 1}^2 L_a^2 r_2 \ddot{u}^2 - L_{\mu 1}^2 L_a^2 \ddot{u}^2 R_L \right) U_e^2 + \left( k_9 U_{Ca} + k_{12} \right) U_e + k_{13} U_{Ca}^2} \tag{6.95}$$

$$\begin{aligned}
 a_{1d} = & \frac{-j_2 L_a R_L k_7 \left( U_{Ca} \left( L_{\mu 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 \right) + U_e \ddot{u} L_{\mu 1} L_a \right)}{\left( -L_{\mu 1}^2 L_a^2 r_2 \ddot{u}^2 - L_{\mu 1}^2 L_a^2 \ddot{u}^2 R_L \right) U_e^2 + \left( k_9 U_{Ca} + k_{10} \right) U_e + k_{11} U_{Ca}^2} + \\
 & + \frac{-L_a r_2 j_2 \left( L_{\mu 1} \left( L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2} \right) + L_{\sigma 1} \left( L_a + L_{\sigma 2} \right) \right)}{U_e \ddot{u} L_{\mu 1} L_a \left( R_L + r_2 \right) + \left( L_{\mu 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 \right) \left( R_L + r_2 \right) U_{Ca}}
 \end{aligned} \tag{6.96}$$

$$b_{2d} = \frac{\left( L_{\mu 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 \right) C_a U_{Ca}}{U_e \ddot{u} L_{\mu 1}} + L_a C_a \tag{6.97}$$

In den Gl. (6.95) und (6.96) sind die Koeffizienten wie folgt definiert:

$$k_{12} = R_L j_2 \left( L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} L_{\mu 1} L_a \ddot{u} + L_a^2 L_{\sigma 1} L_{\mu 1} \ddot{u} + L_{\mu 1}^2 L_a^2 \ddot{u} \right) + R_L j_2 \left( L_{\mu 1}^2 L_{\sigma 1} L_a \ddot{u}^3 + L_{\mu 1}^2 L_a L_{\sigma 2} \ddot{u} \right)$$

$$k_7 = L_{\mu 1} \left( L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 + L_a + L_{\sigma 2} \right) + L_{\sigma 1} \left( L_a + L_{\sigma 2} \right);$$

$$k_9 = -2 L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} L_{\mu 1} L_a \ddot{u} - 2 L_{\mu 1}^2 L_{\sigma 2} L_a \ddot{u} - 2 L_{\mu 1}^2 L_a L_{\sigma 1} \ddot{u}^3;$$

$$\begin{aligned}
 k_{13} = & \left( -2 L_{\sigma 1}^2 L_{\sigma 2} L_{\mu 1} \ddot{u}^2 - 2 L_{\mu 1}^2 L_{\sigma 2} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 - L_{\mu 1}^2 L_{\sigma 1}^2 \ddot{u}^4 \right) + \\
 & + \left( -L_{\mu 1}^2 L_{\sigma 2}^2 - L_{\sigma 1}^2 L_{\sigma 2}^2 - 2 L_{\mu 1} L_{\sigma 2}^2 L_{\sigma 1} \right)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 k_{10} = & \left( j_2 R_L^2 + R_L r_2 \right) \left( L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} L_{\mu 1} L_a \ddot{u} + L_a^2 L_{\sigma 1} L_{\mu 1} \ddot{u} + L_{\mu 1}^2 L_a^2 \ddot{u} \right) + \\
 & + \left( j_2 R_L^2 + R_L r_2 \right) \left( L_{\mu 1}^2 L_{\sigma 1} L_a \ddot{u}^3 + L_{\mu 1}^2 L_a L_{\sigma 2} \ddot{u} \right)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 k_{11} = & \left( -2 L_{\sigma 1}^2 L_{\sigma 2} L_{\mu 1} \ddot{u}^2 - 2 L_{\mu 1}^2 L_{\sigma 2} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2 - L_{\mu 1}^2 L_{\sigma 1}^2 \ddot{u}^4 \right) \left( r_2 + R_L \right) + \\
 & + \left( -L_{\mu 1}^2 L_{\sigma 2}^2 - L_{\sigma 1}^2 L_{\sigma 2}^2 - 2 L_{\mu 1} L_{\sigma 2}^2 L_{\sigma 1} \right) \left( r_2 + R_L \right)
 \end{aligned}$$

Die berechnete Übertragungsfunktion in der Gl. (6.92), die das dynamische Verhalten des Wandlers bei Eingangsspannungsänderungen beschreibt, lautet:

$$G_{Vg}(s) = G_{Vg0} \frac{a_{2g} s^2 + a_{1g} s + 1}{b_{2g} s^2 + 1} \tag{6.98}$$

In der Gl. (6.98) ist der berechnete Verstärkungsfaktor der Übertragungsfunktion:

$$G_{Vg0} = \frac{U_{Ca} + U_e r_2 g_2}{U_e (R_L + r_2)} \quad (6.99)$$

In der Gl. (6.98) sind die berechneten Koeffizienten der Polynome wie folgt definiert:

$$a_{2g} = \left( L_{\mu 1} L_a U_e \ddot{u} + U_{Ca} (L_{\mu 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2) \right) \frac{r_2 g_2 C_a}{L_{\mu 1} \ddot{u} (U_e r_2 g_2 + U_{Ca})} \quad (6.100)$$

$$a_{1g} = \left( L_{\mu 1} L_a U_e \ddot{u} + U_{Ca} (L_{\mu 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2) \right) \frac{r_2^2 g_2}{(r_2 + R_L) L_{\mu 1} \ddot{u} R_L (r_2 g_2 U_e + U_{Ca})} \quad (6.101)$$

$$a_{1g} = \left( L_{\mu 1} L_a U_e \ddot{u} + U_{Ca} (L_{\mu 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2) \right) \frac{r_2^2 g_2}{(r_2 + R_L) L_{\mu 1} \ddot{u} R_L (r_2 g_2 U_e + U_{Ca})} \quad (6.102)$$

$$b_{2g} = \left( L_{\mu 1} L_a U_e \ddot{u} + U_{Ca} (L_{\mu 1} L_{\sigma 2} + L_{\sigma 1} L_{\sigma 2} + L_{\mu 1} L_{\sigma 1} \ddot{u}^2) \right) \frac{C_a}{U_e \ddot{u} L_{\mu 1}} \quad (6.103)$$

Die Parameter der Übertragungsfunktionen, die das dynamische Verhalten des Wandlers beschreiben, sollen im Bereich der Eingangsspannungsänderung und Laständerung bei der Ausgangsspannung von 375V ermittelt werden. Aus der *Abb. 5.27A* sieht man, dass die Ausgangsspannung von 375V von 1,6A bis 2,7A bei  $U_e=15V$  und von 2,2A bis 2,7A bei  $U_e=30V$  (im Bereich der Gültigkeit des dynamischen Modells des Wandlers: kontinuierlicher Strom durch die Drossel  $L_a$ ) erreicht wird. Die entsprechenden Tastverhältnisse betragen laut *Abb. 5.27* 0,6 und 0,7 für  $U_e=15V$  und 0,27; 0,3 für  $U_e=30V$ . *Tab. 6.2* zeigt die berechneten Koeffizienten der Polynome und Verstärkungsfaktoren der Übertragungsfunktionen, die durch Gl. (6.93), (6.98) definiert sind, für die ausgewählten Arbeitspunkte.

*Tab. 6.2: Berechnete Parameter der Übertragungsfunktionen des erweiterten Durchflusswandlers*

Parameter Arbeits- punkt	$G_{Vd0}$ (V)	$G_{Vg0}$	$a_{2d}$ (s <sup>2</sup> )	$a_{1d}$ (s)	$b_{2d}$ (s <sup>2</sup> )	$b_{2g}$ (s <sup>2</sup> )	$a_{1g}$ (s)	$a_{2g}$ (s <sup>2</sup> )
$U_e=15V, D=0,6,$ $I=1,6A$	1028	77,9	$2,17 \cdot 10^{-8}$	$6,07 \cdot 10^{-6}$	$3,31 \cdot 10^{-8}$	$3,31 \cdot 10^{-8}$	$1,14 \cdot 10^{-5}$	$3,79 \cdot 10^{-8}$
$U_e=30V, D=0,27,$ $I=2,2A$	1894	13,2	$2,07 \cdot 10^{-8}$	$6,26 \cdot 10^{-6}$	$2,9 \cdot 10^{-8}$	$2,9 \cdot 10^{-8}$	$1,17 \cdot 10^{-5}$	$3,872 \cdot 10^{-8}$

### 6.3 Reglerdimensionierung

Für die Analyse der Stabilität des geschlossenen Regelkreises ist die Berechnung der Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises erforderlich. Der Regelkreis mit einem einfach praktisch implementierbaren PI (proportional-integralen)-Regler wird analysiert. Die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises ist:

$$G_{\omega}(s) = \frac{G_R(s)G_{Vd}(s)\frac{1}{U_{pwm}}}{1 + G_R(s)G_{Vd}(s)\frac{1}{U_{pwm}}} \quad (6.104)$$

Hier ist die Übertragungsfunktion des Reglers:

$$G_R(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (6.105)$$

Beim Einsetzen der Gl. (6.93) in die Gl. (6.104) wird die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises wie folgt ermittelt:

$$G_{\omega}(s) = \frac{a_{3\omega}s^3 + a_{2\omega}s^2 + a_{1\omega}s + a_{0\omega}}{b_{3\omega}s^3 + b_{2\omega}s^2 + b_{1\omega}s + b_{0\omega}} \quad (6.106)$$

mit den Koeffizienten:

$$\begin{aligned} a_{3\omega} &= G_{Vd0}a_{2d}K_p, a_{2\omega} = G_{Vd0}(a_{2d}K_i + a_{1d}K_p), a_{0\omega} = b_{0\omega} = G_{Vd0}K_i, \\ a_{1\omega} &= G_{Vd0}(a_{1d}K_i + K_p), b_{3\omega} = U_{pwm}b_{2d} + G_{Vd0}a_{2d}K_p, b_{2\omega} = G_{Vd0}(a_{2d}K_i + a_{1d}K_p), \\ b_{1\omega} &= G_{Vd0}K_p + U_{pwm} + G_{Vd0}K_i a_{1d}. \end{aligned}$$

Nach dem Hurwitz-Kriterium sind für asymptotische Stabilität folgende Bedingungen zu erfüllen:  $b_{3\omega} > 0, b_{2\omega} > 0, b_{1\omega} > 0, b_{0\omega} > 0, b_{1\omega}b_{2\omega} - b_{3\omega}b_{0\omega} > 0$ . Mit obigen Koeffizienten folgt daraus:

$$\begin{aligned} K_i &> 0 \\ U_{pwm}b_{2d} + G_{Vd0}a_{2d}K_p &> 0 \\ G_{Vd0}(a_{2d}K_i + a_{1d}K_p) &> 0 \\ G_{Vd0}K_p + U_{pwm} + G_{Vd0}K_i a_{1d} &> 0 \\ G_{Vd0}^2 K_i^2 a_{1d} a_{2d} + \left( (G_{Vd0}^2 a_{1d}^2 + G_{Vd0}^2 a_{2d}^2) K_p + U_{pwm} G_{Vd0} a_{2d} \right) K_i \\ + G_{Vd0}^2 K_p^2 a_{1d} + \left( U_{pwm} G_{Vd0} a_{1d} - b_{0\omega} G_{Vd0} a_{2d} \right) K_p - b_{0\omega} U_{pwm} b_{2d} &> 0 \end{aligned}$$

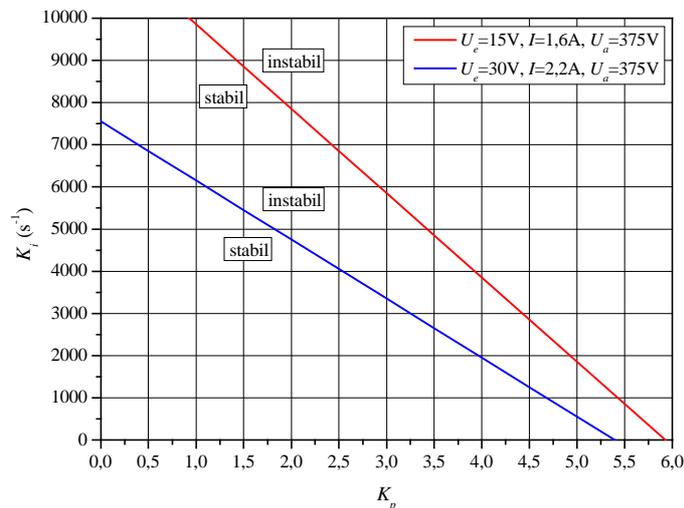
Aus den ersten vier Bedingungen folgt:  $K_p > 0, K_i > 0$ . Die Lösung der fünften Ungleichung ist:

$$K_i < \frac{-U_{pwm}a_{2d} + U_{pwm}b_{2d}}{2a_{2d}a_{1d}G_{Vd0}} - \frac{a_{1d}^2}{2a_{2d}a_{1d}}K_p - \sqrt{A_1}$$

mit

$$A_1 = U_{pwm}^2 a_{2d}^2 - 2U_{pwm}a_{2d}a_{1d}^2 G_{Vd0}K_p - 2U_{pwm}^2 a_{2d}b_{2d} + a_{1d}^4 G_{Vd0}^2 K_p^2 - 2K_p a_{1d}^2 b_{2d} G_{Vd0} U_{pwm} + U_{pwm}^2 b_{2d}^2 - 4a_{2d}a_{1d}^2 G_{Vd0}^2 K_p^2.$$

Wenn die drei oben genannten Bedingungen erfüllt sind, dann ist der geschlossene Regelkreis asymptotisch stabil. *Abb. 6.7* zeigt den berechneten Stabilitätsbereich des geschlossenen Regelkreises.



*Abb. 6.7:* Bereich stabiler Reglereinstellwerte für verschiedene Eingangsspannungen

Die Störeinflüsse in der Form von Eingangsspannungsänderungen sollen einen möglichst kleinen Einfluss auf den Istwert der Spannung haben. Deshalb soll der Regler für ein möglichst günstigstes Störungsverhalten entworfen werden. Für einen solchen Entwurf ist die Störübertragungsfunktion des Regelkreises erforderlich. Sie kann wie folgt berechnet werden:

$$G_Z(s) = \frac{G_{Vg}(s)}{1 + G_R(s)G_{Vd}(s) \frac{1}{U_{pwm}}} \quad (6.107)$$

Beim Einsetzen der Gl. (6.93) und (6.98) in die Gl. (6.107) wird die Störübertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises wie folgt ermittelt:

$$G_Z(s) = \frac{a_{5z}s^5 + a_{4z}s^4 + a_{3z}s^3 + a_{2z}s^2 + a_{1z}s}{b_{5z}s^5 + b_{4z}s^4 + b_{3z}s^3 + b_{2z}s^2 + b_{1z}s + b_{0z}} \quad (6.108)$$

mit Koeffizienten:  $a_{5z} = U_{pwm} G_{Vg0} b_{2d} a_{2d}$ ,  $a_{4z} = U_{pwm} G_{Vg0} b_{2d} a_{1g}$ ,

$a_{3z} = U_{pwm} G_{Vg0} b_{2d} + U_{pwm} G_{Vg0} a_{2g}$ ,  $a_{2z} = U_{pwm} G_{Vg0} a_{1g}$ ,  $a_{1z} = U_{pwm} G_{Vg0}$ ,

$b_{5z} = G_{Vd0} a_{2d} b_{2g} K_p + U_{pwm} b_{2d} b_{2g}$ ,  $b_{4z} = G_{Vd0} a_{1d} b_{2g} K_p + G_{Vd0} K_i a_{2d} b_{2g}$ ,

$b_{3z} = G_{Vd0} K_p b_{2g} + U_{pwm} b_{2g} + G_{Vd0} K_i a_{1d} b_{2g} + G_{Vd0} K_p a_{2d} + U_{pwm} b_{2g}$ ,

$b_{2z} = G_{Vg0} K_i b_{2g} + G_{Vd0} K_p a_{1d} + G_{Vd0} K_i a_{2d}$ ,  $b_{1z} = G_{Vd0} K_p + U_{pwm} + G_{Vd0} K_i a_{1d}$ ,

$b_{0z} = G_{Vd0} K_i$ .

Abb. 6.8 zeigt die berechneten Amplituden- und Phasengang der Störübertragungsfunktion für die in der Tab. 6.2 dargestellten Parameter der Übertragungsfunktionen des Wandlers.

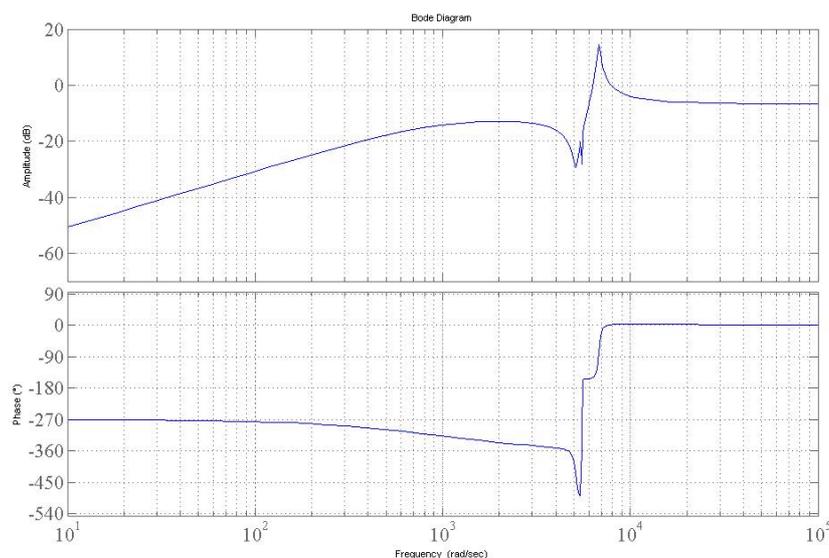


Abb. 6.8: Amplituden- und Phasengang der Störübertragungsfunktion ( $U_e=15V$ ;  $I=1,6A$ ;  $D=0,6$ )

Aus der Abb. 6.8 sieht man, dass die Störübertragungsfunktion im Niederfrequenzbereich (bis 1000 rad/s) als ein DT<sub>1</sub>-Glieder (differenzierend wirkendes Glied mit der Zeitverzögerung) mit der folgenden Übertragungsfunktion dargestellt werden kann:

$$G_Z(s) \approx \frac{a_{1z}s}{b_{1z}s + b_{0z}} \quad (6.109)$$

Die normierte Übertragungsfunktion dieses Gliedes ist:

$$G_Z(s) \approx \frac{a_{1z} \frac{b_{1z}}{b_{0z}} s}{b_{1z} \frac{b_{1z}}{b_{0z}} s + b_{0z}} \quad (6.110)$$

In der Gl. (6.110) wird die Überschwingweite der Ausgangsspannung bei einer sprungartigen Eingangsspannungsänderung wie folgt definiert:

$$e_{u_a} = \frac{a_{1z}}{b_{1z}} \Delta U_e \quad (6.111)$$

Die Ausregelzeit der Ausgangsspannung bei einer sprungartigen Eingangsspannungsänderung ist die Zeitkonstante des durch die Gl. (6.110) definierten  $DT_1$ -Gliedes:

$$t_{aus} = \frac{b_{1z}}{b_{0z}} \quad (6.112)$$

Beim Einsetzen der Parameter der durch die Gl. (6.108) definierten Übertragungsfunktion in die Gl. (6.111), (6.112) erhält man die Überschwingweite und Ausregelzeit der Ausgangsspannung und bei einer sprungartigen Eingangsspannungsänderung als Funktionen der Reglerparameter und Parameter der Übertragungsfunktionen des Wandlers:

$$e_{u_a} = \frac{U_{pwm} G_{Vg0} \Delta U_e}{G_{Vd0} (K_p + K_i a_{1d}) + U_{pwm}} \quad (6.113)$$

$$t_{aus} \approx \frac{G_{Vd0} (K_p + K_i a_{1d}) + U_{pwm}}{G_{Vd0} K_i} \quad (6.114)$$

*Abb. 6.9* zeigt die gemäß der Gl. (6.113) berechnete Überschwingweite der Ausgangsspannung als Funktion von den Reglerparametern bei einer sprungartigen Eingangsspannungsänderung. Man sieht, dass insbesondere die Erhöhung des Proportionalanteils die Auswirkung auf die Überschwingweite der Ausgangsspannung hat. Ein möglichst hoher Wert für den Proportionalanteil soll festgelegt werden, um die Überschwingweite der Ausgangsspannung zu verkleinern. Bei der Festlegung eines relativ hohen Wertes für den Proportionalanteil kann das Integralanteil aus Stabilitätsgründen nicht deutlich vergrößert werden, wie man aus *Abb. 6.7* sieht.

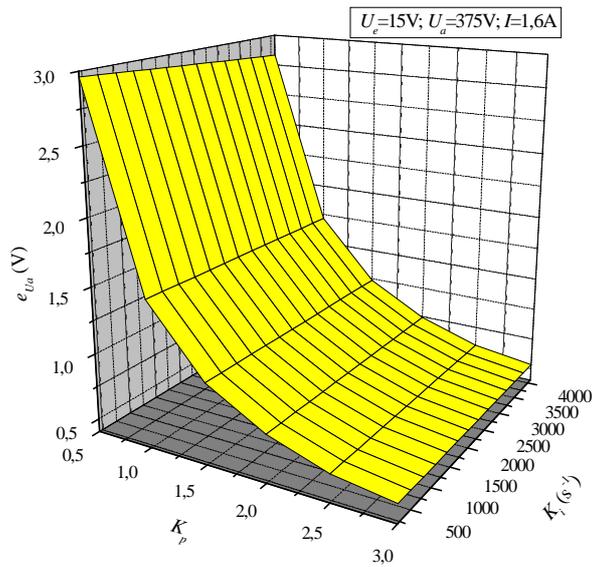


Abb. 6.9: Berechnete Abhängigkeit der Überschwingweite der Ausgangsspannung von den Reglerparametern bei einer sprungartigen Eingangsspannungsänderung von 15V bis 20V

Abb. 6.10 zeigt die gemäß der Gl. (6.114) berechnete Ausregelzeit der Ausgangsspannung in Abhängigkeit von den Reglerparametern bei einer sprungartigen Eingangsspannungsänderung.

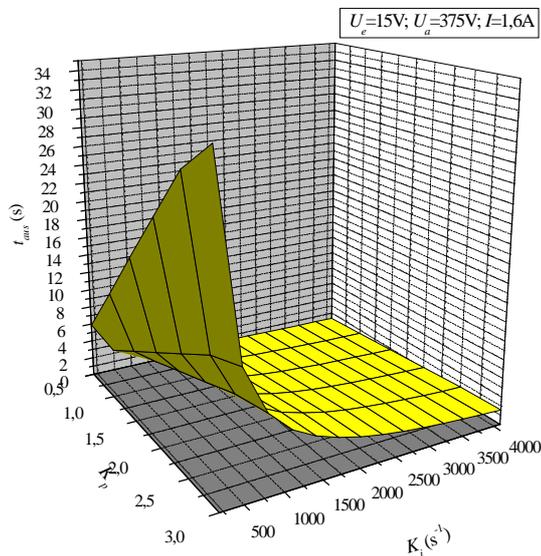
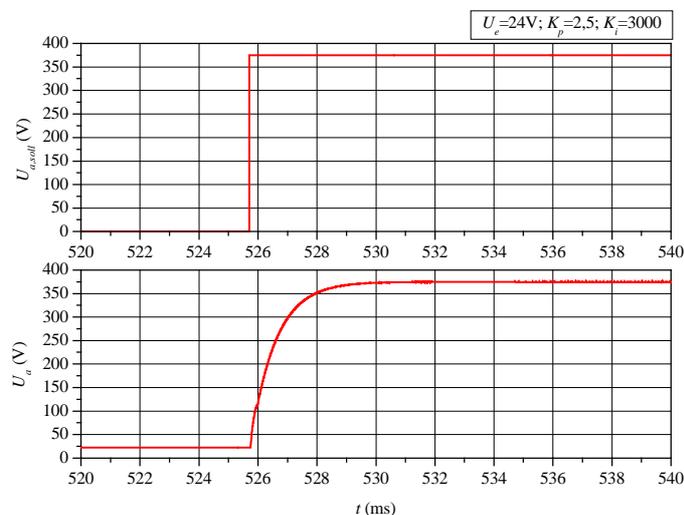


Abb. 6.10: Berechnete Abhängigkeit der Ausregelzeit der Ausgangsspannung von den Reglerparametern bei einer sprungartigen Eingangsspannungsänderung von 15V bis 20V

Die Abb. 6.10 zeigt, dass die Erhöhung des Integralanteils zu einer Verringerung der Ausregelzeit der Ausgangsspannung führt. Die Festlegung von  $K_p=2,5$  führt zu einer

relativ geringen Überschwingweite von 0,6V. Dabei kann das Integralanteil bis  $4000\text{ s}^{-1}$  vergrößert werden und der geschlossene Regelkreis ist im ganzen Bereich der Eingangsspannungsänderung stabil, wie man aus *Abb. 6.7* sieht. Das ist ausreichend, um die Ausregelzeit um die 2ms zu gewährleisten. Die folgenden Reglerparameter werden deshalb festgelegt:  $K_p=2,5$ ,  $K_i=3000\text{ s}^{-1}$ . *Abb. 6.11* zeigt die simulierte Ausgangsspannung bei einem Sollwertsprung von 0 auf 375V und einer Eingangsspannung von 24V, die nah an der Leerlaufspannung der BZ von 30V liegt. Bei einem Sollwert von 0V sind die Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  ausgeschaltet. Der Kondensator  $C_c$  wird aufgeladen, bis die Spannung über diesem Kondensator die Eingangsspannung erreicht hat. Danach ist die Spannung über den Kondensator  $C_c$  konstant vor der sprunghaften Sollwertänderung von 0 auf 375V. Man kann aus *Abb. 6.11* entnehmen, dass die Ausgangsspannung relativ langsam dem Sollwert folgt, weil der Regler für die optimale Ausregelung von Störungen dimensioniert wurde. Das relativ langsame Führungsverhalten ist im betrachteten Fall nicht wichtig, weil die Sollwertänderung nur beim Einschalten der Schaltung auftritt.



*Abb. 6.11:* Simulierte Sollwert und Istwert der Ausgangsspannung bei einem Sollwertsprung von 0 auf 375V

*Abb. 6.12* zeigt die simulierten Ausgangsspannung und Laststrom bei einer sprunghaften Eingangsspannungsänderung. Man sieht, dass die Ausgangsspannung mit einer Überschwingweite von 0,6V und einer Ausregelzeit von 2ms dem Sollwert folgt. Das entspricht den berechneten Werten in *Abb. 6.9*, *Abb. 6.10*.

## 6 Regelung des erweiterten Durchflusswandlers

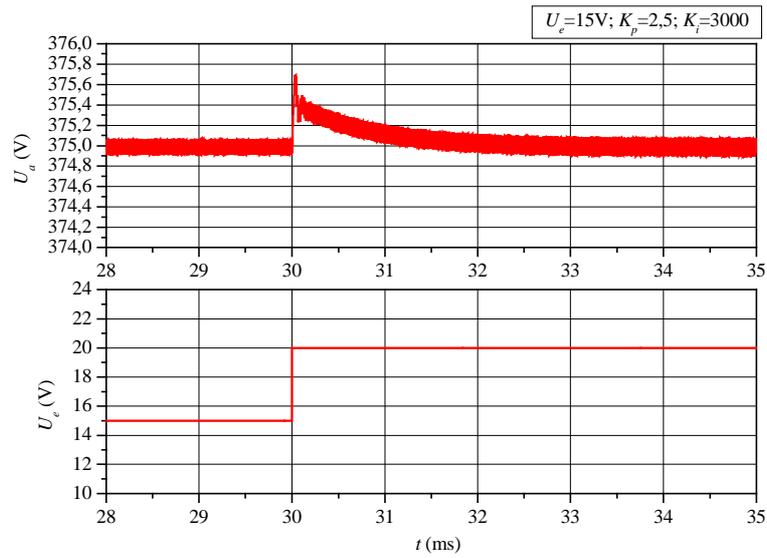


Abb. 6.12: Simulierte Ausgangsspannung und Eingangsspannung bei einer sprungartigen Eingangsspannungsänderung von 15V bis 20V

Abb. 6.13 zeigt die simulierte Ausgangsspannung und Laststrom bei einer sprungartigen Laststromänderung. Die Überschwingweite der Ausgangsspannung von 0,25V und eine Ausregelzeit von 2ms sind bei der praktischen Realisierung zu erwarten.

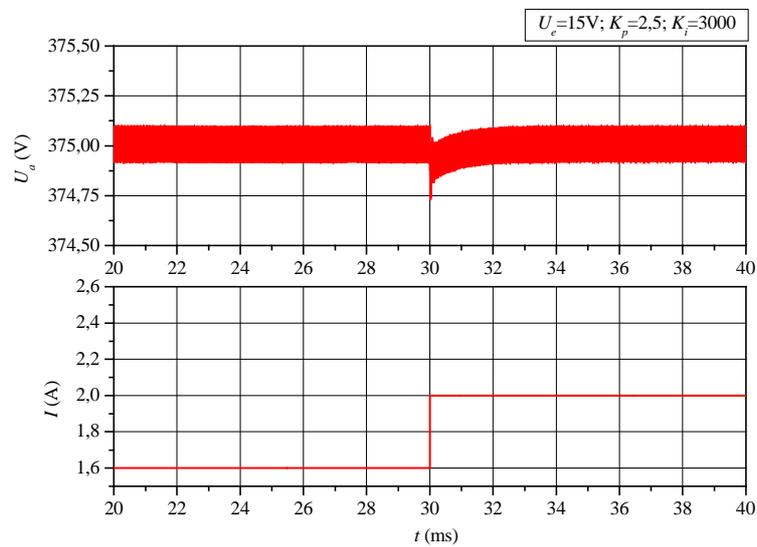


Abb. 6.13: Simulierte Ausgangsspannung und Laststrom bei einem Lastsprung von 1,6A auf 2A

## 7 Praktische Realisierung des erweiterten Durchflusswandlers

### 7.1 Überblick über den gesamten Aufbau

Im Kapitel 7 werden der prinzipielle Aufbau des erweiterten Durchflusswandlers sowie entsprechende Messergebnisse dargestellt. Im Anhang 7 wird der Aufbau gezeigt und detaillierter beschrieben. Die Ziele der praktischen Realisierung sind:

- Nachweis der Funktionsweise der Schaltung,
- Vergleich der gemessenen und berechneten stationären Kennlinien,
- Nachweis der Funktionsweise der Schaltung im geregelten Betrieb.

Abb. 7.1 zeigt den Schaltplan des gesamten Aufbaus.

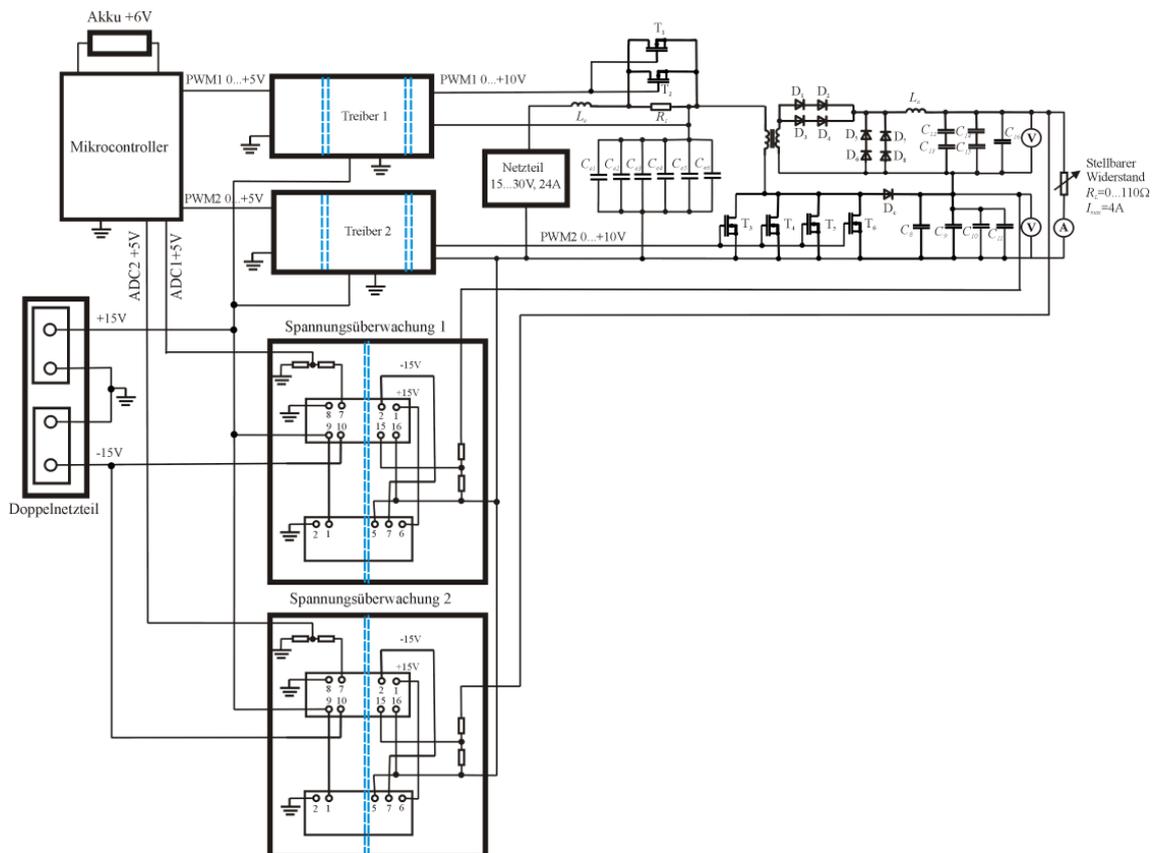


Abb. 7.1: Schaltplan des gesamten Aufbaus

Der Aufbau besteht prinzipiell aus zwei Teilen:

- Leistungsteil,
- Ansteuerelektronik.

Der Leistungsteil besteht aus folgenden Komponenten:

- Netzteil für die Spannungsversorgung,
- Schaltung des erweiterten Durchflusswandlers,
- Lastwiderstand,
- Messgeräte.

Die Ansteuerelektronik besteht aus folgenden Komponenten:

- Doppelnetzteil,
- Mikrocontroller,
- zwei Spannungsüberwachungseinheiten,
- zwei Treiber.

### 7.2 Aufbau der Ansteuereinheit

Das Steuerungsalgorithmus ist mit Hilfe eines 16-Bit-Mikrocontrollers von FUJITSU des Typs MB90F352 programmiert worden. Für die Untersuchung des stationären Verhaltens wird im Programm ein bestimmtes festes Tastverhältnis für den Transistor  $T_1$  vorgegeben. Für den geregelten Betrieb wurde im Mikrocontroller eine Regelung programmiert. *Abb. 7.2* zeigt den Programmablaufplan der Regelung. Beim Einschalten der Schaltung wird zuerst der Kondensator  $C_c$  aufgeladen. Die Spannung am Kondensator  $C_c$  wird mit Hilfe der Spannungsüberwachungseinheit 1 mit der Abtastfrequenz von 20kHz überwacht. Um zu überprüfen, ob die Spannung über den Kondensator  $C_c$  ihren stationären Wert erreicht hat, wird im Programm die Differenz zwischen der erfassten Spannung im aktuellen Schritt und im vorherigen Schritt gebildet. Wenn die Differenz kleiner als die im Programm vorgegebene Zahl ist, hat die Spannung am Kondensator  $C_c$  ihren stationären Wert erreicht. Im nächsten Schritt wird die erfasste Spannung am Kondensator  $C_c$  mit der zulässigen Änderung der Eingangsspannung verglichen. Wenn sie in diesem Bereich liegt, wird der Sollwert von 0 auf 375V geändert und der Transistor  $T_2$  wird eingeschaltet. Im Folgenden wird das Regleralgorithmus des programmierten PI-Reglers beschrieben.

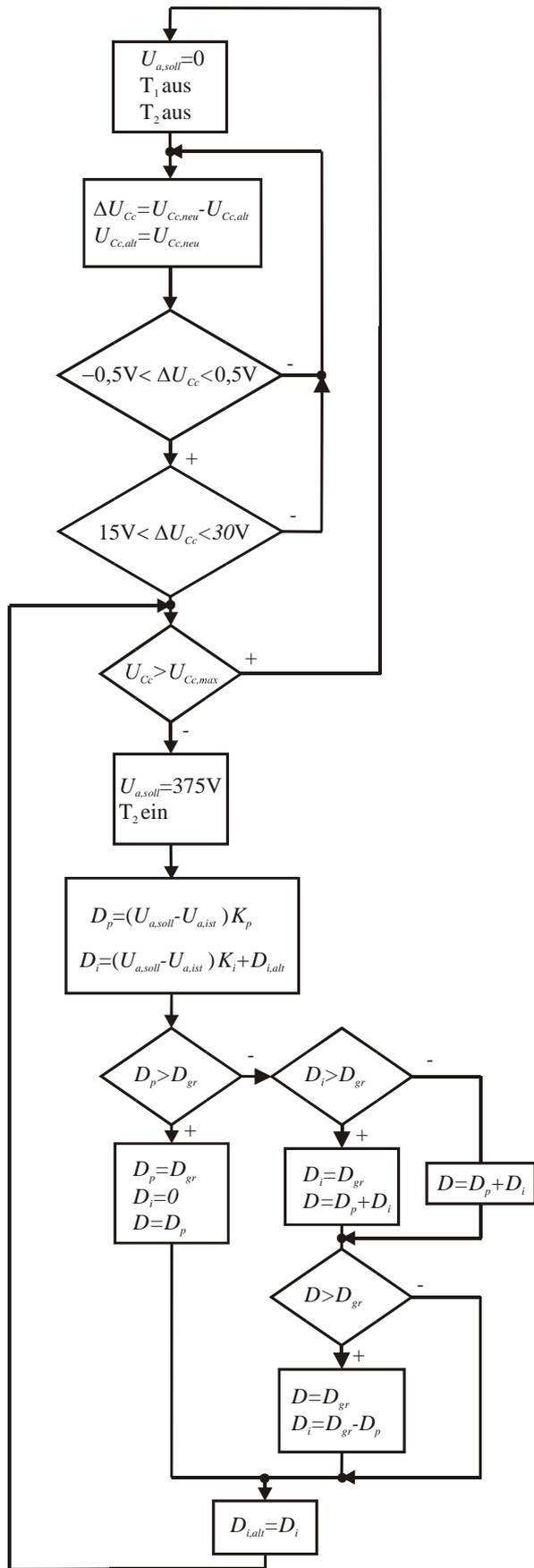


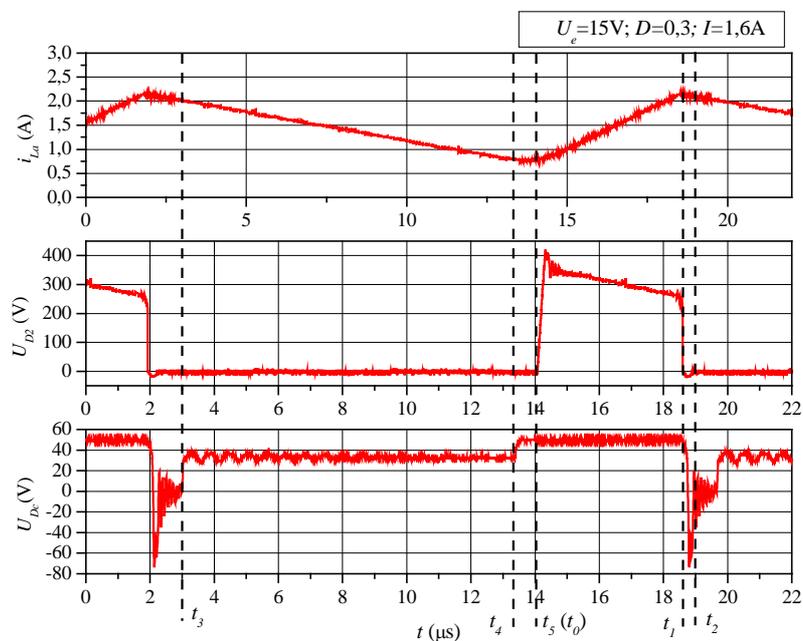
Abb. 7.2: Programmablaufplan der Regelung

Die Spannung am Kondensator  $C_a$  wird mit Hilfe der Spannungsüberwachungseinheit 2 mit der Abtastfrequenz von 20kHz überwacht. Die überwachte Spannung wird mit einem Sollwert, der als eine feste Zahl im Programm definiert ist, verglichen. Die Differenz wird mit einem Proportionalkoeffizient des PI-Reglers und einem Integralkoeffizient multipliziert. Das Ergebnis ist das Ausgangssignal des Reglers. Dieses Signal wird durch das Programm begrenzt. Das Ausgangssignal des Integrators des PI-Reglers ist ebenfalls begrenzt. Dadurch wird das Tastverhältnis begrenzt mit dem Ziel, dass das Tastverhältnis im zulässigen Bereich von 0 bis zum Maximalwert bleibt.

## 7.3 Messergebnisse

### 7.3.1 Funktionsweise

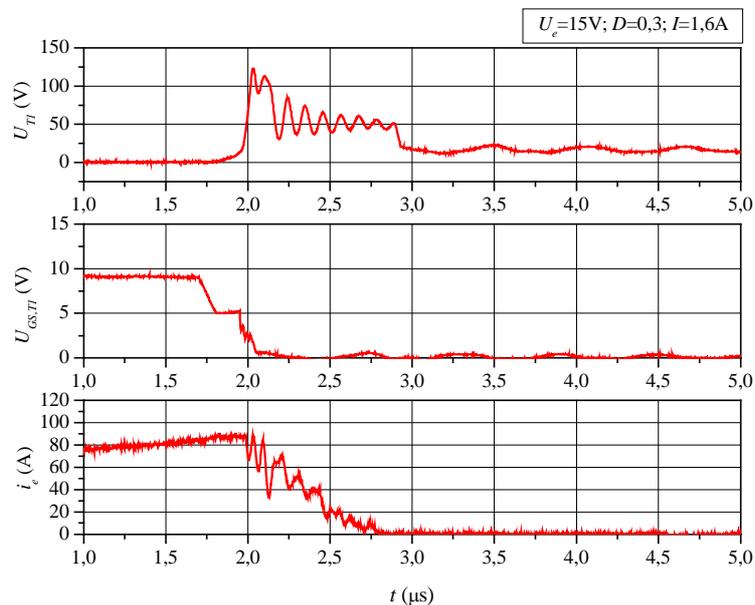
Für den Nachweis der Funktionsweise der Schaltung werden die ausgewählten Verläufe der Ströme und Spannungen über die Leistungshalbleiter gemessen. *Abb. 7.3* zeigt die gemessenen Strom- und Spannungsverläufe laut der Schaltung des erweiterten Durchflusswandlers in *Abb. 5.16*. Die in *Abb. 7.3* gezeigten Verläufe erkennt man in der Theorie aus der *Abb. 5.17*.



*Abb. 7.3:* Gemessene Strom durch die Drossel  $L_m$ , Spannungen über die Dioden  $D_2$  und  $D_c$  des erweiterten Durchflusswandlers

Die Unterschiede erkennt man in den etwas anderen Werten der Sperrspannung über die Diode  $D_c$  und etwas längeren Kommutierungszeiten bei den gemessenen Verläufen. Die Höhe der Sperrspannung über die Diode  $D_c$  ist von der Spannung über den Kondensator  $C_c$  abhängig. Die Kommutierungszeiten sind die Funktionen von der Spannungen über die Kondensatoren  $C_c$  und  $C_a$ . Die oben genannten Unterschiede zwischen den gemessenen und simulierten Verläufen können sich wegen der Unterschiede zwischen den gemessenen und simulierten Spannungen über die Kondensatoren  $C_c$  und  $C_a$  ergeben. Der gemessene Strom durch die Drossel  $L_a$  ist etwas kleiner als der durch Simulation ermittelte Strom. Der mögliche Grund dafür ist, dass nur die Leitverluste in den Leistungshalbleitern im Simulationsmodell berücksichtigt werden. Wegen der Schaltverluste wird weniger Leistung zum Ausgang übertragen, als in der Simulation.

Die in *Abb. 7.4* dargestellten gemessenen Verläufe der Spannung über einen MOSFET des Schalters  $T_1$  und des Stroms durch die primäre Wicklung des Transformators entsprechen qualitativ den im theoretischen Teil simulierten Verläufen, *Abb. 5.18*.

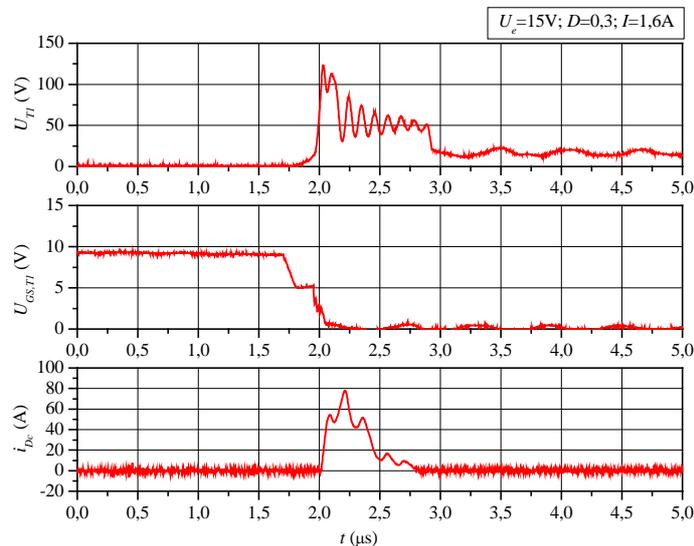


*Abb. 7.4:* Gemessene Strom durch die primäre Wicklung des Transformators, Gate-Source-Spannung eines MOSFETs des Schalters  $T_1$  und die Sperrspannung über den MOSFET des Schalters  $T_1$  beim Ausschalten des Schalters  $T_1$

Man sieht aus den Messergebnissen den in der Theorie dargestellten Kommutierungsvorgang des Stroms vom Zweig mit der Diode  $D_1$  in den Zweig mit der Diode  $D_2$ , *Abb. 5.18*. *Abb. 7.5* zeigt die gemessenen Strom durch die Diode  $D_c$ , die

Spannung über einen MOSFET des Schalters  $T_1$  und die Gate-Source-Spannung eines MOSFET des Schalters  $T_1$ . Man sieht, dass der Strom durch die Diode  $D_c$  zum Zeitpunkt des Abschaltens des Transistors  $T_1$  zunächst ansteigt. Das ist die Kommutierungsphase des Stroms vom Zweig mit den MOSFETs während des Abschaltens des Schalters  $T_1$  in den Zweig mit der Diode  $D_c$ . Wegen dieser Kommutierungsphase fließen der Strom durch die MOSFET und der Strom durch die Diode  $D_c$  im Kreis  $T_1$ - $D_c$ - $C_c$ . Der Strom über die MOSFET fällt ab und der Strom über die Diode  $D_c$  steigt an. Die Änderung des Stroms durch die parasitäre Induktivität dieses Kommutierungskreises ruft den Spannungsabfall hervor, welcher als Überspannung am Transistor  $T_1$  zu sehen ist. Diese Überspannung sieht man nicht aus den Simulationsergebnissen, *Abb. 5.18*, weil ein idealer Schalter  $T_1$  in der Simulation verwendet wurde.

Wenn der gemessene Strom durch den Schalter Null geworden ist, sind der Strom durch die primäre Wicklung und der Strom durch die Diode  $D_c$  gleich. Da der Strom durch die Diode  $D_1$  bis Null abfällt, fällt auch der Strom durch die primäre Wicklung des Transformators, der durch die Diode  $D_c$  fließt, bis er dem Magnetisierungsstrom entspricht.



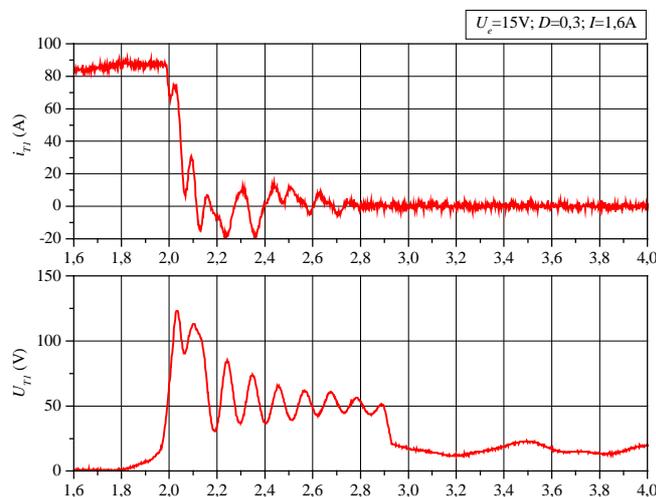
*Abb. 7.5:* Gemessener Strom durch die Diode  $D_c$ , Gate-Source-Spannung des MOSFET des Schalters  $T_1$  und die Sperrspannung über den MOSFET des Schalters  $T_1$  beim Ausschalten des Schalters  $T_1$

Die Spannung über den Schalter  $T_1$  ist während des Zeitabschnittes, in dem die Diode  $D_c$  leitet, auf die Spannung des Kondensators  $C_c$  geklemmt. Nach dem Zeitpunkt, zu

dem der Strom durch die primäre Wicklung und der Magnetisierungsstrom gleich geworden sind, fällt der Magnetisierungsstrom, der weiter durch die Diode  $D_c$  fließt, bis Null ab. Dann ist die Entmagnetisierungsphase abgeschlossen und die Sperrspannung am Transistor nimmt den Wert der Eingangsspannung an.

### 7.3.2 Schaltverhalten der MOSFET und der Gesamtwirkungsgrad

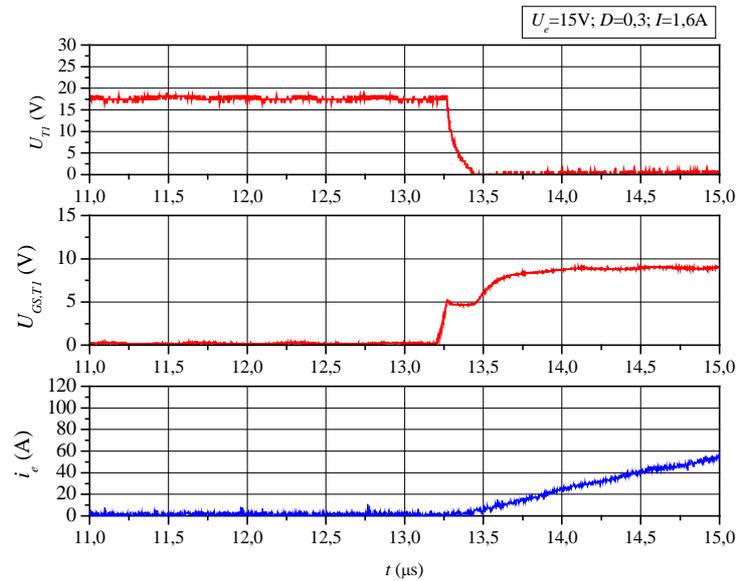
Die Schaltverluste müssen messtechnisch ermittelt werden, weil die Theorie Schaltverluste nicht berücksichtigt. Für die Ermittlung der Schaltverluste wird der Strom durch den Schalter  $T_1$ , der aus vier parallelgeschalteten MOSFET besteht, bestimmt. Die gleichzeitig gemessene Strom durch die primäre Wicklung des Transformators, Spannung der MOSFET des Schalters  $T_1$  und Gate-Source-Spannung der MOSFET des Schalters  $T_1$  wurden in *Abb. 7.4* dargestellt. Der Strom durch die Diode  $D_c$ , die Sperrspannung der MOSFET und die Gate-Source-Spannung der MOSFET des Schalters  $T_1$  wurden ebenfalls gleichzeitig gemessen. Die entsprechenden Messergebnisse zeigte *Abb. 7.5*. Der aus der Differenz zwischen dem Strom durch die primäre Wicklung des Transformators und dem Strom durch die Diode  $D_c$  ermittelte Strom durch den Schalter  $T_1$  ist in *Abb. 7.6* dargestellt.



*Abb. 7.6:* Ermittelter Strom durch den Schalter  $T_1$  und gemessene Sperrspannung des MOSFET des Schalters  $T_1$  ( $E_{sw}=690\mu J$ )

Aus der Sperrspannung der MOSFET des Schalters  $T_1$  und dem Strom durch den Schalter  $T_1$  wurden die gesamten Ausschaltverluste für die MOSFET des Schalters  $T_1$  ermittelt. Die Ausschaltverluste sind erheblich, wie man sieht, weil der Strom bei der

vollen Sperrspannung des Transistors abfällt. Der größte Anteil der Ausschaltverluste entsteht wegen der Überspannung über den MOSFET des Schalters  $T_1$ , weil der Transistorstrom während des Zeitabschnittes, in dem diese Überspannung entsteht, noch relativ hoch ist. *Abb. 7.7* zeigt das gemessene Einschaltverhalten des MOSFET.



*Abb. 7.7:* Gemessene Drain-Source-Spannung und Gate-Source-Spannung des MOSFETs vom Schalter  $T_1$  und der Strom durch die primäre Wicklung des Transformators beim Einschalten des Schalters  $T_1$

Man sieht, dass die Drain-Source-Spannung über den MOSFET des Schalters  $T_1$  beim Einschalten bei einer konstanten Gate-Source-Plateauspannung abfällt. Der Strom durch die primäre Wicklung des Transformators beginnt erst anzusteigen, nachdem die Spannung über den MOSFET Null geworden ist. Zu diesem Zeitpunkt erreicht die Gate-Source-Spannung +10V. Das ist auf die Streuinduktivität des Transformators zurückzuführen. Die Einschaltverluste für einen solchen Schaltvorgang sind vernachlässigbar.

*Abb. 7.8* zeigt die ermittelten Ausschaltverluste für die MOSFET des Schalters  $T_1$  aufgrund der gemessenen Verläufe der Transistorspannung und der Sperrspannung am Transistor. Man sieht, dass die Schaltverluste bei einem bestimmten Tastverhältnis mit der Erhöhung des Laststroms ansteigen. Der maximale Strom, bei dem der Transistor abgeschaltet wird, wird höher. Dadurch wird auch die Überspannung am Transistor höher. Die Schaltverluste sind dem maximalen Transistorstrom und der Sperrspannung des Transistors proportional. Das ist die Ursache für die Steigerung der Schaltverluste

## 7 Praktische Realisierung des erweiterten Durchflusswandlers

mit dem Laststrom. Eine weitere wichtige Erkenntnis ist ein Anstieg der Schaltverluste bei einem bestimmten Laststrom mit der Erhöhung des Tastverhältnisses. Ein Grund dafür ist, dass der maximale Strom durch den Transistor  $T_1$  bei einem bestimmten Laststrom mit der Erhöhung des Tastverhältnisses höher wird.

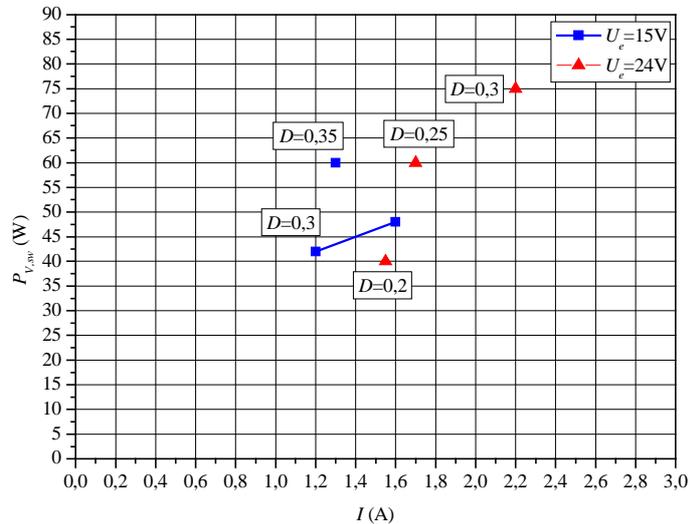


Abb. 7.8: Messtechnisch ermittelte gesamte Schaltverluste in den MOSFET des Schalters  $T_1$  in Abhängigkeit vom Laststrom und Tastverhältnis

Der Gesamtwirkungsgrad konnte aus dem gemessenen mittleren Strom durch die Drossel  $L_e$ , dem gemessenen Laststrom sowie Eingangs- und Ausgangsspannung für bestimmte Arbeitspunkte berechnet werden. Abb. 7.9 zeigt die Ergebnisse.

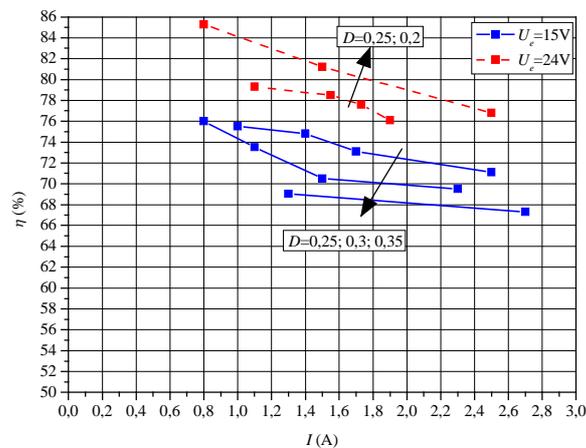


Abb. 7.9: Messtechnisch ermittelter Gesamtwirkungsgrad des erweiterten Durchflusswandlers bei verschiedenen Eingangsspannungen in Abhängigkeit vom Laststrom und Tastverhältnis

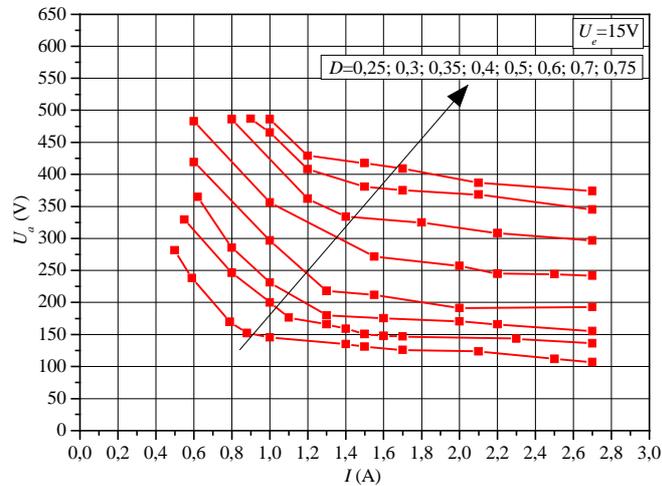
Der Wirkungsgrad der Schaltung ist mit der Verkleinerung des Laststroms bei einem bestimmten Tastverhältnis günstiger, weil die Leitverluste mit der Verringerung des Maximalstroms des Transistors kleiner werden. Die Schaltverluste werden mit der Verringerung des Maximalstroms auch geringer, weil die Spannung am Transistor im Lastbereich von 0,8A bis 1,2A noch relativ schwach ansteigt. Die Leitverluste und Schaltverluste steigen bei einem bestimmten Tastverhältnis mit der Erhöhung des Laststromes an. Deshalb fällt der Wirkungsgrad mit der Erhöhung des Laststroms ab. Mit der Erhöhung des Tastverhältnisses bei einer konstanten Last wird der Wirkungsgrad etwas schlechter, weil die Schaltverluste und Leitverluste mit der Erhöhung der Sperrspannung über die MOSFET des Schalters  $T_1$  beim Ausschalten und mit der Erhöhung des Maximalstroms durch den Transistor  $T_1$  höher sind. Mit der Verringerung der Eingangsspannung werden die Leitverluste geringer. Deshalb verbessert sich der Wirkungsgrad mit der Verkleinerung der Eingangsspannung. Die gemessenen Werte für den Wirkungsgrad sind etwas niedriger als die Werte, die sich aus der Summe der gemessenen Schaltverluste (*Abb. 7.8*) und der berechneten gesamten Leitverluste in den Transistoren (*Abb. 5.26*) ergeben. Diese Differenz entsteht wegen der beim praktischen Aufbau entstehenden Leitverluste und Schaltverluste in den Dioden, Verlusten im Transformator, ohmschen Verlusten im Eingangsfiler, Ansteuerverlusten.

### 7.3.3 Stationäre Kennlinien

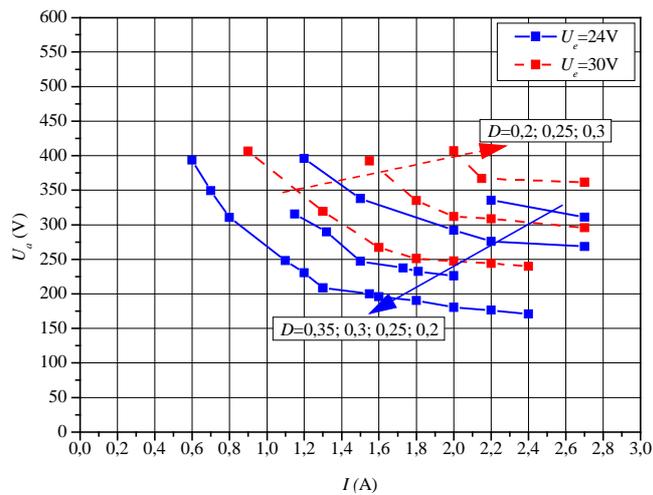
Die *Abb. 7.10* zeigt die gemessene Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Laststrom bei verschiedenen Eingangsspannungen im Bereich von 15V bis 30V. Beim Vergleich von in *Abb. 7.10* dargestellten Kennlinien mit den berechneten Kennlinien in *Abb. 5.27* wurde festgestellt, dass die gemessene Ausgangsspannung niedriger als die berechnete ist. Ein Grund dafür ist, dass die Schaltverluste in der Theorie nicht berücksichtigt wurden. *Abb. 7.8* zeigte die gemessenen Schaltverluste. Der Unterschied beträgt z.B. bei  $U_e=15V$  im Arbeitspunkt ( $D=0,3$ ,  $I=1,2A$ ) 39V. Beim einem Laststrom von 1,2A entspricht diese Spannung der Leistung von 46,8W, die zum Ausgang wegen der Schaltverluste und anderen Verluste beim praktischen Aufbau nicht übertragen wird. Man erkennt aus der *Abb. 7.8*, dass die gemessenen Schaltverluste bei der Eingangsspannung von 15V im Nennarbeitspunkt ( $D=0,3$ ,  $I=1,2A$ ) 42W betragen. Der Unterschied zwischen der gemessenen und berechneten Ausgangsspannung ist davon

## 7 Praktische Realisierung des erweiterten Durchflusswandlers

abhängig, wie sich die Schaltverluste, Leitverluste und sonstige Verluste bei verschiedenen Lastströmen ändern.



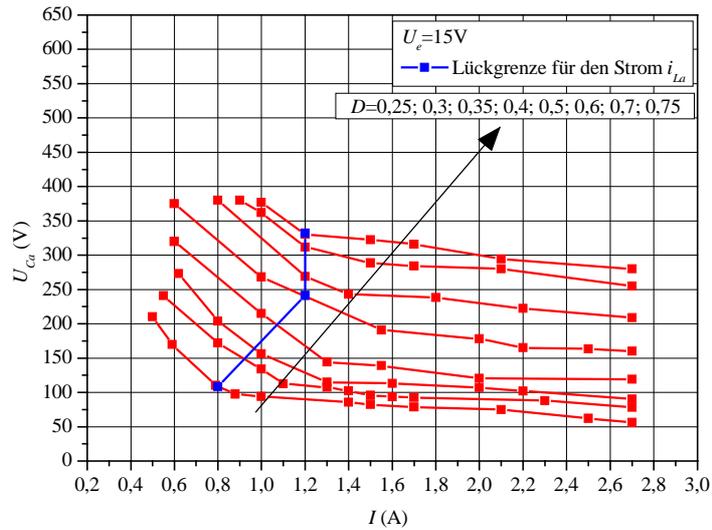
A)



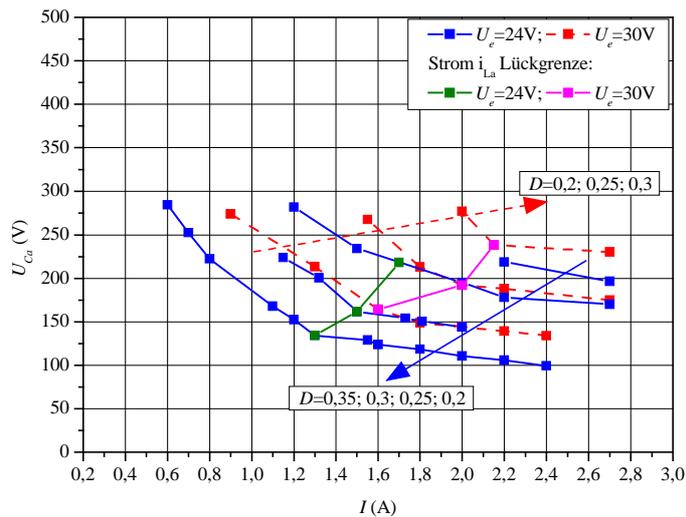
B)

Abb. 7.10: Gemessene Ausgangsspannung des erweiterten Durchflusswandlers als Funktion des Laststroms bei verschiedenen Tastverhältnissen und Eingangsspannungen

Die Abb. 7.11 zeigt die gemessenen Spannungen am Kondensator  $C_a$  in Abhängigkeit vom Laststrom bei verschiedenen Eingangsspannungen im Bereich von 15V bis 30V. Beim Vergleich von in Abb. 7.11 dargestellten Kennlinien mit den berechneten Kennlinien in Abb. 5.22 wurde festgestellt, dass die gemessene Spannung über den Kondensator  $C_a$  etwas niedriger als die berechnete ist.



A)

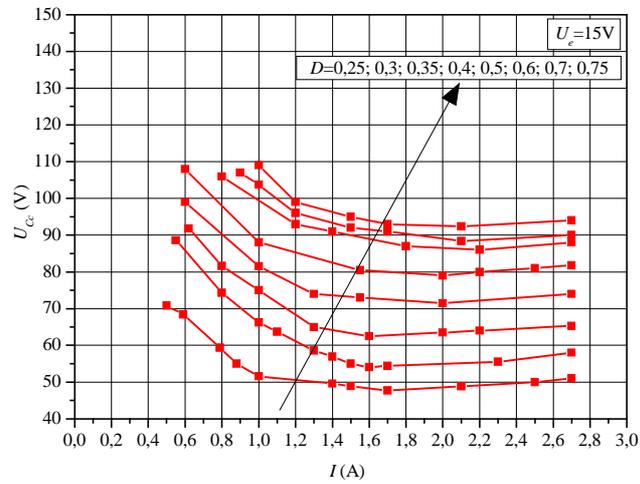


B)

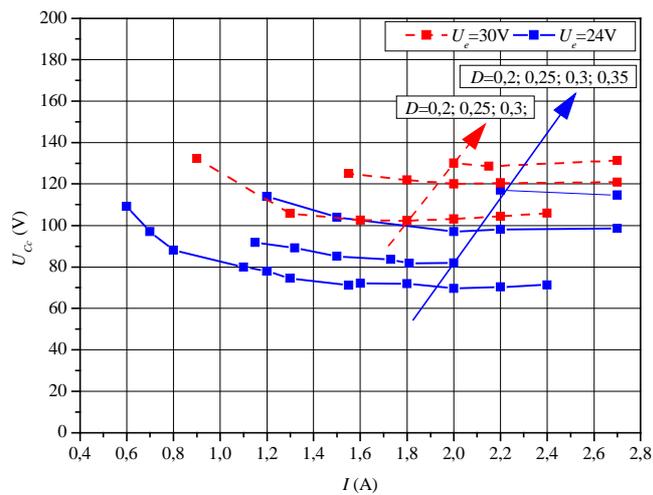
Abb. 7.11: Gemessene Spannung am Kondensator  $C_a$  als Funktion des Laststroms bei verschiedenen Tastverhältnissen und Eingangsspannungen

Die Abb. 7.12 zeigt die gemessenen Spannungen am Kondensator  $C_c$  in Abhängigkeit vom Laststrom bei verschiedenen Eingangsspannungen im Bereich von 15V bis 30V. Beim Vergleich von in Abb. 7.12 dargestellten Kennlinien mit den berechneten Kennlinien in Abb. 5.23 wurde festgestellt, dass die gemessene Spannung über den Kondensator  $C_c$  etwas niedriger als die berechnete ist. Der Unterschied zwischen den gemessenen und berechneten Spannungen über die Kondensatoren  $C_c$  und  $C_a$  ist von der

Summe der Leitverluste in den Transistoren  $T_1$  und  $T_2$ , den Schaltverlusten im Transistor  $T_1$  und von den sonstigen Verlusten abhängig.



A)



B)

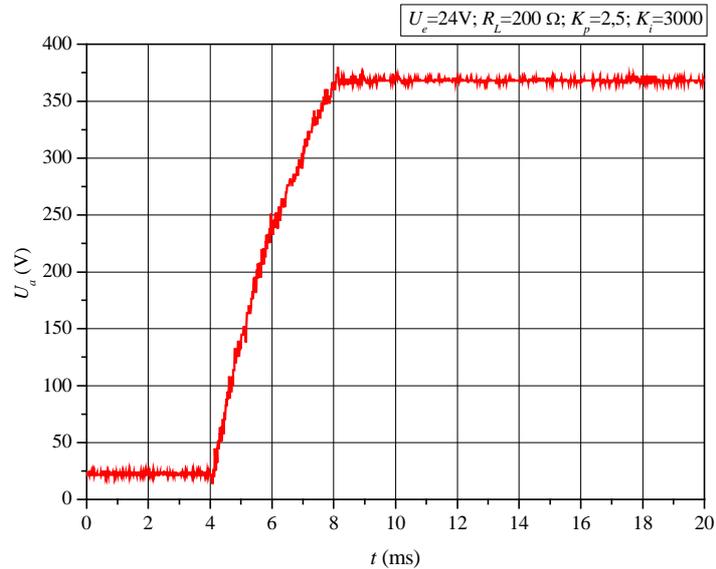
Abb. 7.12: Gemessene Spannung am Kondensator  $C_c$  als Funktion des Laststromes bei verschiedenen Tastverhältnissen und Eingangsspannungen

### 7.3.4 Regelung

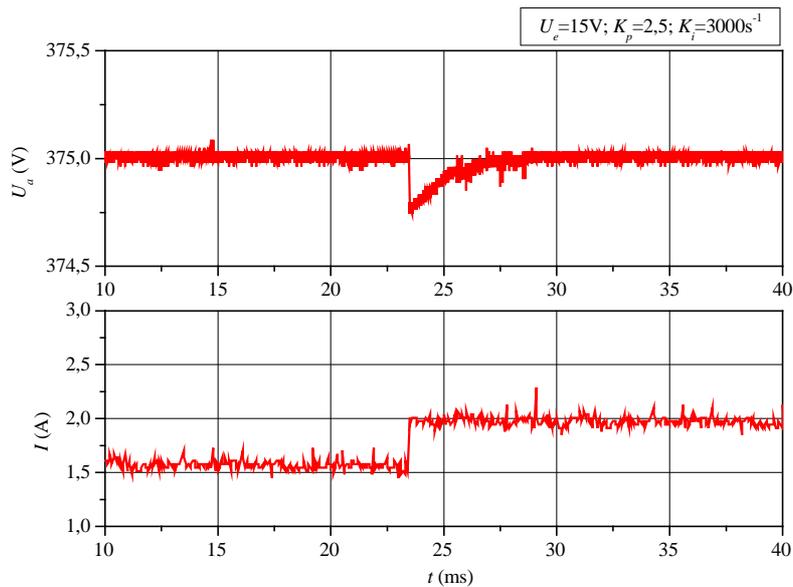
Die Funktionsweise der Regelung wurde mit Hilfe der Messung der Ausgangsspannung bei einem Sollwertsprung und einem Sollwertabwurf nachgewiesen. Abb. 7.13 zeigt die gemessene Ausgangsspannung bei einer sprungartigen Sollwertänderung von 0 auf 375V. Die Messergebnisse stimmen qualitativ mit den entsprechenden

## 7 Praktische Realisierung des erweiterten Durchflusswandlers

Simulationsergebnissen, *Abb. 6.11*, sehr gut überein. Der quantitative Unterschied ist, dass die gemessene Ausgangsspannung etwas schneller als die simulierte Ausgangsspannung dem Sollwert folgt.

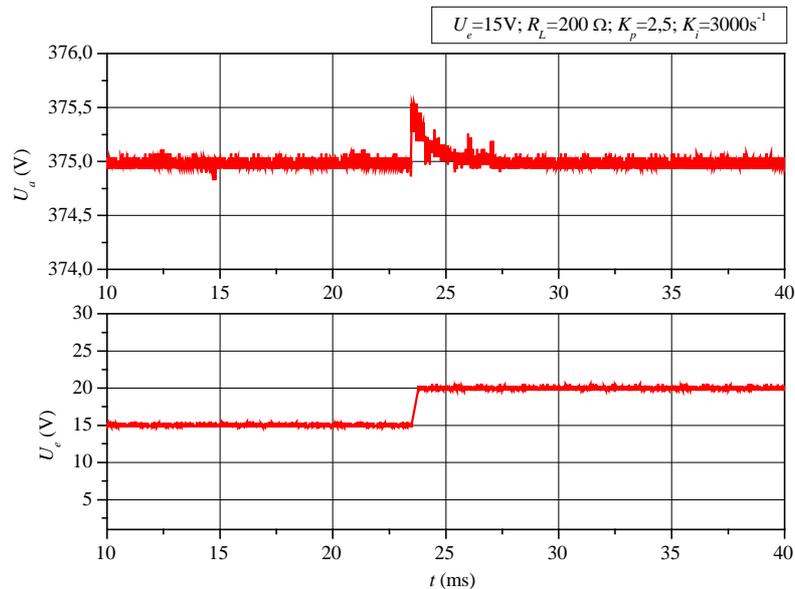


*Abb. 7.13:* Gemessene Ausgangsspannung bei einer sprungartigen Sollwertänderung von 0V bis 375V  
Die gemessene Ausgangsspannung und Laststrom bei einem Lastsprung sind in *Abb. 7.14* dargestellt.



*Abb. 7.14:* Gemessene Ausgangsspannung und Spannung und Laststrom bei einer sprungartigen Laststromänderung

Man sieht, dass die Ausgangsspannung sehr schnell ohne Überschwingung auf 375V ausgeregelt wird. Die Messergebnisse stimmen qualitativ mit den entsprechenden Simulationsergebnissen, *Abb. 6.13*, sehr gut überein. Der quantitative Unterschied ist, dass die gemessene Ausregelzeit etwas größer als bei der Simulation ist. Ein Grund für die Unterschiede zwischen den Simulations- und Messergebnissen könnte darin liegen, dass das regelungstechnische Modell die parasitäre Induktivität des Kommutierungskreises  $T_1$ - $D_c$ - $C_c$  nicht berücksichtigt. Diese Induktivität hat einen Einfluss auf das dynamische Verhalten des Wandlers bei Sollwertänderungen und Laständerungen. Die gemessenen Ausgangsspannung und Spannung über den Filterkondensator  $C_e$  (siehe *Abb. 5.8*) bei einer sprungartigen Eingangsspannungsänderung sind in *Abb. 7.15* dargestellt.



*Abb. 7.15: Gemessene Ausgangsspannung und Spannung über den Kondensator  $C_e$  bei einer sprungartigen Eingangsspannungsänderung*

Die gemessene Ausgangsspannung stimmt mit der simulierten in *Abb. 6.12* gut überein. Die parasitäre Induktivität des Kommutierungskreises  $T_1$ - $D_c$ - $C_c$  hat voraussichtlich nicht so starken Einfluss auf das dynamische Verhalten des Wandlers bei Eingangsspannungsänderungen.

## 8 Zusammenfassung

Die Brennstoffzelle stellt mit ihrem hohen Wirkungsgrad und ihrem modularen Aufbau eine attraktive Option für die Verwendung in einem dezentralen Energieversorgungssystem dar. Eine wichtige Komponente des dezentralen Energieversorgungssystems sind die leistungselektronischen Stellglieder für die Einspeisung der elektrischen Energie aus der Brennstoffzelle in das dreiphasige Netz.

Die leistungselektronischen Stellglieder können aus einem unidirektionalen DC/DC-Wandler und einem nachgeschalteten Wechselrichter realisiert werden. Die Entwicklung des DC/DC-Wandlers mit einem möglichst geringeren Bauelemente- und Steuerungsaufwand für diese leistungselektronischen Stellglieder und die Anpassung des DC/DC-Wandlers an die Eigenschaften der Brennstoffzelle war das Ziel dieser Arbeit.

Im Abschnitt 4 werden die ausgewählten DC/DC-Wandlerschalungstopologien hinsichtlich des Aufwandes für die Realisierung, elektrischen Beanspruchungen der Bauelemente und des Wirkungsgrades verglichen. Die Ergebnisse haben gezeigt, dass die günstigste Schaltungstopologie der stromgespeiste Vollbrückenwandler ist. Die Nachteile dieser Schaltung sind ein relativ hoher Bauelemente- und Ansteuerungsaufwand. Deshalb besteht ein Bedarf an einer neuen Schaltung, die durch einen geringen Bauelementeaufwand gekennzeichnet ist. In dieser Arbeit wird eine neue DC/DC-Wandlerschaltung vorgeschlagen. Der erweiterte Durchflusswandler konnte aus der Schaltung des Durchflusswandlers mit einem Transistor abgeleitet werden. Der Vorteil dieser Schaltung gegenüber dem stromgespeisten Vollbrückenwandler ist, dass keine zusätzliche Clamping-Schaltung für die Begrenzung der Überspannung, die am Transistor wegen den Streuinduktivitäten des Transformators entsteht, erforderlich ist. Allerdings gewährleistet der erweiterte Durchflusswandler keine galvanische Trennung, obwohl er einen isolierten Transformator enthält. Die variable Spannung von zwei seriell geschalteten Brennstoffzellen mit einem geerdeten Mittelpunkt wird mit Hilfe von zwei erweiterten Durchflusswandlern in eine stabile Zwischenkreisspannung für den Wechselrichter umgewandelt.

Um die Entwicklung der Schaltung theoretisch zu begleiten, wurde eine mathematische Analyse des stationären Verhaltens der Schaltung durchgeführt. Diese Analyse hat gezeigt, dass die Streuinduktivität des Transformators minimiert werden muss, um Bauelemente einer möglichst niedrigen Spannungsklasse für den Haupttransistor einsetzen zu können. Deshalb ist eine der wichtigsten Aufgaben beim Aufbau die Minimierung der Streuinduktivitäten des Transformators. Die mathematische Analyse hat auch gezeigt, dass die Schaltung im Nennarbeitspunkt ( $P_a=1\text{kW}$ ) bei einem diskontinuierlichen Magnetisierungsstrom und einem kontinuierlichen Strom durch die Ausgangsinduktivität arbeitet. Für diesen Betriebsfall ist das Kleinsignalmodell des erweiterten Durchflusswandlers im Abschnitt 6 entwickelt worden. Dieses Modell ermöglichte die Reglerdimensionierung für möglichst schnelle Ausregelung der Ausgangsspannung bei Laständerungen.

Die messtechnischen Untersuchungen haben gezeigt, dass der Wirkungsgrad der Schaltung im Nennarbeitsbereich unter 80% liegt. Dieser Wert ist deutlich niedriger im Vergleich zu den Werten von bereits auf dem Markt befindlichen DC/DC-Wandlern für die Brennstoffzelle. Der Aufwand an die Leistungshalbleiter ist beim erweiterten Durchflusswandler etwas höher als beim stromgespeisten Vollbrückenwandler. Für den Transformator wird doppelt so viel Kernmaterial im Vergleich zum stromgespeisten Vollbrückenwandler benötigt. Der stabile geregelte Betrieb und Unempfindlichkeit der Schaltung gegenüber Eingangsspannungs- und Laständerungen konnte mit einem relativ einfachen PI-Regler erreicht werden.

Insgesamt ist die Untersuchung einer neuen DC/DC-Wandlerschaltung und Vergleich dieser Schaltung mit bekannten DC/DC-Wandlerschaltungen für die Brennstoffzelle dargestellt worden. Ein Problem stellt die Verbesserung des Wirkungsgrades der Schaltung dar, dessen Lösung in zukünftigen Arbeiten verfolgt werden könnte. Die Verbesserung des Wirkungsgrades könnte durch die Minimierung der Streuinduktivitäten des Transformators und die Optimierung des gesamten Aufbaudesigns erreicht werden.

## Literaturverzeichnis

- [1] **Simader, G. R., Heissenberger, Th.**  
*Brennstoffzellen-Systeme: Energietechnik der Zukunft*  
Berichte aus Energie- und Umweltforschung (BMVIT), Wien Verlag, Wien, 2000
  
- [2] **Hirschenhofer, J. H., Staufer, D. B., Englemann, R. R., Klett, M. G.**  
*Fuel cell handbook, fourth edition*  
Parsons Corporation Verlag, Morgantown, West Virginia, 1998
  
- [3] **Purmann, M., Styczynski, Z.**  
*Influence of the process parameters on the dynamic behaviour of a PEM-fuel cell*  
Proc. of the International Symposium Modern Electric Power Systems (MEPS), 2002, pp. 425-428, Wroclaw, Poland
  
- [4] **Nergaard, T., Ferrell, J. F., Leslie, L., Lai, J.**  
*Design Considerations for a 48 V fuel cell to split single phase inverter system with ultracapacitor energy storage*  
IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2002, Vol. 4, pp. 2007-2012
  
- [5] **Smedley, K.**  
*One cycle control and its applications in power quality control and renewable power generation*  
Applied Power Electronics Conference (APEC), 2005, Vol. 3, pp. 2999-3007
  
- [6] **Krewitt, W., Pehnt, M., Fishedick, M., Temming, H. V.**  
*Brennstoffzellen in der Kraft-Wärme-Kopplung*  
Erich Schmidt Verlag, Berlin, 2004
  
- [7] **Pai, M. A.**  
*Challenges in system integration of distributed generation with the grid*  
IEEE PES Summer Meeting, 2002
  
- [8] **Mohr, M., Fuchs, F.W.**  
*Dimensioning of a Current Source Inverter for the Feed-in of Electrical Energy from Fuel Cells to the Mains*  
Nordic Symposium on Power and Industrial Electronics (NORPIE), 2004, Trondheim (Norway), Proceedings on CD-ROM

- [9] **Klumpner, C.**  
*A new single-stage current source inverter for photovoltaic and fuel cell applications using reverse blocking IGBTs*  
Power Electronic Specialists Conference (PESC), 2007, pp. 1683-1689
- [10] **Mohr, M., Fuchs, F.W.**  
*Comparison of three phase current source inverters and voltage source inverters linked with DC to DC boost converters for fuel cell generation systems*  
European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2005, pp. 1-10
- [11] **Lee, J., Jo, J., Choi, PP., Han, PP.-B.**  
*A 10-kW SOFC Low-Voltage Battery Hybrid Power Conditioning System for Residential Use*  
IEEE Transactions on Energy Conversion, 2006, Vol. 21, Issue 2, pp. 575- 585
- [12] **Ahmed, M., Saha, B., Miyatake, M., Lee, H. W., Nakaoka, M.**  
*Advanced single-stage soft switching PWM power conditioner with coupled inductor PWM boost chopper cascaded PWM inverter and time-sharing sinusoidal follow-up control scheme*  
Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2006, pp. 1-7
- [13] **Santi, E., Franzoni, D., Monti, A., Patterson, D., Ponci, F., Barry, N.**  
*A fuel cell based domestic uninterruptible power supply*  
IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC), 2002, Vol.1, pp. 605-613
- [14] **Gopinath, R., Kim, PP., Hahn, J., Webster, M., Burghardt, J.**  
*Development of a low cost fuel cell inverter system with DSP control*  
IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2002, Vol.1, pp. 309-314
- [15] **Wang, J., Peng, F. Z., Anderson, J., Joseph, A., Buffenbarger, R.**  
*Low cost fuel cell inverter system for residential power generation*  
IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC), 2004, pp. 367-373
- [16] **Napoli, A. D., Crescimbeni, F., Rodo, PP., Solero, L.**  
*Multiple input DC-DC power converter for fuel-cell powered hybrid vehicles*  
Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2002, Vol. 4, pp. 1685-1690
- [17] **Solero, L., Lidozzi, A., Pomilo, J. A.**  
*Design of multiple-input power converter for hybrid vehicles*  
IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC), 2004, Vol. 2, pp. 1145-1151
- [18] **Kotsopoulos, A., Duarte, J. L., Hendrix, M. A. M.**  
*A converter to interface ultra-capacitor energy storage to a fuel cell system*  
IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2004, Vol. 2, pp. 827-832

- [19] **Ozpineci, B., Tolbert, L.M., Zhong Du**  
*Multiple Input Converters for Fuel Cells*  
Conference Record of the 2004 Industry Applications Conference, 2004, 39<sup>th</sup>  
IAS Annual Meeting, Vol. 2, pp. 791-797
- [20] **Michon, M., Duarte, J. L., Hendrix, M., Simoes, M. G.**  
*A three-port bi-directional converter for hybrid fuel cell systems*  
Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2004, pp. 4736-4742
- [21] **Zhao, C., Kolar, J. W.**  
*A novel three-phase three-port UPS employing a single high-frequency isolation transformer*  
Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2004, pp. 4135-4141
- [22] **Matsuo, H., Lin, W., Kurokawa, F., Shigemizu, T., Watanabe, N.**  
*Characteristic of the multiple-input DC-DC converter*  
IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, Vol. 51, No. 3, pp. 625-631
- [23] **Chen, Y. M., Liu, Y. C., Wu, F.Y.**  
*Multi-input DC/DC converter based on multiwinding transformer for renewable energy applications*  
IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, Vol. 38, No. 43, pp. 1096-1104
- [24] **Haimin, T., Duarte, L., Marcel, A.M.**  
*High-resolution phase shift and digital implementation of a fuel cell powered UPS system*  
European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2007, pp. 1-10
- [25] **Tao, H., Kotsopoulos, A., Duarte, J.L., Hendrix, M.A.M.**  
*Multi-input bidirectional DC-DC converter combining DC-link and magnetic-coupling for fuel cell systems*  
Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005, Fouthieth IAS Annual Meeting, Vol. 3, pp. 2021-2028
- [26] **Khan, M.J., Iqbal, M. T., Quaioco, J. E.**  
*Utility Interactive Fuel Cell Inverter For Distributed Generation: Design Considerations and Experimental Results*  
Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 2005, pp. 583-586
- [27] **Boucherit, A., Ayad, Y. M., Djerdir, A., Cirrincione, A., Pucci, M., Vitale, G.**  
*Power conditioning in electrical vehicles fed by fuel cells and supercapacitors with a matrix converter*  
European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2007, pp. 1-9

- [28] **Mazumder, PP. K., Burra, R. K., Acharya, K.**  
*A ripple-mitigating and energy-efficient fuel cell power conditioning system*  
IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, Vol. 22, Issue 4, pp. 1437-1452
- [29] **Krein, P. T., Balog, R. PP., Geng, X.**  
*High frequency link inverter for fuel cells based on multiple-carrier PWM*  
IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, Vol. 19, Issue 5, pp. 1279-1288
- [30] **Palma, L., Enjeti, P.**  
*A modular fuel cell, modular DC/DC converter concept for high performance and enhanced reliability*  
IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2007, pp. 2633-2638
- [31] **Erickson, R. W.**  
*Fundamentals of Power Electronics*  
Chapmann & Hall Verlag, New York, 1997
- [32] **Choi, W., Enjeti, P. N., Howze, J. W.**  
*Development of an equivalent circuit model of a fuel cell to evaluate the effects of inverter ripple current*  
IEEE Applied Power Electronics Conference (PESC), 2004, pp. 355-361
- [33] **Fontes, G., Turpin, C., Saisset, R., Meynard, T., Astier, PP.**  
*Interactions between fuel cells and power converters influence of current harmonics on a fuel cell stack*  
IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2004, pp. 4729-4735
- [34] **Choi, W., Joung, G., Enjeti, P. Howze, J.**  
*An experimental evaluation of the effects of ripple current generated by the power conditioning stage on a proton exchange membrane fuel cell stack*  
Journal of Materials Engineering and Performance, Vol. 13, No. 3, 2004, pp. 257-64
- [35] **Mazumder, PP., Acharya, K., Haynes, C., Williams, R., Spakovsky, M., Rancruel, D., Hartvigsen, J., Gemmen, R.**  
*Solid-Oxide-Fuel-Cell performance and durability: Resolution of effects of power -conditioning systems and application loads*  
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No. 5, 2004, Distributed Power Generation, pp. 1263-1278
- [36] **Gemmen, R.PP.**  
*Analysis for the effect of inverter ripple current on fuel cell operating conditions*  
J. Fluids Eng., Vol. 125, No. 3, pp. 576-585
- [37] **Harada, K., Nonaka, PP.**  
*FFT Analysis of the composite PWM voltage source inverter*  
Power Conversion Conference (PCC), 2002, Vol.3, pp. 1257-1261

- [38] **Schenk, M., Stanton, K., Lai, J. PP.**  
*Fuel cell and power conditioning system interactions*  
IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC), 2005, pp. 114-120
- [39] **Song, Y., Enjeti, P.**  
*A high frequency link direct DC-AC converter with active harmonic filter for fuel cell power systems*  
Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2004, Vol. 6, pp. 4755-4761
- [40] **Song, Y., Chung, PP.-K., Enjeti, P.**  
*A current-fed HF link direct DC/AC converter with active harmonic filter for fuel cell power systems*  
Industry Applications Conference, 39<sup>th</sup> IAS Annual Meeting, 2004, Vol. 1, pp. 128-135
- [41] **Novaes, Y., Barbi, I.**  
*Low frequency ripple current elimination in fuel cell systems*  
Fuel cell seminar, 2003, Miami, pp. 21-26
- [42] **Shireen, W., Nene, H.**  
*Active Filtering of input ripple current to obtain efficient and reliable power from fuel cell sources*  
28<sup>th</sup> International Telecommunication Energy Conference (INTELEC), 2006, pp. 1-6
- [43] **Liu, C., Lai, J.**  
*Low-Frequency Current Ripple Reduction Technique With Active Control in a Fuel Cell Power System With Inverter Load*  
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, Issue 4, July 2007, pp. 1429-1436
- [44] **Xu, H., Kong, L., Wen, X.**  
*Fuel cell power system and high power DC/DC-converter*  
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, Issue 5, Sept. 2004, pp. 1250-1255
- [45] **Wang, Z., Xiao, L., Zhang, J., Huang, Y., Yao, Z.-l., Yan, Y.-g.**  
*Design of a two stage fuel cell based single-phase utility-interactive inverter*  
Power Electronics Specialist Conference (PESC), 2007, pp. 1227-1231
- [46] **Song, Y., Han, PP. B., Li, X., Park, PP. I., Jeong, H. G., Jung, B. M.**  
*A power control scheme to improve the performance of a fuel cell hybrid power source for residential application*  
Power Electronics Specialist Conference (PESC), 2007, pp. 1261-1266
- [47] **Duarte, C. M. C., Barbi, I.**  
*An improved family of ZVS-PWM active-clamping DC-to-DC-converters*  
IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, Vol. 17, pp. 1-7

- [48] **Palma, L., Todorovic, M. H., Enjeti, P.**  
*A high gain transformer-Less DC-DC-converter for fuel cell applications*  
Power Electronics Specialist Conference (PESC), 2005, pp. 2514-2520
- [49] **da Silva, E. PP., dos Reis Barbosa, L., Vieira, J. B., de Freitas, L. C., Farias, V. J.**  
*An imroved boost PWM soft-single-switched converter with low voltage and current stresses*  
IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, Vol. 48, pp. 1174-1179
- [50] **Solmecke, H.**  
*Optimierte Stromrichter für Brennstoffzellenanlagen*  
Dissertation, Hagen, 1998
- [51] **Himmelstoss, F. A. ; Wurm, P. A.**  
*Simple Bi-Directional DC-to-DC converters with high input to output voltage ratio*  
IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2001, Proceedings on CD-ROM
- [52] **Zhao, Q., Lee, F. C.**  
*High Performance Coupled-Inductor DC/DC-converters*  
IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC), 2003, Vol.1, pp. 109-113
- [53] **Krykunov, O., Merfert, I.**  
*High power tapped inductor boost converter for fuel cell applications*  
Power Conversion Intelligent Motion (PCIM), 2005, Proceedings on CD-ROM
- [54] **Wai, R.-J., Lin, C.-Y., Duan, R.-Y.**  
*High efficiency DC-DC-converter with high voltage gain and reduced switch stress*  
30<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2004, Vol. 1, pp. 773-778
- [55] **Wai, R.-J., Lin, C.-Y., Chu, C.-C.**  
*High step-up DC/DC-converter for fuel cell generation system*  
30<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2004, pp. 57-62
- [56] **Wai, R.-J., Liu, L.-W., Duan, R.-Y.**  
*High-efficiency voltage-clamped DC-DC converter with reduced reverse-recovery current and switch-voltage stress*  
IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, Vol. 53, No.1, pp. 272-280
- [57] **Meo, PP., Perfetto, A., Piegari, L., Esposito, F.**  
*A ZVS current fed DC/DC converter oriented for applications fuel-cell based*  
30<sup>th</sup> Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2004, Vol. 1, pp. 932-937

- [58] **Kim, J.; Lee, B.; Lee, T.**  
*An Active Clamping Current Fed Half-bridge converter for Fuel Cell Generation Systems*  
IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2004, Vol.6, pp. 4709-4714
- [59] **Andrese, G. K., Klumpner, C., Kjaer, PP. B., Blaabjerg, B.**  
*A new green power inverter for fuel cells*  
IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2002, Vol. 2, pp. 727-733
- [60] **Mohr, M., Fuchs, W.**  
*Clamping for current-fed DC/DC converters with recovery of clamping energy in fuel cell inverter systems*  
European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2007, pp. 1-10
- [61] **Mohr, M., Fuchs, W.**  
*Current-fed full bridge converters for fuel cell systems connected to the three phase grid*  
32<sup>nd</sup> Annual Conference on IEEE Industrial Electronics (IECON), 2006, pp. 4313-4318
- [62] **Jang, PP. J., Won, C.-Y., Lee, B.-K., Hur, J.**  
*Fuel cell generation system with a new active clamping current-fed half-bridge converter*  
IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 22, Issue.2, pp. 332-340
- [63] **Guillaume, L., Viet, D. B., Paul, F. J., Jean, B., Yves, L.**  
*New soft-switching ZVS and ZCS half-bridge inductive DC-DC converters for fuel cell applications*  
10<sup>th</sup> IEEE International Power Electronics Congress, 2006, pp. 1-6
- [64] **Kong, X., Khambadkone, A. M.**  
*Analysis and Implementation of a high efficiency, interleaved current-fed full-bridge converter for fuel cell system*  
IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, Vol. 22, Issue 2, pp. 543-550
- [65] **Lai, J.**  
*A high-performance V6 converter for fuel cell power conditioning system*  
IEEE Conference Vehicle Power and Propulsion, 2005, Proceedings on CD-ROM
- [66] **Lai, J. PP., Park, PP. Y., PP.-R. Moon, C.-L. Chen**  
*A High Efficiency 5 kW Soft-Switched Power Conditioning System for Low-Voltage Solid Oxide Fuel Cells*  
Power Conversion Conference (PCC), 2007, pp. 463-470

- [67] **Cha, H., Enjeti, P.**  
*A novel three-phase high power current-fed DC/DC-converter with active clamp for fuel cells*  
IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2007, pp. 2485-2489
- [68] **Attanasio, R., Cacciato, M., Consoli, A., Scarcella, G., Testa, A., Gennaro, F.**  
*A novel converter system for fuel cell distributed energy generation*  
IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2005, pp. 1621-1627
- [69] **Liu O., Rindeour A., Lai, J. PP.**  
*Modelling and Control of a Novel Six-Leg Three-Phase High Power Converter for Low-Voltage Fuel Cell Applications*  
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 21, Issue 5, Sept. 2006, pp. 1292-1300
- [70] **Wang, J., Reinhard, M., Peng, F. Z., Qian, Z.**  
*Design guideline of the isolated DC-DC converter in green power applications*  
The 4<sup>th</sup> International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2004, Vol. 3, pp. 1756-1761
- [71] **Lai, PP.**  
*A new DC/DC-converter for fuel cell powered distributed residential power generation systems*  
IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC), 2006, Proceedings on CD-ROM
- [72] **Sharma, R., Gao, H.,**  
*Low cost high efficiency DC-DC converter for fuel cell powered auxiliary power unit of a heavy vehicle*  
IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, Vol. 21, No. 3, pp. 587-591
- [73] **Averberg, A., Mertens, A.**  
*Design considerations of a voltage-fed full bridge DC/DC-converter with high voltage gain for fuel cell applications*  
European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2007, pp. 1-11
- [74] **Averberg, A., Mertens, A.**  
*Analysis of a voltage-fed full bridge DC-DC converter in fuel cell systems*  
Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2007, pp. 286-292
- [75] **Rathore, A. K., Bhat, A. K. PP., Oruganti, R.**  
*A comparison of soft-switched DC-DC converters for fuel cell to utility interface application*  
Power Conversion Conference (PCC), 2007, pp. 588-594

- [76] **Meyer, T.**  
*DC/DC-Wandler mit kleiner Eingangsspannung für photovoltaische, elektrochemische und thermoelektrische Zellen*  
Fortschr.-Ber. VDI, R. 21, Nr. 288, Düsseldorf, VDI-Verlag, 2000
- [77] **Krykunov, O.; Merfert, I.; Lindemann, A;**  
*DC/DC-Wandler für Brennstoffzellensysteme*  
Brennstoffzellen-Tagung des VDI, Hamburg, 2005
- [78] **Krykunov, O.**  
*Comparison of the DC/DC-converters for Fuel Cell Applications*  
International Journal of Electrical, Computer and Systems Engineering, World Academy of Science, Engineering and Technology, Paris, Vol. 1, No.1, 2007
- [79] **Krykunov, O.**  
*Analysis of the extended forward converter for fuel cell applications*  
IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Vigo, Spain, Proceedings New York, NY: IEEE, 2007, pp. 661-666
- [80] **Krykunov, O.**  
*Evaluation of the performance of the extended forward converter*  
Conference on Power Electronics and Energyefficiency (CEE 2008), Institute of Technical Electrodynamics, Ukrainian Academy of Sciences, Kiev, 2008
- [81] **Oh, D. J., Kim, H. J.**  
*A comparative study of operation characteristics of active clamp forward converter based on loss analysis*  
International Conference on Power Electronics (ICPE), 1998, Proceedings on CD-ROM
- [82] **Li, Q., Lee, F. C.**  
*Design considerations of transformer DC bias of forward converter with active-clamp reset*  
Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 1999, Vol. 1, pp. 553-559
- [83] **Krykunov, O.**  
*Control design for the extended forward converter for fuel cell applications*  
Conference on Power Electronics and Energyefficiency (CEE 2008), Institute of Technical Electrodynamics, Ukrainian Academy of Sciences, Kiev, 2008

## Formelzeichen und Abkürzungen

$a_{2d}$	Koeffizient des Polynoms in der Übertragungsfunktion $G_{Vd}(s)$
$a_{1d}$	Koeffizient des Polynoms in der Übertragungsfunktion $G_{Vd}(s)$
$a_{2g}$	Koeffizient des Polynoms in der Übertragungsfunktion $G_{Vg}(s)$
$a_{1g}$	Koeffizient des Polynoms in der Übertragungsfunktion $G_{Vg}(s)$
$a_{3\omega}$	Koeffizient des Polynoms der Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises
$a_{2\omega}$	Koeffizient des Polynoms der Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises
$a_{1\omega}$	Koeffizient des Polynoms der Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises
$a_{0\omega}$	Koeffizient des Polynoms der Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises
$a_{5z}$	Koeffizient des Polynoms der Störübertragungsfunktion
$a_{4z}$	Koeffizient des Polynoms der Störübertragungsfunktion
$a_{3z}$	Koeffizient des Polynoms der Störübertragungsfunktion
$a_{2z}$	Koeffizient des Polynoms der Störübertragungsfunktion
$a_{1z}$	Koeffizient des Polynoms der Störübertragungsfunktion
$A_K$	Querschnitt für den Kern eines Transformators
$A_L$	Induktivitätsfaktor
$A_{K,min}$	minimal erforderlicher Querschnitt für den Kern eines Transformators
$A_{Cu1}$	erforderliche Kupferfläche für die primäre Wicklung eines Transformators
$A_{Cu2}$	erforderliche Kupferfläche für die sekundäre Wicklung eines Transformators
$b_{2d}$	Koeffizient des Polynoms in der Übertragungsfunktion $G_{Vd}(s)$
$b_{2g}$	Koeffizient des Polynoms in der Übertragungsfunktion $G_{Vg}(s)$
$b_{F,min}$	minimal erforderliche Breite des Fensters eines Transformators
$b_{3\omega}$	Koeffizient des Polynoms der Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises
$b_{2\omega}$	Koeffizient des Polynoms der Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises
$b_{1\omega}$	Koeffizient des Polynoms der Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises

$b_{0\omega}$	Koeffizient des Polynoms der Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises
$b_F$	Breite des Fensters des Transformators
$b_{F,min}$	minimale erforderliche Breite des Fensters des Transformators
$B_{max}$	Maximalwert der magnetischen Induktion in einem Transformator
$B_{gr}$	Grenzwert der magnetischen Induktion in einem Transformator
$C_c$	Kapazität des Kondensators $C_c$
$C_a$	Kapazität des Kondensators $C_a$
$C_e$	Kapazität des Kondensators $C_e$ im Eingangfilter eines DC/DC-Wandlers
$D$	Tastverhältnis im stationären Zustand
$D_{max}$	Tastverhältnis im stationären Zustand bei minimaler Eingangsspannung
$D_{min}$	Tastverhältnis im stationären Zustand bei maximaler Eingangsspannung
$D(s)$	Tastverhältnis im Laplace-Bereich
$D_I$	Dauer des Zeitabschnittes $d_I$ im stationären Zustand
$D_p$	Ausgangssignal des proportionalen Anteils eines PI-Reglers
$D_i$	Ausgangssignal des integralen Anteils eines PI-Reglers
$D_{i,alt}$	Ausgangssignal des integralen Anteils eines PI-Reglers zum vorherigen Zeitpunkt der Spannungsüberwachung
$D_{gr}$	Begrenzung des Ausgangssignals vom Regler
$d(t)$	Tastverhältnis als Funktion der Zeit
$d_1(t)$	Zeitabschnitt $d_1$ als Funktion der Zeit
$d_2(t)$	Zeitabschnitt $d_2$ als Funktion der Zeit
$d_3(t)$	Zeitabschnitt $d_3$ als Funktion der Zeit
$d_4(t)$	Zeitabschnitt $d_4$ als Funktion der Zeit
$d_5(t)$	Zeitabschnitt $d_5$ als Funktion der Zeit
$\hat{d}(t)$	Kleinsignaländerung des Tastverhältnisses im Zeitbereich
$\hat{d}_1(t)$	Kleinsignaländerung des Zeitabschnittes $d_1$ im Zeitbereich
$\hat{d}(s)$	Kleinsignaländerung des Tastverhältnisses im Laplace-Bereich
$d_{Cu}$	Dicke der Kupferfolie für die Wicklungen eines Transformators
$d_{Iso}$	Dicke der Isolierfolie für die Wicklungen eines Transformators
$d_{N_1}$	Dicke einer Wicklung der primären Windung eines Transformators

$d_{N_2}$	Dicke einer Wicklung der sekundären Windung eines Transformators
$E_L$	eingespeiste in die Spannungsquelle $U_k$ Energie
$E_{BZ}$	ideale Leerlaufspannung einer Brennstoffzelle
$E_K$	zum Kondensator $C_c$ des erweiterten Durchflusswandlers während der Kommutierungsphase eingespeiste Energie
$E_e$	zum Kondensator $C_c$ des erweiterten Durchflusswandlers während der Entmagnetisierungsphase eingespeiste Energie
$E_{C_c,1}$	gesamte zum Kondensator $C_c$ des erweiterten Durchflusswandlers eingespeiste Energie
$E_{C_c,2}$	entladene Energie aus dem Kondensator $C_c$ des erweiterten Durchflusswandlers
$E_{C_a,1}$	gesamte zum Kondensator $C_a$ des erweiterten Durchflusswandlers eingespeiste Energie
$E_{C_a,2}$	entladene Energie aus dem Kondensator $C_a$ des erweiterten Durchflusswandlers
$E_{Sw}$	entsprechende zu den gesamten Schaltverlusten in den MOSFETs eines Schalter Energie
$e_{u_a}$	relative Überschwingweite der Ausgangsspannung und bei einer sprungartigen Eingangsspannungsänderung
$h_F$	Höhe des Fensters eines Kerns
$h_{Cu}$	Höhe der Kupferfolie einer Wicklung vom Transformator
$Q_{rr}$	Sperrverzögerungsladung
$j_{max}$	maximale zulässige Stromdichte in den Wicklungen eines Transformators
$G_R(s)$	Übertragungsfunktion des Reglers
$G_Z(s)$	Störübertragungsfunktion
$G_\omega(s)$	Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises
$G_{vd}(s)$	Übertragungsfunktion des Wandlers, die Änderung der Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Änderung des Tastverhältnisses modelliert
$G_{vg}(s)$	Übertragungsfunktion des Wandlers, die Änderung der Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Änderung der Eingangsspannung modelliert
$G_{vd0}$	Verstärkungsfaktor der Übertragungsfunktion $G_{vd}(s)$
$G_{vg0}$	Verstärkungsfaktor der Übertragungsfunktion $G_{vg}(s)$

## Formelzeichen und Abkürzungen

---

$H_{max}$	maximale Stärke des magnetischen Feldes in einem Transformator
$f$	Schaltfrequenz der Transistoren eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers
$\Delta G$	Änderung der Gibbschen freien Energie der Brennstoffzelle
$\Delta J$	gesamte thermische Energie aus der Reaktion in der Brennstoffzelle
$\Delta S$	Änderung der Enthalpie der Brennstoffzelle
$\Delta u_{dyn}$	dynamischer Spannungsabfall einer Brennstoffzelle bei Lastsprüngen
$\Delta U_{max}$	maximaler dynamischer Spannungsabfall einer Brennstoffzelle bei Lastsprüngen
$\Delta U_{C_c}$	Welligkeit der Spannung am Kondensator $C_c$ im stationären Zustand
$\Delta U_{C_a}$	Welligkeit der Spannung am Kondensator $C_a$ im stationären Zustand
$\Delta U_e$	Eingangsspannungsänderung eines DC/DC-Wandlers
$\Delta U_a$	Differenz zwischen den Ausgangsspannungen des verlustfreien Wandlers und des Wandlers mit Verlusten
$\Delta i_e$	Welligkeit des Stromes durch die primäre Wicklung eines DC/DC-Wandlers während der Magnetisierungsphase
$\Delta i_{L_e}$	Welligkeit des Stromes durch die Drossel $L_e$ des Eingangsfilters eines DC/DC-Wandlers
$\Delta i_{L_a}$	Welligkeit des Stromes durch die Induktivität $L_a$ eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers
$i_{BZ}(t)$	Ausgangsstrom einer Brennstoffzelle als Funktion der Zeit
$i_e(t)$	Strom durch die primäre Wicklung des Transformators des DC/DC-Wandlers als Funktion der Zeit
$i_{L_e}(t)$	Strom durch die Drossel des Eingangsfilters des DC/DC-Wandlers als Funktion der Zeit
$i_{D_c}(t)$	Strom durch die Diode $D_c$ des DC/DC-Wandlers als Funktion der Zeit
$i_{T_1}(t)$	Strom durch den Transistor $T_1$ als Funktion der Zeit
$i_{T_3}(t)$	Strom durch den Transistor $T_3$ als Funktion der Zeit
$i_{D_1}(t)$	Strom durch die Diode $D_1$ als Funktion der Zeit
$i_{D_2}(t)$	Strom durch die Diode $D_2$ als Funktion der Zeit
$i_{\mu}(t)$	Magnetisierungsstrom als Funktion der Zeit

$i_{La}(t)$	Strom durch die Induktivität $L_a$ als Funktion der Zeit
$i_{Ce}(t)$	Strom durch den Kondensator $C_e$ als Funktion der Zeit
$i_{Ca}(t)$	Strom durch den Kondensator $C_a$ als Funktion der Zeit
$i_{Cc}(t)$	Strom durch den Kondensator $C_c$ als Funktion der Zeit
$\langle i_{Dc}(t) \rangle_T$	mittlerer Strom durch die Diode $D_c$ über einer Periode
$\langle i_{T1}(t) \rangle_T$	mittlerer Strom durch den Transistor $T_1$ über einer Periode
$\langle i_{La}(t) \rangle_T$	mittlerer Strom durch die Drossel $L_a$ über einer Periode
$\langle i_{Ca}(t) \rangle_T$	mittlerer Strom durch den Kondensator $C_a$ über einer Periode
$\langle i_e(t) \rangle_T$	mittlerer Strom durch die primäre Wicklung des Transformators eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers über einer Periode
$i_{T1}(t_2)$	Strom durch den Transistor $T_1$ zum Zeitpunkt $t_2$ im stationären Zustand
$i_{T1}(t_3)$	Strom durch den Transistor $T_1$ zum Zeitpunkt $t_3$ im stationären Zustand
$i_{\mu}(t_0)$	Magnetisierungsstrom zum Anfang einer Periode im stationären Zustand
$i_{\mu}(t_1)$	Magnetisierungsstrom zum Zeitpunkt $t_1$ im stationären Zustand
$i_{\mu}(t_2)$	Magnetisierungsstrom zum Zeitpunkt $t_2$ im stationären Zustand
$i_{D2}(t_{1+})$	Strom durch die Diode $D_2$ kurz nach dem Zeitpunkt $t_1$
$i_e(t_2)$	Strom durch die primäre Wicklung des Transformators des DC/DC-Wandlers zum Zeitpunkt $t_2$
$i_e(t_{2+})$	Strom durch die primäre Wicklung des Transformators des DC/DC-Wandlers kurz nach dem Zeitpunkt $t_2$
$i_e(t_0)$	Strom nach dem Eingangsfilter zum Zeitpunkt $t_0$
$i_e(t_{0+})$	Strom nach dem Eingangsfilter des DC/DC-Wandlers kurz nach dem Zeitpunkt $t_0$
$i_e(t_{1+})$	Strom nach dem Eingangsfilter kurz nach dem Zeitpunkt $t_1$
$i_e(t_4)$	Strom nach dem Eingangsfilter zum Zeitpunkt $t_4$
$i_{D1}(t_0)$	Strom durch die Diode $D_1$ zum Zeitpunkt $t_0$
$i_{D1}(t_1)$	Strom durch die Diode $D_1$ zum Zeitpunkt $t_1$
$i_{D1}(t_{1-})$	Strom durch die Diode $D_1$ kurz vor dem Zeitpunkt $t_1$
$i_{D1}(t_4)$	Strom durch die Diode $D_1$ zum Zeitpunkt $t_4$
$i_{D2}(t_4)$	Strom durch die Diode $D_2$ zum Zeitpunkt $t_4$
$i_{D1}(t_{0+})$	Strom durch die Diode $D_1$ kurz nach dem Zeitpunkt $t_0$
$i_{D1}(t_{2+})$	Strom durch die Diode $D_1$ kurz nach dem Zeitpunkt $t_2$
$i_{D1}(t_4)$	Strom durch die Diode $D_1$ zum Zeitpunkt $t_4$

---

$i_{D5}(t_5)$	Strom durch die Diode $D_5$ zum Zeitpunkt $t_5$
$i_{La}(t_5)$	Strom durch die Induktivität $L_a$ zum Zeitpunkt $t_5$
$i_{La}(t_2)$	Strom durch die Induktivität $L_a$ zum Zeitpunkt $t_2$
$I_i$	Ionenstrom in der Brennstoffzelle
$I_{\mu,max}$	Maximalwert des Magnetisierungsstromes während der Periode
$I_{e,RMS}$	Effektivwert des Stromes nach dem Eingangsfiler eines DC/DC-Wandlers
$I_{e,avg}$	Mittelwert des Stromes durch die primäre Wicklung eines Transformators eines DC/DC-Wandlers
$I_{Le,avg}$	Mittelwert des Stromes durch die Drossel $L_e$ des Eingangsfilters eines DC/DC-Wandlers
$I_{Le,RMS}$	Effektivwert des Stromes durch die Drossel $L_e$ des Eingangsfilters eines DC/DC-Wandlers
$I_{L\mu1,RMS}$	Effektivwert des Stromes durch die primäre Wicklung eines Transformators des DC/DC-Wandlers
$I_{L\mu2,RMS}$	Effektivwert des Stromes durch die sekundäre Wicklung eines Transformators des DC/DC-Wandlers
$I_{L\mu,avg}$	Mittelwert des Magnetisierungsstromes über die Periode eines DC/DC-Wandlers
$I_{T1,RMS}$	Effektivwert des gesamten Stromes durch den Transistor $T_1$
$I_{D1,RMS}$	Effektivwert des gesamten Stromes durch die Diodeneinheit $D_1$
$I_{Dc,RMS}$	Effektivwert des gesamten Stromes durch die Diodeneinheit $D_c$
$I_{D1,avg}$	Mittelwert des gesamten Stromes durch eine Diodeneinheit $D_1$
$I_{T1,max}$	maximaler Wert des Stromes durch den Transistor $T_1$
$I_{T1,min}$	minimaler Wert des Stromes durch den Transistor $T_1$
$I_{T1,avg(on),max}$	Maximalwert des Stromes durch den Transistor $T_1$ während der Einschaltdauer dieses Transistors
$I_{e,min}$	minimaler Wert des Stromes durch die primäre Wicklung des Transformators des DC/DC-Wandlers
$I_{D,min}$	minimaler Wert des Stromes durch die Diode $D$
$I_{Dc}$	Mittelwert des Stroms durch die Diode $D_c$ im stationären Zustand
$I_{Dc}$	Mittelwert des Stroms durch die Diode $D_c$ im stationären Zustand
$I_{La}$	Mittelwert des Stroms durch die Induktivität $L_a$ im stationären Zustand über eine Periode
$I_{MOS,aus}$	Strom durch einen MOSFET vor dem Ausschalten
$I_{MOS,ein}$	Strom durch einen MOSFET nach dem Einschalten
$I_{RM}$	maximaler Wert des Reverse-Recovery-Stromes einer Diodeneinheit

---

$I_{krit}$	Laststrom des DC/DC-Wandlers, bei dem die Spannung am Kondensator $C_c$ die Eingangsspannung erreicht
$I_{gr2}$	Der Laststrom, bei dem sich der Strom nach dem Eingangsfiler eines DC/DC-Wandlers an der Lückgrenze befindet
$I_{gr1}$	Der Laststrom, bei dem sich der Strom durch die Induktivität $L_a$ eines DC/DC-Wandlers an der Lückgrenze befindet
$I$	Laststrom eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers
$\langle i_{D_c}(t) \rangle_T$	mittlerer Strom durch die Diode $D_c$ während einer Periode
$\langle i_{L_a}(t) \rangle_T$	mittlerer Strom durch die Induktivität $L_a$ während einer Periode
$\langle i_{C_a}(t) \rangle_T$	mittlerer Strom durch den Kondensator $C_a$ während einer Periode
$\langle i_e(t) \rangle_T$	mittlerer Strom durch die primäre Wicklung des DC/DC-Wandlers während einer Periode
$\langle i_{T_1}(t) \rangle_T$	mittlerer Strom durch den Transistor $T_1$ des DC/DC-Wandlers während einer Periode
$\hat{i}_{D_c}(t)$	Kleinsignaländerung des Stromes durch die Diode $D_c$ im Zeitbereich
$\hat{i}_{T_1}(t)$	Kleinsignaländerung des Stromes durch den Transistor $T_1$ im Zeitbereich
$\hat{i}_{L_a}(t)$	Kleinsignaländerung des Stromes durch die Induktivität $L_a$ im Zeitbereich
$\hat{i}_e(t)$	Kleinsignaländerung des Eingangstromes des DC/DC-Wandlers im Zeitbereich
$\hat{i}_{L_a}(s)$	Kleinsignaländerung des Eingangstromes des DC/DC-Wandlers im Laplace-Bereich
$K_p$	Verstärkungsfaktor des Proportionalanteils von einem PI-Regler
$K_i$	Verstärkungsfaktor des Integralanteils von einem PI-Regler
$k_D$	Anzahl der seriell geschalteten Dioden in einer Diodeneinheit $D$
$k_{N_1}$	erforderliche Anzahl der parallelgeschalteten Lagen Kupferfolie für die primäre Wicklung
$k_{N_2}$	erforderliche Anzahl der parallelgeschalteten Lagen Kupferfolie für die sekundäre Wicklung
$k$	Schritt einer Iteration
$l$	Koeffizient
$m$	Index eines Transistors

## Formelzeichen und Abkürzungen

---

$n$	Index einer Diode
$L_{\mu 1}$	primäre Magnetisierungsinduktivität eines Transformators
$L_{\mu 2}$	sekundäre Magnetisierungsinduktivität eines Transformators
$L_{\sigma 1}$	primäre Streuinduktivität eines Transformators
$L_{\sigma 2}$	sekundäre Streuinduktivität eines Transformators
$L_a$	Induktivität $L_a$ eines DC/DC-Wandlers
$L_e$	Induktivität $L_e$ eines DC/DC-Wandlers
$l_m$	Länge des magnetischen Weges in einem Transformator
$l_{m,min}$	minimale Länge des magnetischen Weges in einem Transformator
$M_1$	Verhältnis der Spannung am Kondensator $C_c$ zu der Eingangsspannung des erweiterten Durchflusswandlers im stationären Zustand
$M_2$	Verhältnis der Spannung am Kondensator $C_a$ zu der Eingangsspannung des erweiterten Durchflusswandlers im stationären Zustand
$MLT_1$	mittlere Windungslänge der primären Wicklung eines Transformators
$MLT_2$	mittlere Windungslänge der sekundären Wicklung eines Transformators
$m_1$	Kleinsignalverstärkungsfaktor
$N_1$	primäre Windungszahl eines Transformators
$N_2$	sekundäre Windungszahl eines Transformators
$N_{11}$	Windungszahl der unterteilten primären Wicklung eines Transformators
$N_{12}$	Windungszahl der unterteilten primären Wicklung eines Transformators
$N_{21}$	Windungszahl der unterteilten sekundären Wicklung eines Transformators
$N_{22}$	Windungszahl der unterteilten sekundären Wicklung eines Transformators
$N_{23}$	Windungszahl der unterteilten sekundären Wicklung eines Transformators
$N_T$	Anzahl der parallelgeschalteten MOSFET für einen Transistor T
$N_{T1}$	Anzahl der parallelgeschalteten MOSFET für einen Transistor $T_1$
$N_{T2}$	Anzahl der parallelgeschalteten MOSFET für einen Transistor $T_2$
$N_D$	Anzahl der parallelgeschalteten Dioden für eine Diodeneinheit D
$N_{D1}$	Anzahl der parallelgeschalteten Dioden für eine Diodeneinheit $D_1$
$N_{D2}$	Anzahl der parallelgeschalteten Dioden für eine Diodeneinheit $D_2$

## Formelzeichen und Abkürzungen

---

$n_T$	Anzahl der Transistoren in der Schaltung eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers
$n_{T,ges}$	Anzahl der MOSFETs in der Schaltung eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers
$n_D$	Anzahl der Diodeneinheiten in der Schaltung eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers
$n_{D,ges}$	Anzahl der Dioden in der Schaltung eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers
$\eta$	gesamter Wirkungsgrad eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers
$P_{V(T,ges)}$	gesamte Verluste in den Transistoren eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers
$P_{V(T)}$	Verluste im Transistor T eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers
$P_{V(D,ges)}$	gesamte Verluste in den Dioden eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers
$P_{V(D)}$	Verluste in der Diodeneinheit D eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers
$P_{V,LH}$	gesamte Verluste in den Leistungshalbleitern eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers
$P_{V,LH[k]}$	gesamte Verluste in den Leistungshalbleitern eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers für den Schritt $k$ einer Iteration
$P_{V,LH[k+1]}$	gesamte Verluste in den Leistungshalbleitern eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers für den Schritt $k+1$ einer Iteration
$\vec{P}_{V,aus}$	Vektor der Werte für die Ausschaltverluste eines MOSFET
$P_{V,aus}$	Ausschaltverluste eines MOSFET
$\vec{P}_{V,ein}$	Vektor der Werte für die Einschaltverluste eines MOSFETs
$P_{V,ein}$	Einschaltverluste eines MOSFET
$P_{V,sw}$	gesamte Schaltverluste in einem Transistor, der aus mehreren MOSFETs besteht
$P_{V,ein[k]}$	Einschaltverluste eines MOSFET für den Schritt $k$ einer Iteration
$P_{V,ein[k+1]}$	Einschaltverluste eines MOSFET für den Schritt $k+1$ einer Iteration
$P_{V,ein(25)}$	Einschaltverluste eines MOSFET bei einer Sperrschichttemperatur von 25°C
$P_{V,ein(50)}$	Einschaltverluste eines MOSFET bei einer Sperrschichttemperatur von 50°C
$P_{V,ein(90)}$	Einschaltverluste eines MOSFET bei einer Sperrschichttemperatur von 90°C

## Formelzeichen und Abkürzungen

---

$P_{V,ein(125)}$	Einschaltverluste eines MOSFET bei einer Sperrschichttemperatur von 125°C
$P_{V,aus(25)}$	Ausschaltverluste eines MOSFET bei einer Sperrschichttemperatur von 25°C
$P_{V,aus(50)}$	Ausschaltverluste eines MOSFET bei einer Sperrschichttemperatur von 50°C
$P_{V,aus(90)}$	Ausschaltverluste eines MOSFET bei einer Sperrschichttemperatur von 90°C
$P_{V,aus(125)}$	Ausschaltverluste eines MOSFET bei einer Sperrschichttemperatur von 125°C
$P_{V,aus[k]}$	Ausschaltverluste eines MOSFET für den Schritt $k$ einer Iteration
$P_{V,aus[k+1]}$	Ausschaltverluste eines MOSFET für den Schritt $k+1$ einer Iteration
$P_{V,cond(T)}$	Leitverluste in einem Transistor T
$P_{V,cond(T)[k]}$	Leitverluste in einem Transistor für den Schritt $k$ einer Iteration
$P_{V,cond(T)[k+1]}$	Leitverluste in einem Transistor für den Schritt $k+1$ einer Iteration
$P_{V,cond(D)}$	Leitverluste einer Diodeneinheit
$P_{V,cond(D)[k]}$	Leitverluste einer Diodeneinheit für den Schritt $k$ einer Iteration
$P_{V,cond(D)[k+1]}$	Leitverluste einer Diodeneinheit für den Schritt $k+1$ einer Iteration
$P_{V,REC}$	Reverse-Recovery-Verluste einer Diodeneinheit
$P_{V,Cu1}$	ohmsche Verluste in der primären Wicklung eines Transformators
$P_{V,Cu2}$	ohmsche Verluste in der sekundären Wicklung eines Transformators
$P_{V,Fe}$	Verluste im Kernmaterial eines Transformators
$P_{V,Tr}$	gesamte Verluste in einem Transformator
$P_{V,ohm,Ce}$	ohmsche Verluste im Kondensator $C_e$
$P_{V,gr}$	Leistungsschwelle bei einer Iteration
$P_a$	Ausgangsleistung eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers
$P_e$	Eingangsleistung eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers
$\langle p_{Cc}(t) \rangle_T$	mittlere übertragene Leistung zum Kondensator $C_c$ während einer Periode
$\langle p_L(t) \rangle_T$	mittlere Leistung, die in den Streuinduktivitäten und in der Magnetisierungsinduktivität des Transformators gespeichert wird, während einer Periode
$R_{BZ,stat}$	gesamter statischer Widerstand einer Brennstoffzelle
$R_{BZ,ohm}$	statischer ohmscher Widerstand einer Brennstoffzelle

## Formelzeichen und Abkürzungen

---

$R_{BZ,akt}$	statischer Widerstand für die Beschreibung der Aktivierungsverluste einer Brennstoffzelle
$R_{BZ,tr}$	statischer Widerstand für die Beschreibung der Gastransportverluste einer Brennstoffzelle
$R_{DS,on(T)}$	Drain-Source-Einschaltwiderstand eines MOSFET vom Transistor T
$R_{Cu,L\mu 1}$	ohmscher Widerstand der primären Wicklung eines Transformators
$R_{Cu,L\mu 2}$	ohmscher Widerstand der sekundären Wicklung eines Transformators
$R_{th(jc)}$	thermischer Widerstand eines MOSFET von der Sperrschicht zum Gehäuse
$R_{th(jc),D}$	thermischer Widerstand einer Diode von der Sperrschicht zum Gehäuse
$R_{th(ck)}$	thermischer Widerstand der wärmeleitenden Folie zwischen dem Gehäuse der Leistungshalbleiter und einem Kühlkörper
$R_{th(ka)}$	thermischer Widerstand eines Kühlkörpers
$R_L$	Lastwiderstand eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers
$R_e$	effektiver Großsignalwiderstand für die Modellierung des dynamischen Verhaltens eines DC/DC-Wandlers
$r_1, r_2$	Kleinsignalwiderstände
$j_1, j_2$	Kleinsignalverstärkungsfaktoren
$g_1, g_2$	Kleinsignalverstärkungsfaktoren
$r_d$	differentieller Widerstand einer Diode
$s$	Laplace-Operator
$T_1, T_2$	Zeitkonstanten
$T_j$	Sperrschichttemperatur eines MOSFET
$T_{j(T1)}$	Sperrschichttemperatur eines MOSFET in einer Parallelschaltung für den Transistor T <sub>1</sub>
$T_{j(T2)}$	Sperrschichttemperatur eines MOSFET in einer Parallelschaltung für den Transistor T <sub>2</sub>
$T_{j(D)}$	Sperrschichttemperatur einer Diode in einer Diodeneinheit D
$T_{j(D1)}$	Sperrschichttemperatur einer Diode in der Diodeneinheit D <sub>1</sub>
$T_{j(D2)}$	Sperrschichttemperatur einer Diode in der Diodeneinheit D <sub>2</sub>
$T_a$	Umgebungstemperatur
$T_K$	Temperatur des Gehäuses eines Kühlkörpers

## Formelzeichen und Abkürzungen

---

$T$	Schaltperiode der Transistoren eines DC/DC-Wandlers
$T_{BZ}$	Temperatur der chemischen Reaktion in der Brennstoffzelle
$t$	Zeit
$t_{mag}$	Zeitabschnitt, während der Magnetisierungsstrom eines Transformators ansteigt
$t_{aus}$	Ausregelzeit der Ausgangsspannung und bei einer sprunghaften Eingangsspannung
$t_{max}$	Zeitpunkt der maximalen dynamischen Überspannung einer Brennstoffzelle
$t_{5\%}$	Zeitpunkt, zu dem die dynamische Überspannung einer Brennstoffzelle 5% der maximalen dynamischen Überspannung erreicht
$t_f$	Zeit des Abklingens des Reverse-Recovery-Stromes
$t_s$	Zeit der Erhöhung des Reverse-Recovery-Stromes
$t_{rr}$	Sperrverzögerungszeit
$t_0...t_5$	Zeitpunkte
$\eta_{BZ,th}$	thermischer Wirkungsgrad einer Brennstoffzelle
$\eta_{BZ,el}$	elektrischer Wirkungsgrad einer Brennstoffzelle
$\eta_{BZ,ges}$	gesamter Wirkungsgrad einer Brennstoffzelle
$\eta_{BS}$	Ausnutzungsfaktor des Brennstoffes einer Brennstoffzelle
$U_T$	Sperrspannung an einem Transistor eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers im stationären Arbeitspunkt
$U_D$	Sperrspannung an einer Diode eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers im stationären Arbeitspunkt
$U_{BZ}$	Ausgangsspannung einer BZ für einen bestimmten Arbeitspunkt
$U_a$	Ausgangsspannung eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers im stationären Arbeitspunkt
$U_e$	Eingangsspannung eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers im stationären Arbeitspunkt
$U_{e,min}$	minimale Eingangsspannung eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers im stationären Arbeitspunkt
$U_{e,max}$	maximale Eingangsspannung eines unidirektionalen DC/DC-Wandlers im stationären Arbeitspunkt
$U_{Ca}$	Spannung des Kondensators $C_a$ im stationären Arbeitspunkt

$U_{Ca}(t_0)$	Spannung des Kondensators $C_a$ zum Anfang jeder Periode im stationären Zustand
$\frac{U_{Ca}}{U_e \text{ CCM}}$	Verhältnis der Spannung am Kondensator $C_a$ zur Eingangsspannung eines DC/DC-Wandlers für den stationären Zustand im kontinuierlichen Betrieb
$\frac{U_{Ca}}{U_e \text{ DCM}}$	Verhältnis der Spannung am Kondensator $C_a$ zur Eingangsspannung eines DC/DC-Wandlers für den stationären Zustand im diskontinuierlichen Betrieb
$\frac{U_{Cc}}{U_e \text{ CCM}}$	Verhältnis der Spannung am Kondensator $C_c$ zur Eingangsspannung eines DC/DC-Wandlers für den stationären Zustand im kontinuierlichen Betrieb
$\frac{U_{Cc}}{U_e \text{ DCM}}$	Verhältnis der Spannung am Kondensator $C_c$ zur Eingangsspannung eines DC/DC-Wandlers für den stationären Zustand im diskontinuierlichen Betrieb
$U_{Ca}(t_1)$	Spannung des Kondensators $C_a$ zum Zeitpunkt $t_1$ im stationären Zustand
$U_{Ca}(t_2)$	Spannung des Kondensators $C_a$ zum Zeitpunkt $t_2$ im stationären Zustand
$U_{Cc}$	Spannung des Kondensators $C_c$ im stationären Arbeitspunkt
$U_{Cc}(t_0)$	Spannung des Kondensators $C_c$ im stationären Zustand zum Beginn jeder Periode
$U_{Cc}(t_1)$	Spannung des Kondensators $C_c$ im stationären Zustand zum Zeitpunkt $t_1$
$U_{Cc}(t_2)$	Spannung des Kondensators $C_c$ im stationären Zustand zum Zeitpunkt $t_2$
$U_{T1}$	Spannung über den Transistor $T_1$ im stationären Zustand
$U_{T1,max}$	maximale Spannung über den Transistor $T_1$ im stationären Zustand
$U_{DS,max}$	Durchbruchspannung eines MOSFETs
$U_{a,soll}$	Sollwert für die Ausgangsspannung
$U_{a,ist}$	Istwert für die Ausgangsspannung
$U_{Cc,max}$	maximale zulässige Spannung am Kondensator $C_c$
$U_{pwm}$	Amplitude der Spannung des PWM-Modulators

---

$U_{Ca(t=0)}$	Spannung des Kondensators $C_a$ beim Leerlauf eines DC/DC-Wandlers
$U_0$	fiktive Leerlaufspannung einer Brennstoffzelle
$U_{T1, ein}$	Sperrspannung an einem MOSFET des Schalters $T_1$ vor dem Einschalten
$U_{T1, aus}$	Sperrspannung an einem MOSFET des Schalters $T_1$ nach dem Ausschalten
$U_{D, aus}$	Sperrspannung an einer Diode $D$ nach dem Übergang von einem leitenden zu einem nichtleitenden Zustand
$U_{D, max}$	maximale Sperrspannung an einer Diode $D$
$U_{LA, max}$	maximale verkettete Spannung des dreiphasigen Netzes
$U_{NA, RMS}$	Effektivwert des Leiterspannung der Phase A des dreiphasigen Netzes
$U_{T0}$	Schleusenspannung einer Diode
$U_k$	Spannung, auf welche die Transistorspannung durch eine Clamping-Schaltung begrenzt ist
$U_{Cc, alt}$	Spannung des Kondensators $C_c$ zum Zeitpunkt der vorherigen Spannungsüberwachung
$U_{Cc, neu}$	Spannung des Kondensators $C_c$ zum Zeitpunkt der aktuellen Spannungsüberwachung
$U_{L\mu 1}$	Spannung über die primäre Wicklung des Transformators während der Magnetisierungsphase
$\langle u_{Dc}(t) \rangle_T$	mittlere Spannung über die Diode $D_c$ während einer Periode
$\langle u_e(t) \rangle_T$	mittlere Eingangsspannung eines DC/DC-Wandlers während einer Periode
$\langle u_{Cc}(t) \rangle_T$	mittlere Spannung am Kondensator $C_c$ während einer Periode
$\langle u_{Ca}(t) \rangle_T$	mittlere Spannung am Kondensator $C_a$ während einer Periode
$\langle u_{T1}(t) \rangle_T$	mittlere Spannung über den Transistor $T_1$ während einer Periode
$\langle u_{L\mu 1}(t) \rangle_T$	mittlere Spannung über die primäre Magnetisierungsinduktivität während einer Periode
$\langle u_{L\sigma 1}(t) \rangle_T$	mittlere Spannung über die primäre Streuinduktivität des Transformators während einer Periode
$\langle u_{L\sigma 2}(t) \rangle_T$	mittlere Spannung über die sekundäre Streuinduktivität des Transformators während einer Periode

---

$\langle u_{La}(t) \rangle_T$	mittlere Spannung durch die Induktivität $L_a$ während einer Periode
$u_{BZ}(t)$	Ausgangsspannung der Brennstoffzelle als Funktion der Zeit
$U_{L\mu 1}$	Spannung über die primäre Magnetisierungsinduktivität eines Transformators im stationären Zustand
$u_{L\mu 1}(t)$	Spannung über die primäre Magnetisierungsinduktivität eines Transformators als Funktion der Zeit
$u_{L\mu 2}(t)$	Spannung über die sekundäre Magnetisierungsinduktivität eines Transformators als Funktion der Zeit
$u_{L\sigma 1}(t)$	Spannung über die primäre Streuinduktivität eines Transformators als Funktion der Zeit
$u_{L\sigma 2}(t)$	Spannung über die sekundäre Streuinduktivität eines Transformators als Funktion der Zeit
$u_{D2}(t)$	Spannung über die Diode $D_2$ als die Funktion der Zeit
$u_{Dc}(t)$	Spannung über die Diode $D_c$ als die Funktion der Zeit
$u_{La}(t)$	Spannung über die Induktivität $L_a$ als Funktion der Zeit
$u_e(t)$	Eingangsspannung des DC/DC-Wandlers als Funktion der Zeit
$u_{Ca}(t)$	Spannung über den Kondensator $C_a$ als Funktion der Zeit
$u_{Cc}(t)$	Spannung über den Kondensator $C_c$ als Funktion der Zeit
$\hat{u}_{Ca}(t)$	Kleinsignaländerung der Spannung am Kondensator $C_a$ im Zeitbereich
$\hat{u}_{Cc}(t)$	Kleinsignaländerung der Spannung am Kondensator $C_c$ im Zeitbereich
$\hat{u}_{Ca}(s)$	Kleinsignaländerung der Spannung am Kondensator $C_a$ im Laplace-Bereich
$\hat{u}_{Cc}(s)$	Kleinsignaländerung der Spannung am Kondensator $C_c$ im Laplace-Bereich
$\hat{u}_e(s)$	Kleinsignaländerung der Eingangsspannung des DC/DC-Wandlers im Laplace-Bereich
$\hat{u}_{T1}(t)$	Kleinsignaländerung der Spannung über den Transistor $T_1$ im Zeitbereich
$\ddot{u}$	Übersetzungsverhältnis eines Transformators eines DC/DC-Wandlers
$\ddot{u}_1, \ddot{u}_2$	Übersetzungsverhältnisse im Kleinsignalbereich
$\ddot{u}_{min}$	minimales Übersetzungsverhältnis eines Transformators eines DC/DC-Wandlers

$\mu_0$	relative Permeabilität der Luft
$\mu$	relative Permeabilität des Kernmaterials
$\rho$	Widerstand des Kupfers pro Längeneinheit
$\gamma$	Koeffizient für die Berücksichtigung der Abhängigkeit der Verluste im Kernmaterial von der Frequenz
$\beta$	Koeffizient für die Berücksichtigung der Abhängigkeit der Verluste im Kernmaterial von der magnetischen Induktion
$\frac{d\langle i_{La}(t) \rangle_T}{dt}$	erste Ableitung des mittleren Stromes durch die Induktivität $L_a$ während einer Periode
$\frac{d\langle u_{Ca}(t) \rangle_T}{dt}$	erste Ableitung der mittleren Spannung über den Kondensator $C_a$ während einer Periode
$\frac{di_\mu(t)}{dt}$	erste Ableitung des Magnetisierungsstromes nach der Zeit
$\frac{di_e(t)}{dt}$	erste Ableitung des Stromes durch die primäre Wicklung eines DC/DC-Wandlers nach der Zeit
$\frac{di_{D1}(t)}{dt}$	erste Ableitung des Stromes durch die Diode $D_1$ eines DC/DC-Wandlers nach der Zeit
$\frac{di_{D2}(t)}{dt}$	erste Ableitung des Stromes durch die Diode $D_2$ eines DC/DC-Wandlers nach der Zeit
$\frac{d^2 i_e(t)}{dt^2}$	zweite Ableitung des Stromes hinter dem Eingangsfiler eines DC/DC-Wandlers nach der Zeit
$\frac{d^2 i_{D2}(t)}{dt^2}$	zweite Ableitung des Stromes durch die Diode $D_2$ eines DC/DC-Wandlers nach der Zeit
$\frac{df_1(u_e, U_{Cc}, D)}{du_e}$	erste Ableitung der Funktion $f_1$ von der Eingangsspannung, Spannung über den Kondensator $C_c$ und vom Tastverhältnis nach der Eingangsspannung
$\frac{df_1(U_e, u_{Cc}, D)}{du_{Cc}}$	erste Ableitung der Funktion $f_1$ von der Eingangsspannung, Spannung über den Kondensator $C_c$ und vom Tastverhältnis nach der Spannung über den Kondensator $C_c$

$$\frac{df_1(U_e, U_{C_c}, d)}{dd}$$

erste Ableitung der Funktion  $f_1$  von der Eingangsspannung, Spannung über den Kondensator  $C_c$  und vom Tastverhältnis nach dem Tastverhältnis

$$\frac{df_2(u_{T_1}, U_{C_c}, D)}{du_e}$$

erste Ableitung der Funktion  $f_2$  von der Spannung über den Transistor  $T_1$ , Spannung über den Kondensator  $C_c$  und vom Tastverhältnis nach der Eingangsspannung

$$\frac{df_2(U_e, u_{C_c}, D)}{du_{C_c}}$$

erste Ableitung der Funktion  $f_2$  von der Eingangsspannung, Spannung über den Kondensator  $C_c$  und vom Tastverhältnis nach der Spannung über den Kondensator  $C_c$

$$\frac{df_2(U_e, U_{C_c}, d)}{dd}$$

erste Ableitung der Funktion  $f_2$  von der Eingangsspannung, Spannung über den Kondensator  $C_c$  und vom Tastverhältnis nach dem Tastverhältnis

## Abkürzungen

BZ	Brennstoffzelle
PEM-BZ	Polymer-Elektrolyt-Membran Brennstoffzelle
WR	Wechselrichter
MOSFET	Metall-Oxid-Feldeffekttransistor
RBIGBT	reverse blocking Insulated Gate Bipolar Transistor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ELKO	Elektrolytkondensator
PWM-Signal	pulsweitenmoduliertes Signal
DC/DC-Wandler	Gleichspannungswandler
PI-Regler	proportional-integraler Regler
DT <sub>1</sub> -Glieder	differenzierend wirkendes Glied mit der
Zeitverzögerung	
A/D-Wandler	analog-digitaler Wandler
ADC1	analog digital converter 1
ADC2	analog digital converter 2
PWM1	Pulsweitenmodulation 1
PWM2	Pulsweitenmodulation 2

# Anhang

## Anhang 1 Grundlagen Doppeldurchflusswandler

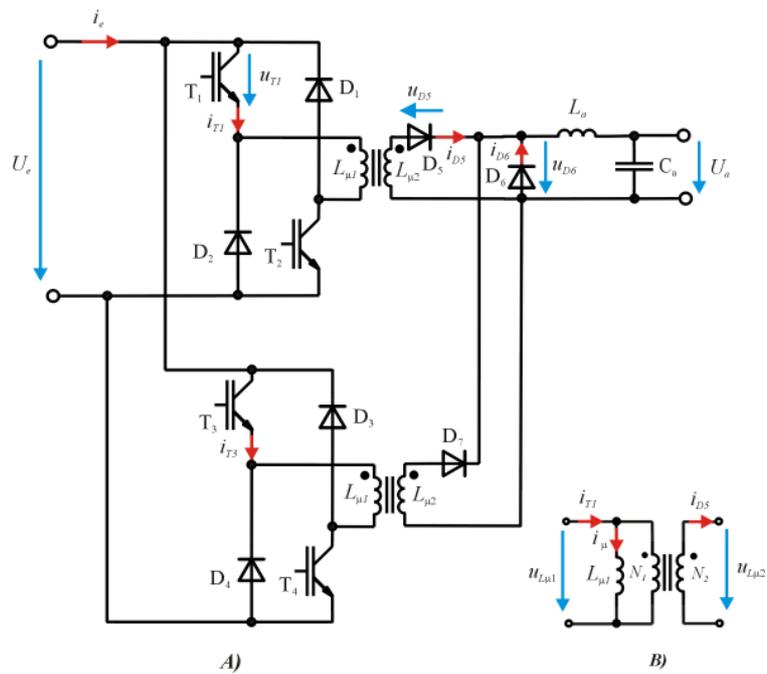


Abb. A1.1: Schaltung des Doppeldurchflusswandlers

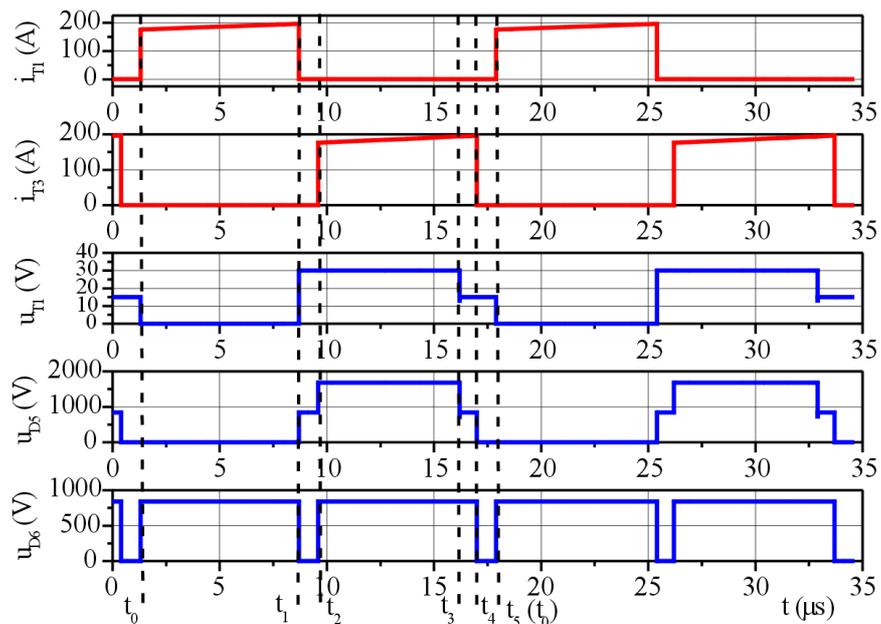


Abb. A1.2: Verläufe des Doppeldurchflusswandlers (Fall des kontinuierlichen Stromes durch die Induktivität  $L_a$ )

Der Betrieb des Doppeldurchflusswandlers mit einem idealen Transformator, *Abb. A1.2*, lässt sich in vier Betriebsphasen unterteilen:

- Magnetisierungsphase für den Durchflusswandler mit den Transistoren  $T_1, T_2$  ( $t_0 \dots t_1$ )
- Erste Phase der Totzeit ( $t_1 \dots t_2$ )
- Magnetisierungsphase für den Durchflusswandler mit dem Transistor  $T_3, T_4$  ( $t_2 \dots t_4$ )
- Zweite Phase der Totzeit ( $t_4 \dots t_5$ )

Der Strom durch den Transistor  $T_1$ , durch die Diode  $D_5$  und der Magnetisierungsstrom während der Magnetisierungsphase können wie folgt berechnet werden:

$$i_{T1}(t) = I_{T1,\min} + \left( \frac{U_e}{L_{\mu 1}} + \frac{U_e \ddot{u}^2 - U_a \ddot{u}}{L_a} \right) (t - t_0) \quad (\text{A1.1})$$

$$i_{D5}(t) = I_{D5,\min} + \left( \frac{U_e \ddot{u} - U_a}{L_a} \right) (t - t_0) \quad (\text{A1.2})$$

$$i_{\mu}(t) = I_{T1,\min} - I_{D5,\min} \ddot{u} + \frac{U_e}{L_{\mu 1}} (t - t_0) \quad (\text{A1.3})$$

Der minimale Strom durch den Transistor  $T_1$ :

$$i_{T1}(t_0) = I_{T1,\min} = I_{T1,\text{avg}(on),\max} - \frac{U_e DT}{2L_{\mu 1}} - \frac{(U_e \ddot{u}^2 - U_a \ddot{u})DT}{2L_a} \quad (\text{A1.4})$$

Der maximale Strom durch den Transistor  $T_1$ :

$$i_{T1}(t_1) = I_{T1,\max} = I_{T1,\text{avg}(on),\max} + \frac{U_e DT}{2L_{\mu 1}} + \frac{(U_e \ddot{u}^2 - U_a \ddot{u})DT}{2L_a} \quad (\text{A1.5})$$

In der Gl. (A1.4), (A1.5) ist der maximale mittlere Strom während der Leitphase der primärseitigen Transistoren:

$$I_{T1,\text{avg}(on),\max} = \frac{P_a}{2DU_{e,\min}} \quad (\text{A1.6})$$

und das Tastverhältnis wird wie folgt definiert:

$$D = \frac{t_1 - t_0}{T} \quad (\text{A1.7})$$

Der Magnetisierungsstrom des Transformators des Durchflusswandlers mit den Transistoren  $T_1, T_2$  steigt während der Magnetisierungsphase ( $t_0 \dots t_1$ ) an. Die Dauer der Phase des Anstieges vom Magnetisierungsstrom wird deshalb wie folgt definiert:

$$t_{mag} = t_1 - t_0 = DT \quad (A1.8)$$

Während des Zeitabschnittes ( $t_1 \dots t_3$ ) wird die primäre Wicklung des Durchflusswandlers mit den Transistoren  $T_1, T_2$  entmagnetisiert und der Magnetisierungsstrom fällt ab.

Während der Phasen der Totzeit ( $t_1 \dots t_2$ ) und ( $t_4 \dots t_5$ ) sperren alle Transistoren und leitet die Freilaufdiode  $D_6$ . Die Gleichung, die den Zeitverlauf des Stromes durch die Diode  $D_6$  beschreibt, lautet:

$$i_{D_6}(t) = \frac{i_{T_1}(t_0)}{\ddot{u}} + \left( \frac{U_e \ddot{u} - U_a}{L_a} \right) DT - \frac{U_a}{L_a} (t - t_1) \quad (A1.9)$$

## Anhang 2 Grundlagen spannungsgespeister Vollbrückenwandler

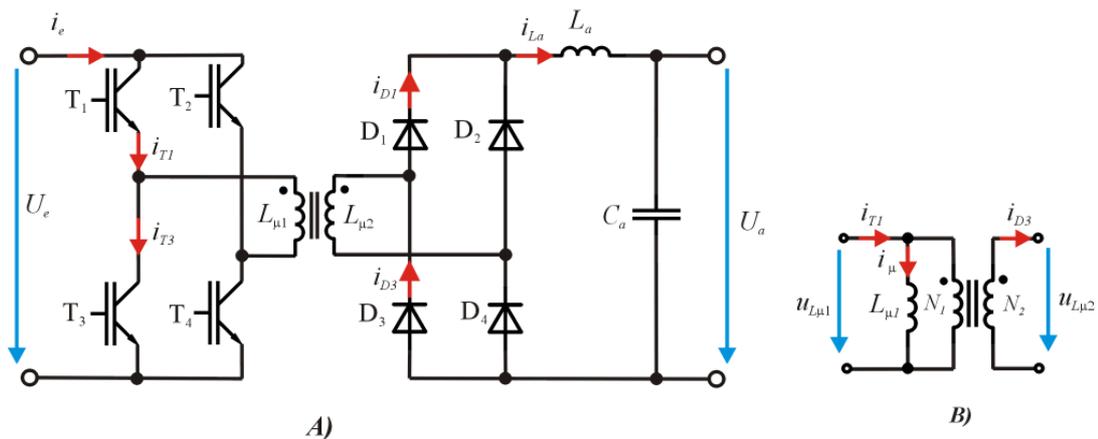


Abb. A2.1: Schaltung des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers

Beim Betrieb des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers unterscheidet man zwischen 4 Betriebsphasen, Abb. A2.2:

- Magnetisierungsphase ( $t_0 \dots t_1$ )
- Erste Phase der Totzeit ( $t_1 \dots t_2$ )
- Entmagnetisierungsphase ( $t_2 \dots t_3$ )
- Zweite Phase der Totzeit ( $t_3 \dots t_4$ )

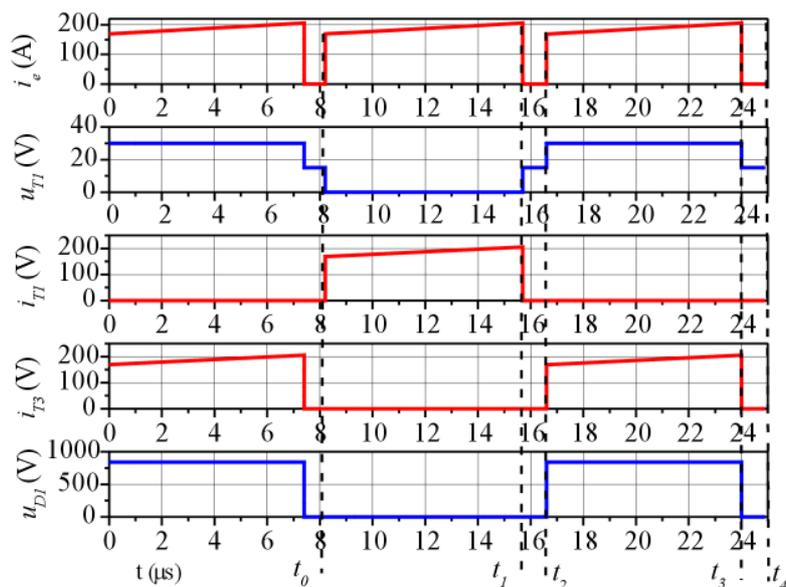


Abb. A2.2: Verläufe des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers (Fall des kontinuierlichen Stromes durch die Induktivität  $L_a$ )

Bei der Betrachtung des Falls mit einer unidirektionalen Magnetisierung des Transformators können der Strom durch den Transistor  $T_1$ , durch die Diode  $D_1$  und der Magnetisierungsstrom während der Magnetisierungsphase wie folgt berechnet werden:

$$i_{T1}(t) = I_{T1,\min} + \left( \frac{U_e}{L_{\mu 1}} + \frac{U_e \ddot{u}^2 - U_a \ddot{u}}{L_a} \right) (t - t_0) \quad (\text{A.2.1})$$

$$i_{D1}(t) = I_{D1,\min} + \left( \frac{U_e \ddot{u} - U_a}{L_a} \right) (t - t_0) \quad (\text{A.2.2})$$

$$i_{\mu}(t) = I_{T1,\min} - I_{D1,\min} \ddot{u} + \frac{U_e}{L_{\mu 1}} (t - t_0) \quad (\text{A.2.3})$$

Während der Phasen der Totzeit ( $t_1 \dots t_2$ ) und ( $t_3 \dots t_4$ ) sperren alle Transistoren und leiten alle Dioden  $D_1$ - $D_4$ . Der Strom durch den Transistor  $T_1$ , durch die Diode  $D_3$  während der Phasen der Totzeit können unter der Voraussetzung, dass der Magnetisierungsstrom vernachlässigbar klein ist, wie folgt berechnet werden:

$$i_{T1}(t) = 0 \quad (\text{A.2.4})$$

$$i_{D3}(t) = 0,5 i_{L_a}(t) = i_{D1}(t_{1+}) - \frac{U_a}{2L_a} (t - t_1) \quad (\text{A.2.5})$$

In der Gl. (A2.5) ist der Strom durch die Diode  $D_1$  zum Zeitpunkt  $t_1$ :

$$i_{D1}(t_{1+}) = \frac{i_{T1}(t_0)}{2\ddot{u}} + \left( \frac{U_e \ddot{u} - U_a}{2L_a} \right) DT \quad (\text{A.2.6})$$

Die Minimal- und Maximalwerte des Transistorstromes:

$$I_{T1,\min} = I_{T1,avg(on),\max} - \frac{U_e DT}{2L_{\mu 1}} - \frac{(U_e \ddot{u}^2 - U_a \ddot{u})DT}{2L_a} \quad (\text{A2.7})$$

$$I_{T1,\max} = I_{T1,avg(on),\max} + \frac{U_e DT}{2L_{\mu 1}} + \frac{(U_e \ddot{u}^2 - U_a \ddot{u})DT}{2L_a} \quad (\text{A2.8})$$

In der Gl. (A2.7)-(A2.8) ist der mittlere Strom durch den Transistor  $T_1$  während der Einschaltdauer des Transistors  $T_1$  wie folgt definiert:

$$I_{T1,avg(on),\max} = \frac{P_a}{2DU_{e,\min}} \quad (\text{A2.9})$$

und das Tastverhältnis wird wie folgt definiert:

$$D = \frac{t_1 - t_0}{T} \quad (\text{A2.10})$$

Der Magnetisierungsstrom des Transformators des Durchflusswandler mit den Transistoren  $T_1$ ,  $T_2$  steigt während der Magnetisierungsphase ( $t_0...t_1$ ) an. Die Dauer der Phase des Anstieges vom Magnetisierungsstrom wird deshalb wie folgt definiert:

$$t_{mag} = t_1 - t_0 = DT \quad (\text{A2.11})$$

Während der Entmagnetisierungsphase ( $t_2...t_3$ ) leiten die Transistoren  $T_2$ ,  $T_3$  und die Dioden  $D_2$ ,  $D_3$ . Der Strom durch die Diode  $D_3$  kann durch eine Zeitfunktion beschrieben werden:

$$i_{D3}(t) = i_{D1}(t_{1+}) - \frac{U_a}{2L_a} \frac{T - 2DT}{2} - \frac{U_a}{L_a} (t - t_2) \quad (\text{A2.12})$$

Der Effektivwert des Stromes durch die primäre Wicklung des Transformators:

$$I_{L\mu 1,RMS} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+DT} i_{T1}^2(t) dt} \quad (\text{A2.13})$$

### Anhang 3 Grundlagen stromgespeister Vollbrückenwandler und Gegentaktwandler

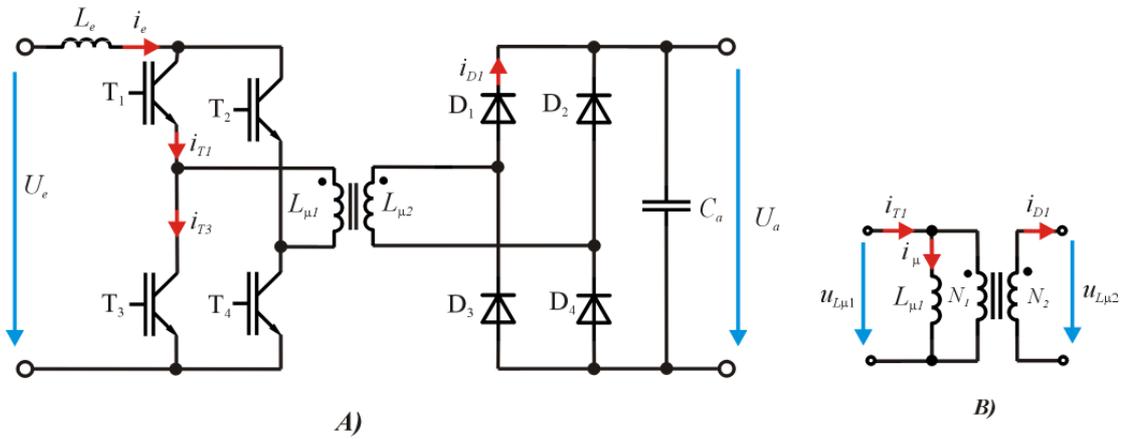


Abb. A3.1: Schaltung des stromgespeisten Vollbrückenwandlers

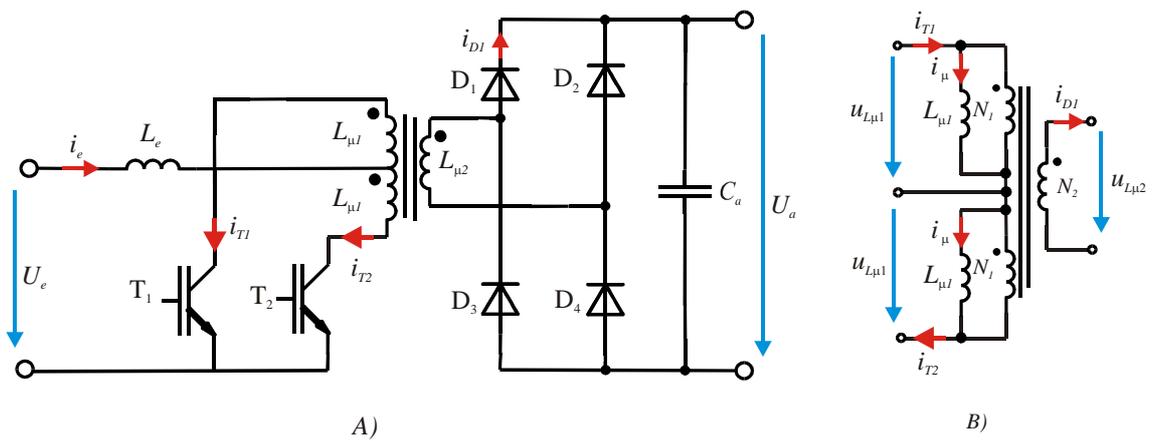


Abb. A3.2: Schaltung des stromgespeisten Gegentaktwandlers

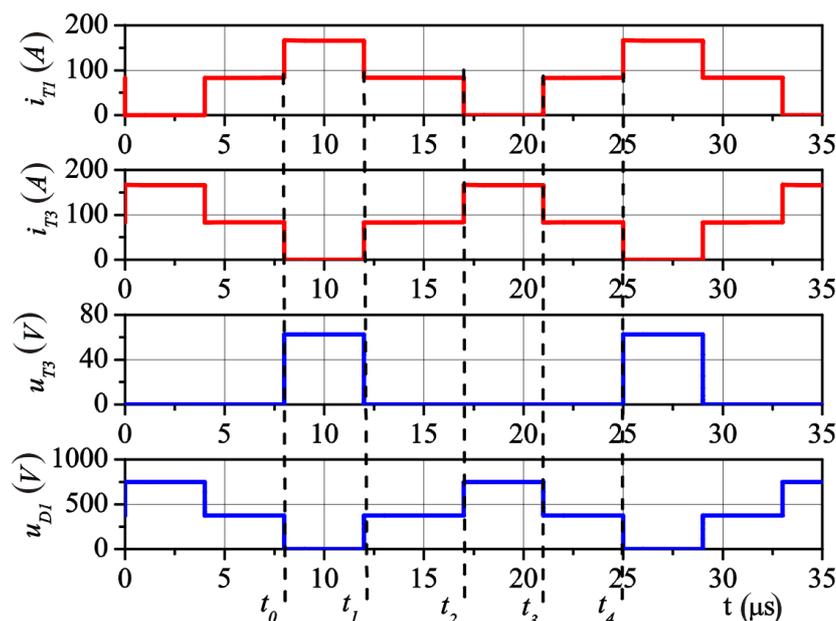


Abb. A3.3: Verläufe des stromgespeisten Vollbrückenwandlers

Beim Betrieb des stromgespeisten Vollbrückenwandlers unterscheidet man bei der Annahme der unidirektionalen Magnetisierung des Transformators zwischen 4 Betriebsphasen, Abb. A3.3:

- Magnetisierungsphase ( $t_0...t_1$ )
- Überlappungsphase 1 ( $t_1...t_2$ )
- Entmagnetisierungsphase ( $t_2...t_3$ )
- Überlappungsphase 2 ( $t_3...t_4$ )

Der Strom durch den Transistor  $T_1$  und durch die Diode  $D_1$  während der Magnetisierungsphase:

$$i_{T1}(t) = i_e(t) = i_{T1}(t_0) + \frac{U_e - U_a}{L_e} \ddot{u}(t - t_0) \quad (\text{A3.1})$$

$$i_{D1}(t) = \frac{i_{T1}(t_0)}{\ddot{u}} + \frac{U_e \ddot{u} - U_a}{L_e \ddot{u}^2} (t - t_0) - \frac{U_a}{L_{\mu 1} \ddot{u}^2} (t - t_0) \quad (\text{A3.2})$$

Hier ist der Transistorstrom zum Ende der Magnetisierungsphase:

$$i_{T1}(t_{1-}) = i_{T1}(t_0) + \frac{U_e - U_a}{L_e} \frac{T - 2T(D - 0,5)}{2} \quad (\text{A3.3})$$

In der Gl. (A3.3) wird das Tastverhältnis für den Transistor  $T_1$  wie folgt definiert:

$$D = \frac{t_2 - t_0 + t_4 - t_3}{T} \quad (\text{A3.4})$$

Der Magnetisierungsstrom des Transformators des Durchflusswandlers mit den Transistoren  $T_1$ ,  $T_2$  steigt während der Magnetisierungsphase ( $t_0 \dots t_1$ ) an. Die Dauer der Magnetisierungsphase wird wie folgt definiert:

$$t_{mag} = t_1 - t_0 = \frac{T - 2T(D - 0,5)}{2} \quad (\text{A3.5})$$

Der Strom durch den Transistor  $T_1$  während der Überlappungsphase 1:

$$i_{T1}(t) = i_{T1}(t_{1+}) + \frac{U_e}{2L_e}(t - t_1) \quad (\text{A3.6})$$

Die Dioden  $D_1$ - $D_4$  sperren während dieser Phase. Der Strom durch die Drossel  $L_e$  teilt sich zwischen zwei Zweigen mit den Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  gleichmäßig unter der Annahme, dass der Magnetisierungsstrom vernachlässigbar klein ist. Dann ist der Strom durch den Transistor  $T_1$  zum Anfang der Überlappungsphase 1 in der Gl. (A3.6) wie folgt definiert:

$$i(t_{1+}) = \frac{1}{2}i_{T1}(t_0) + \frac{U_e - \frac{U_a}{2}}{4L_e}\ddot{u}(T - 2T(D - 0,5)) \quad (\text{A3.7})$$

Während der Entmagnetisierungsphase ( $t_2 \dots t_3$ ) sind die Transistoren  $T_2$ ,  $T_3$  eingeschaltet und die Transistoren  $T_1$ ,  $T_4$  ausgeschaltet. Es gilt:

$$i_{T1}(t_1) = 0 \quad (\text{A3.8})$$

Der Eingangsstrom kann ähnlich wie für die Magnetisierungsphase ermittelt werden:

$$i_e(t) = i_e(t_2) + \frac{U_e - \frac{U_a}{2}}{L_e}\ddot{u}(t - t_2) \quad (\text{A3.9})$$

In der Gl. (A3.9) ist der Eingangsstrom am Ende der Überlappungsphase 1 wie folgt definiert:

$$i_e(t_2) = i_{T1}(t_0) + \frac{U_e - \frac{U_a}{2}}{2L_e}\ddot{u}(T - 2T(D - 0,5)) + \frac{U_e}{L_e}T(D - 0,5) \quad (\text{A3.10})$$

Der Eingangsstrom am Ende der Entmagnetisierungsphase:

$$i_e(t_3) = i_{T1}(t_0) + \frac{U_e - \frac{U_a}{\ddot{u}}}{2L_e}(T - 2T(D - 0,5)) + \frac{U_e}{L_e}T(D - 0,5) + \frac{U_e - \frac{U_a}{\ddot{u}}}{2L_e}(T - 2T(D - 0,5)) \quad (\text{A3.11})$$

Der Strom des Transistors  $T_1$ , beim dem er eingeschaltet wird, kann wie folgt berechnet werden:

$$i_{T1}(t_3) = 0,5i_e(t_3) = 0,5i_{T1}(t_0) + \frac{U_e - \frac{U_a}{\ddot{u}}}{4L_e}(T - 2T(D - 0,5)) + \frac{U_e}{2L_e}T(D - 0,5) + \frac{U_e - \frac{U_a}{\ddot{u}}}{4L_e}(T - 2T(D - 0,5)) \quad (\text{A3.12})$$

Für die Überlappungsphase 2 ( $t_3 \dots t_4$ ) wird der Eingangsstrom so berechnet:

$$i_e(t) = i_e(t_3) + \frac{U_e}{L_e}(t - t_3) \quad (\text{A3.13})$$

Der Eingangsstrom am Ende der Überlappungsphase 2 bzw. am Ende der Periode berechnen:

$$i_e(t_4) = i_{T1}(t_0) + \frac{U_e - \frac{U_a}{\ddot{u}}}{2L_e}(T - 2T(D - 0,5)) + \frac{U_e}{L_e}T(D - 0,5) + \frac{U_e - \frac{U_a}{\ddot{u}}}{2L_e}(T - 2T(D - 0,5)) + \frac{U_e}{L_e}T(D - 0,5) \quad (\text{A3.14})$$

Der Mittelwert des Eingangsstromes kann wie folgt berechnet werden:

$$I_{e,avg} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} i_e(t) dt \quad (\text{A3.15})$$

Das Integral lässt sich mit Hilfe der Zeitgleichungen des Eingangsstromes für jede Betriebsphase wie folgt bestimmen:

$$I_{e,avg} = \frac{-U_a TD - TU_a - 2i_{T1}(t_0)L_e\ddot{u} + U_e\ddot{u}T + 2U_a TD^2}{L_e\ddot{u}} \quad (\text{A3.16})$$

Für den stationären Zustand gilt:

$$I_{e,avg} = \frac{P_e}{U_e} \quad (\text{A3.17})$$

Aus der Gl. (A3.16) und Gl. (A3.17) ergibt sich eine Gleichung mit einer Unbekannten  $i_{T1}(t_0)$ . Nach der Lösung von dieser Gleichung erhält man:

$$i_{T1}(t_0) = \frac{P_e}{U_e} - U_a T \frac{D^2 - 0,5D - 0,5}{L_e \ddot{u}} - \frac{0,5U_e T}{L_e} \quad (\text{A3.18})$$

Der Transistorstrom, bei dem er ausgeschaltet wird, kann aus der Gl. (A3.10) unter Annahme, dass der Magnetisierungsstrom vernachlässigbar klein ist, wie folgt berechnet werden:

$$i_{T1}(t_2) = \frac{1}{2} i_{T1}(t_0) + \frac{U_e - U_a}{4L_e} \ddot{u} (T - 2T(D - 0,5)) + \frac{U_e}{2L_e} T(D - 0,5) \quad (\text{A3.19})$$

#### Anhang 4 Grundlagen Hochsetzsteller mit geteilter Drossel

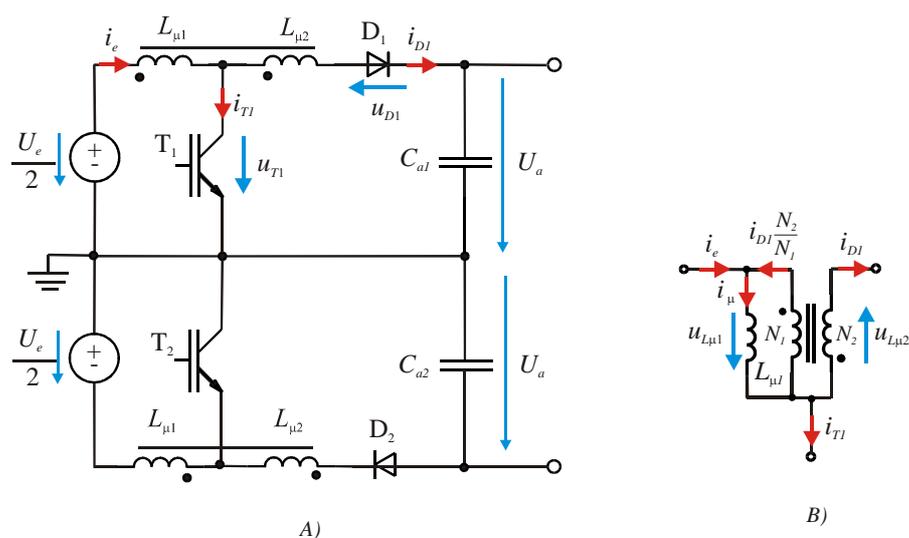


Abb. A4.1: A: Schaltung des Hochsetzstellers mit geteilter Drossel; B: Ersatzschaltbild der geteilten Drossel

Die Betriebszustände des Hochsetzstellers mit der idealen geteilten Drossel sind wie folgt:

- Magnetisierungsphase ( $t_0 \dots t_1$ ) ( $T_1, T_2$  ein)
- Entmagnetisierungsphase ( $t_1 \dots t_2$ ) ( $T_1, T_2$  aus)

Das Übersetzungsverhältnis der geteilten Drossel wird wie folgt definiert:

$$\ddot{u} = \frac{N_1 + N_2}{N_1} = 1 + \frac{N_2}{N_1} \quad (\text{A4.1})$$

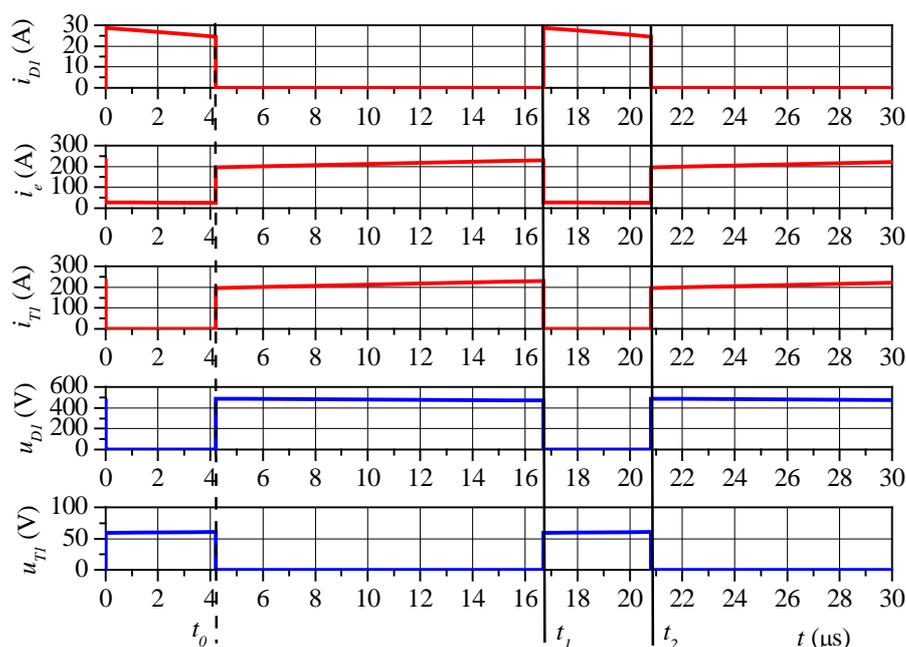


Abb. A4.2: Verläufe des Hochsetzstellers mit geteilter Drossel

Der Transistorstrom, der Eingangsstrom des Hochsetzstellers und der Magnetisierungsstrom sind während der Magnetisierungsphase laut dem Ersatzschaltbild der geteilten Drossel in Abb. A4.1B gleich:

$$i_{T1}(t) = i_e(t) = i_{T1}(t_0) + \frac{U_e}{2L_{\mu 1}}(t - t_0) \quad (\text{A4.2})$$

weil der Diodenstrom Null ist:

$$i_{D1}(t) = 0 \quad (\text{A4.3})$$

Mit Hilfe der Gl (A4.2) kann man die Änderung des Eingangsstromes während der Magnetisierungsphase berechnen:

$$i_e(t_1) - i_e(t_0) = \frac{U_e}{2L_{\mu 1}} t_{mag} \quad (\text{A4.4})$$

Diese Änderung wird als die Welligkeit des Eingangsstromes bezeichnet. Die Dauer der Phase des Anstieges vom Magnetisierungsstrom in der Gl. (A4.4) ist wie folgt definiert:

$$t_{mag} = t_1 - t_0 = DT \quad (\text{A4.5})$$

Die erforderliche primäre Induktivität, um eine bestimmte Welligkeit des Eingangsstromes zu erreichen, wird mit Hilfe der Gl. (A4.4) wie folgt ermittelt werden:

$$L_{\mu 1} = \frac{U_e DT}{2(i_e(t_1) - i_e(t_0))} \quad (\text{A4.6})$$

Der Diodenstrom und der Eingangsstrom sind während der Entmagnetisierungsphase gleich:

$$i_e(t) = i_{D1}(t) = i_D(t_{1+}) - \frac{U_a - \frac{U_e}{2}}{L_{\mu 1} + L_{\mu 1} \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 + 2L_{\mu 1} \frac{N_2}{N_1}} (t - t_1) \quad (\text{A4.7})$$

weil der Transistorstrom Null ist:

$$i_{T1}(t) = 0 \quad (\text{A4.8})$$

Der Strom durch die Diode  $D_1$  in der Gl. (A4.7) ist wie folgt definiert:

$$i_D(t_{1+}) = \frac{N_1}{N_1 + N_2} \left( i_{T1}(t_0) + \frac{U_e}{2L_{\mu 1}} DT \right) \quad (\text{A4.9})$$

Der Magnetisierungsstrom während der Entmagnetisierungsphase wird laut dem Ersatzschaltbild der geteilten Drossel in *Abb. A4.1B* wie folgt ermittelt:

$$i_{\mu}(t) = i_e(t) + i_{D1}(t) \frac{N_2}{N_1} \quad (\text{A4.10})$$

Der Magnetisierungsstrom zum Ende der Periode kann mit der Berücksichtigung der Gl. (A4.7), (A4.9), (A4.10) wie folgt berechnet werden:

$$i_{\mu}(t_2) = \left( \frac{N_1}{N_1 + N_2} \left( i_{T1}(t_0) + \frac{U_e}{2L_{\mu 1}} DT \right) - \frac{U_a - \frac{U_e}{2}}{L_{\mu 1} + L_{\mu 1} \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 + 2L_{\mu 1} \frac{N_2}{N_1}} (1 - D)T \right) \left( 1 + \frac{N_2}{N_1} \right) \quad (\text{A4.11})$$

Für den stationären Zustand gilt:

$$i_{\mu}(t_2) = i_{\mu}(t_0) \quad (\text{A4.12})$$

Der Mittelwert des Eingangsstromes lässt sich so berechnen:

$$I_{e,avg} = \frac{1}{T} \int_0^T i_e(t) dt \quad (\text{A4.13})$$

Andererseits kann der Mittelwert des Eingangsstromes wie folgt ermittelt werden:

$$I_{e,avg} = \frac{P_e}{2U_e} \quad (\text{A4.14})$$

So bekommt man eine Gleichung im folgenden Form:

$$\frac{P_e}{2U_e} = \frac{1}{T} \int_0^T i_e(t) dt \quad (\text{A4.15})$$

Beim Einsetzen der Gl. (A4.2) und der Gl. (A4.7) in die Gl. (A4.15) und nach dem Lösen der resultieren Gleichung nach dem Transistorstrom zum Zeitpunkt  $t_0$  erhält man:

$$i_{T1}(t_0) = \frac{\frac{U_a T (1-D)^2}{2L_{\mu 1}} - \frac{U_e T}{4L_{\mu 1}} + \frac{P_e}{2U_e} - \frac{U_e D T}{2L_{\mu 1}} \frac{N_2}{N_1} + \frac{P_e}{U_e} \frac{N_2}{N_1} - \frac{U_e}{2L_{\mu 1}} D^2 T \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 + \frac{P_e}{2U_e} \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2}{\left( 1 + \frac{N_2}{N_1} D \right) \left( 1 + \frac{N_2}{N_1} \right)} \quad (\text{A4.16})$$

Die Maximal- und Minimalwerte des Transistorstromes werden dann wie folgt berechnet:

$$I_{T1,\min} = i_{T1}(t_0) \quad (\text{A4.17})$$

$$I_{T1,\max} = i_{T1}(t_0) + \frac{U_e}{2L_{\mu 1}} D T \quad (\text{A4.18})$$

## Anhang 5 Berechnung der gesamten Halbleiterverluste einer DC/DC-Wandlerschaltung

Tab. A5.1: Ausgewählte Spannungsklassen der MOSFETs für jeden aktiven Schalter und der Dioden für jede Diodeneinheit unidirektionaler DC/DC-Wandlerschaltungen

Schaltung / Bezeichnung des Bauelementes	1	2	3	4	5
T <sub>1</sub> , T <sub>2</sub>	100V	100V	100V	200V	150V
T <sub>3</sub> , T <sub>4</sub>	100V	100V	100V	-	-
D <sub>1</sub> , D <sub>2</sub>	1x 200V	4x 600V seriell	2x 600V- seriell	2x 600V- seriell	2x 600V- seriell
D <sub>3</sub> , D <sub>4</sub>	1x 200V	4x 600V- seriell	2x 600V- seriell	2x 600V- seriell	-
D <sub>5</sub> , D <sub>7</sub>	4x 600V seriell	-	-	-	-
D <sub>6</sub>	4x 600V- seriell	-	-	-	-

Tab. A5.2: Angesetzte Abhängigkeiten des Drain-Source-Widerstandes eines MOSFETs, Abhängigkeiten der Schleusenspannung, des differentiellen Widerstandes einer Diode, der Reverse-Recovery Verluste einer Diodeneinheit von der Sperrschichttemperatur einer Diode für die DC/DC-Wandlerschaltungen (verwendetes Diodentyp für alle DC/DC-Wandlerschaltungen: 600V-Diode DSEP8-06B,  $di_D(t)/dt=500A/\mu s$ ; 1: Doppeldurchflusswandler; 2: spannungsgespeicher Vollbrückenwandler; 3: stromgespeicher Vollbrückenwandler; 4: stromgespeicher Gegentaktwandler; 5: Hochsetzsteller mit geteilter Drossel)

$T_j$ (°C)	Schaltung	$R_{DS,on(T)}$ (mΩ)	$T_{j(D)}$ (°C)	$U_{T0}$ (V)	$r_d$ (mΩ)	$P_{V,REC}$ (W)
25	1	5	25	2,3	37	0,89
	2	5		2,3	37	0,13
	3	5		2,3	37	0,5
	4	30,3		2,3	37	0,5
	5	14,35		2,3	37	0,41
100	1	8,5	100	1,75	39	4,27
	2	8,5		1,75	39	1,24
	3	8,5		1,75	39	2,8
	4	51,5		1,75	39	2,8
	5	24,39		1,75	39	2,3
125	1	10	125	1,4	40	5,5
	2	10		1,4	40	1,66
	3	10		1,4	40	3,7
	4	60,63		1,4	40	3,7
	5	28,7		1,4	40	3

## Anhang 6 Berechnung der Verluste in einem Transformator einer DC/DC-Wandlerschaltung

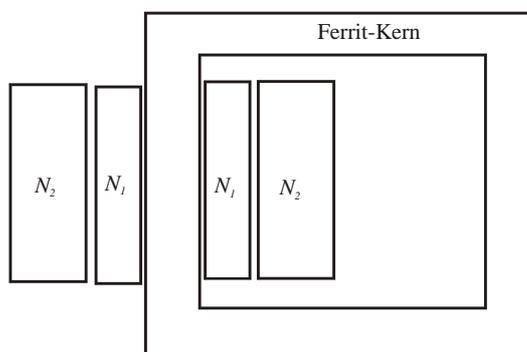


Abb. A6.1: Prinzipieller Aufbau eines Transformators

Die notwendige Kupferfläche für die primäre Wicklung:

$$A_{Cu1} = \frac{I_{L\mu1,RMS}}{j_{max}} \quad (A6.1)$$

Die notwendige Kupferfläche für die sekundäre Wicklung:

$$A_{Cu2} = \frac{I_{L\mu2,RMS}}{j_{max}} \quad (A6.2)$$

Die erforderliche Anzahl der parallelgeschalteten Lagen von Kupferfolie für die primäre Wicklung:

$$k_{N1} = \frac{A_{Cu1}}{d_{Cu} h_{Cu}} \quad (A6.3)$$

Die erforderliche Anzahl der parallelgeschalteten Lagen von Kupferfolie für die sekundäre Wicklung:

$$k_{N2} = \frac{A_{Cu2}}{d_{Cu} h_{Cu}} \quad (A6.4)$$

Die gesamte Dicke der Windungen soll kleiner als die Breite des Fensters eines Transformators sein, damit die Wicklungen in das Fenster der Kerne passen. Das bedeutet, dass die Bedingung  $(d_{Cu} + d_{Iso})(k_{N1}N_1 + k_{N2}N_2) < b_F$  erfüllt werden soll. Mit der Berücksichtigung von dieser Bedingung kann die minimal erforderliche Fensterbreite für den Transformator mit einem Sicherheitsfaktor von 1,2 wie folgt berechnet werden:

$$b_{F,min} = 1,2(d_{Cu} + d_{Iso})(k_{N1}N_1 + k_{N2}N_2) \quad (A6.5)$$

Die entsprechende minimale Länge des magnetischen Weges kann man wie folgt ermitteln:

$$l_{m,\min} = 2(b_{F,\min} + \sqrt{A_{K,\min}}) + 2(h_F + \sqrt{A_{K,\min}}) \quad (\text{A6.6})$$

Die mittlere Windungslänge der primären und sekundären Wicklung kann wie folgt berechnet werden:

$$MLT_1 = 4(\sqrt{A_{K,\min}} + d_{N_1} N_1) \quad (\text{A6.7})$$

$$MLT_2 = 4(\sqrt{A_{K,\min}} + 2d_{N_1} N_1 + d_{N_2} N_2) \quad (\text{A6.8})$$

Die ohmschen Verluste in den Wicklungen eines Transformators können wie folgt ermittelt werden:

$$P_{V,Cu1} = R_{Cu,L\mu1} I_{L\mu1,RMS}^2 \quad (\text{A6.9})$$

$$P_{V,Cu2} = R_{Cu,L\mu2} I_{L\mu2,RMS}^2 \quad (\text{A6.10})$$

In der Gl. (A6.9), (A6.10) sind:

$$R_{Cu,L\mu1} = \rho \frac{MLT_1 N_1}{A_{Cu1}} \quad (\text{A6.11})$$

$$R_{Cu,L\mu2} = \rho \frac{MLT_2 N_2}{A_{Cu2}} \quad (\text{A6.12})$$

Die Verluste im Kernmaterial eines Transformators werden mit Hilfe der Datenblattangaben für den U-Ferritkern U20/16/7 ermittelt. Für den U-Ferritkern U20/16/7 mit einer Kernfläche von  $56\text{mm}^2$  und Länge des magnetischen Weges von  $68\text{mm}$  bei der Frequenz von  $25\text{kHz}$  und der Änderung der magnetischen Induktion von  $0,2\text{T}$  betragen die Verluste im Kernmaterial  $0,46\text{W}$ . Die Verluste im Kernmaterial eines anderen beliebigen U-Ferritkern können bei einer bestimmten Frequenz mit Hilfe der folgenden empirischen Formel approximiert werden [31]:

$$P_{V,Fe} = 0,46\text{W} \left( \frac{\Delta B}{0,2\text{T}} \right)^\beta \left( \frac{f}{25\text{kHz}} \right)^\gamma \frac{l_m}{68\text{mm}} \frac{A_K}{56\text{mm}^2} \quad (\text{A6.13})$$

Die typischen Werte für die Koeffizienten in der Gl. (A6.13) sind:  $\beta=2,7$ ;  $\gamma=1,45$  [31].

Die gesamten Verluste in einem Transformator:

$$P_{V,Tr} = P_{V,Fe} + P_{V,Cu1} + P_{V,Cu2} \quad (\text{A6.14})$$

## Anhang 7 Praktischer Aufbau des erweiterten Durchflusswandlers

Abb. A7.1 zeigt das Bild des gesamten Aufbaus des erweiterten Durchflusswandlers. Auf dem Bild sind der Leistungsteil, die Ansteuereinheit und der Elektrolytkondensator zu sehen.

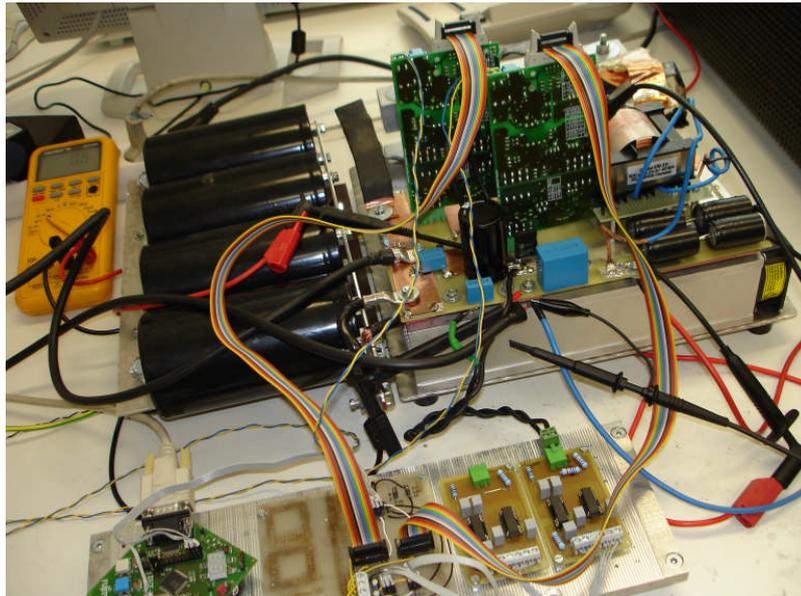


Abb. A7.1: Foto des gesamten Aufbaus

In Abb. A7.2 ist das Bild der aufgebauten Spannungsüberwachungseinheiten und des Mikrocontrollers dargestellt. Die Spannungsüberwachungseinheiten 1 und 2 dienen entsprechend zur Erfassung der Spannung am Kondensator  $C_c$  und der Ausgangsspannung. Die Ausgangssignale der Spannungsüberwachungseinheiten werden dem A/D-Wandler des Mikrocontrollers zugeführt. Nur Signale mit einer Amplitude, die nicht höher als +5V ist, dürfen dem A/D-Wandler des Mikrocontrollers zugeführt werden. Die Spannungsüberwachungseinheiten haben zwei Funktionen:

- galvanische Trennung der Ansterelektronik vom Leistungsteil,
- Umwandlung einer relativ hohen Ausgangsspannung und der Spannung am Kondensator  $C_c$  in Spannungen, die +5V nicht überschreiten.

Die Spannungsüberwachungseinheit besteht aus vier Komponenten:

- zwei Spannungsteiler,
- ein Optokoppler des Typs ISO124P,

- ein DC/DC-Wandler des Typs DCP011515.

Der DC/DC-Wandler dient zur Erzeugung von zwei potentialgetrennten Spannungsversorgungen von +15V bzw. -15V für den Optokoppler. Der Optokoppler gewährleistet eine galvanische Trennung des Leistungsteils von der Ansteuerelektronik.

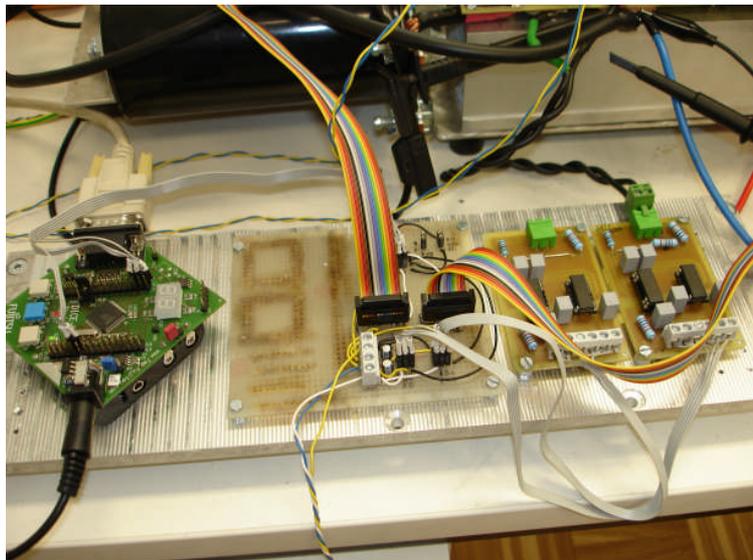


Abb. A7.2: Foto der aufgebauten Spannungsüberwachungseinheiten und des Mikrocontrollers

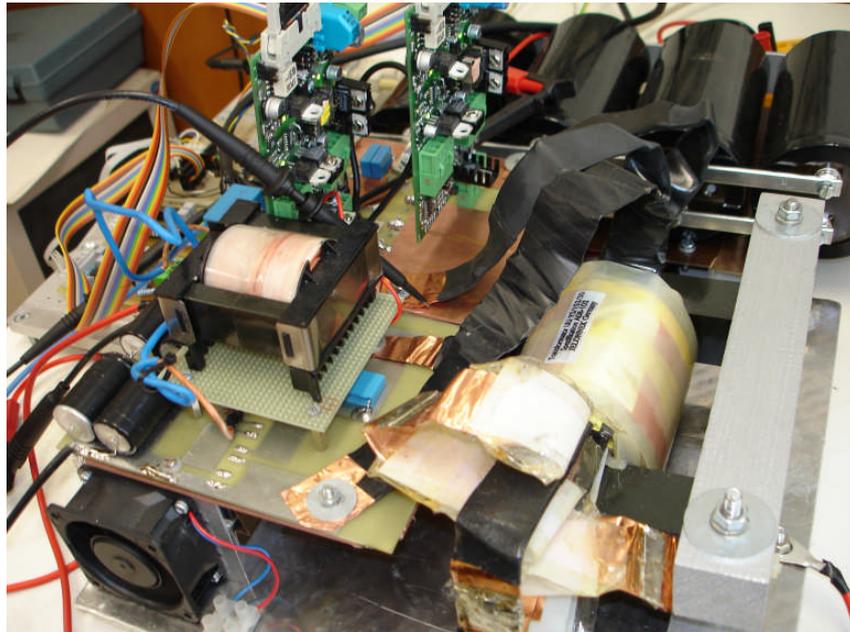
Die zwei Treiber für die Ansteuerung der Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  kann man in *Abb. A7.1* sehen. Die Treiber benötigen eine Spannungsversorgung von +15V, die potentialgetrennt von dem Teil des Treibers ist, welcher die PWM-Signale vom Mikrocontroller bekommt, und vom Teil des Treibers, der Gate-Source-Spannungen mit der Amplitude von +10V ausgibt. Die Ausgangssignale des Mikrocontrollers sind die Ansteuersignale für die Transistoren  $T_1$  und  $T_2$ , die +5V nicht überschreiten. Für die Ansteuerung eines MOSFET ist eine Spannung, die mindestens +10V beträgt, erforderlich. Deshalb haben die Treiber haben zwei Funktionen:

- galvanische Trennung der Ansteuerelektronik vom Leistungsteil,
- Umwandlung der Ausgangssignale des Mikrocontrollers in die Spannung, die +10V beträgt.

Eine wichtige Anforderung an die Spannungsüberwachungseinheit und die Treiber ist, dass das Signal ohne Phasenverschiebung übertragen werden soll. Das Doppelnetzteil, die Bedienelemente am Mikrocontroller und die Gehäusen von allen Geräten sind aus Sicherheitsgründen geerdet. Die vom Doppelnetzteil erzeugten Gleichspannungen von +15V und -15V sind für die Spannungsversorgung der Treiber und der

Spannungsüberwachungseinheiten erforderlich. Die Spannung zwischen den Pins mit den Ausgangsignalen der Spannungsüberwachungseinheiten und dem Erdpotential werden dem A/D-Wandler des Mikrocontrollers zugeführt. Der Mikrocontroller erzeugt zwei PWM-Signale, die sich von 0 bis +5V ändern. Sie werden den Treibern zugeführt.

*Abb. A7.3 zeigt den aufgebauten Leistungsteil vom erweiterten Durchflusswandler.*



*Abb. A7.3: Foto des aufgebauten Leistungsteils vom erweiterten Durchflusswandler*

Die Transistoren und die Dioden werden auf den Kühlkörper mit Hilfe der Transistorklammern befestigt. Die Unterseite der MOSFETs und der Dioden ist vom Potential der Anschlüsse der Leistungshalbleiter elektrisch nicht isoliert. Deshalb ist zwischen den Leistungshalbleitern und dem Kühlkörper eine wärmeleitende und elektrisch nichtleitende Folie erforderlich. Die Leistungshalbleiter werden auf der Leiterplatte mit Hilfe der entsprechenden Leiterbahnen miteinander verbunden. Die Leiterbahnen, durch welche relativ hohe Ströme fließen, wurden mit den Kupferblechen verstärkt. Die elektrolytischen Kondensatoren, die Ausgangsdrossel und der Transformator sind möglichst nah an das Leistungsteil angeschlossen, um die parasitären Induktivität der Verbindungen zu reduzieren.

# **Lebenslauf**

## **Persönliche Daten**

Name: Oleksandr, Krykunov

Geburtsdatum: 03.03.1980

Geburtsort: Donezk

Familienstand: ledig

Anschrift: Magdeburg, 39104, Warschauer Str. 21

## **Schulausbildung**

1987-1997 Schulbesuch (Donezk, Ukraine)

1997 Abitur mit Auszeichnung

## **Wissenschaftlicher Werdegang**

1997-2001 Studium an der Technischen Staatlichen Universität im Fach  
Elektrotechnik (Donezk, Ukraine)

2001 Abschluss mit Auszeichnung (Bachelor)

2001-2003 Studium an der Otto-von-Guericke-Universität im Fach Elektrotechnik  
(Magdeburg, Deutschland)

2003 Abschluss mit Auszeichnung (M. Sc.)

2003-2008 Promotion an der Otto-von-Guericke-Universität im Fach  
Leistungselektronik (Magdeburg, Deutschland)

Magdeburg, den 26.01.2009

## **Schriftliche Erklärung**

Ich erkläre hiermit, dass ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe; die aus fremden Quellen direkt oder indirekt übernommenen Gedanken sind als solche kenntlich gemacht.

Insbesondere habe ich nicht die Hilfe einer kommerziellen Promotionsberatung in Anspruch genommen. Dritte haben von mir weder unmittelbar noch mittelbar geldwerte Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalt der vorgelegten Dissertation stehen.

Die Arbeit wurde bisher weder im Inland noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form als Dissertation eingereicht und ist als Ganzes noch nicht veröffentlicht.

Magdeburg, den 26.01.2009