

Untersuchungen zu isolierten Versorgungen in IGBT Treiberstufen



Verfasser: Prof. Dr.-Ing. Bernhard Frenzel
Elektrische Maschinen und Antriebe
Fakultät Maschinenbau/Umwelttechnik
Ostbayerische Technische Hochschule Amberg
Kaiser-Wilhelm-Ring 23
92224 Amberg
b.frenzel@oth-aw.de

Datum: 22. Februar 2020

Inhalt

Zusammenfassung	2
Abstract	2
1 Einleitung	3
2 Versorgungskonzepte	4
3 Schaltungsentwurf	8
4 Messungen	10
5 Ergebnis	12
6 Danksagung	13
7 Abkürzungen	13
8 Literatur	13

Zusammenfassung

Isolierte Versorgungen finden man in nahezu allen modernen elektrischen Leistungsstellern, die zum Betrieb elektrischer Maschinen und Antriebe eine unverzichtbare Komponente geworden sind. Beispiele sind Solarwechselrichter zur Ankopplung von DC-Solarmodulen an das Drehstrom-Energieversorgungsnetz oder Maschinenumrichter zum Betrieb elektrischer Maschinen als drehzahlvariable Positionierantriebe.

Die galvanische Isolation stellt zum einen sicher, dass die in den Leistungsstellern enthaltenen digitalen Komponenten wie Mikroprozessor oder AD-Wandler vor den vergleichsweise hohen Spannungen oder Strömen von mehreren hundert Volt oder Ampere der Leistungsseite geschützt werden. Zum anderen werden für den korrekten Betrieb der Leistungsschalter auf der Leistungsseite zusätzlich kleine Betriebsspannungen benötigt, die während der Schaltvorgänge um mehrere hundert Volt potentialfrei springen können. Auch hierzu ist eine Isolation unabdingbar.

Die vorliegende Untersuchung vergleicht daher zwei Konzepte, wie eine elektrisch isolierte Hilfsversorgung für IGBT Gatetreiber mit geringem Aufwand realisiert werden kann. Für messtechnische Zwecke wird ein Konzept entwickelt und realisiert und einer kommerziellen Lösung gegenübergestellt. Anhand der Ergebnisse wird eine Bewertung hinsichtlich des technischen Aufwands, Platzbedarfs und Preises abgegeben.

Abstract

Isolated power supplies can be found in almost all modern electric power controllers, which have become an indispensable component for the operation of electrical machines and drives. Examples are solar inverters for coupling DC solar modules to the three-phase power grid or machine converters for operating electrical machines as speed-variable positioning drives.

On the one hand, the galvanic isolation ensures that the digital components contained in the power controllers, such as a microprocessor or AD converter, are protected from the comparatively high voltages or currents of several hundred volts or amperes on the power side. On the other hand, for the correct operation of the circuit breakers on the power side, additional small operating voltages are required, which can jump several hundred volts potential-free during the switching processes. Isolation is also essential here.

Therefore, the present study compares two concepts of how an electrically insulated auxiliary supply for IGBT gate drives can be implemented with little effort. For measurement purposes, a concept is developed and implemented and compared to a commercial solution. On the basis of the results, an evaluation is made regarding the technical effort, space requirements and price.

1 Einleitung

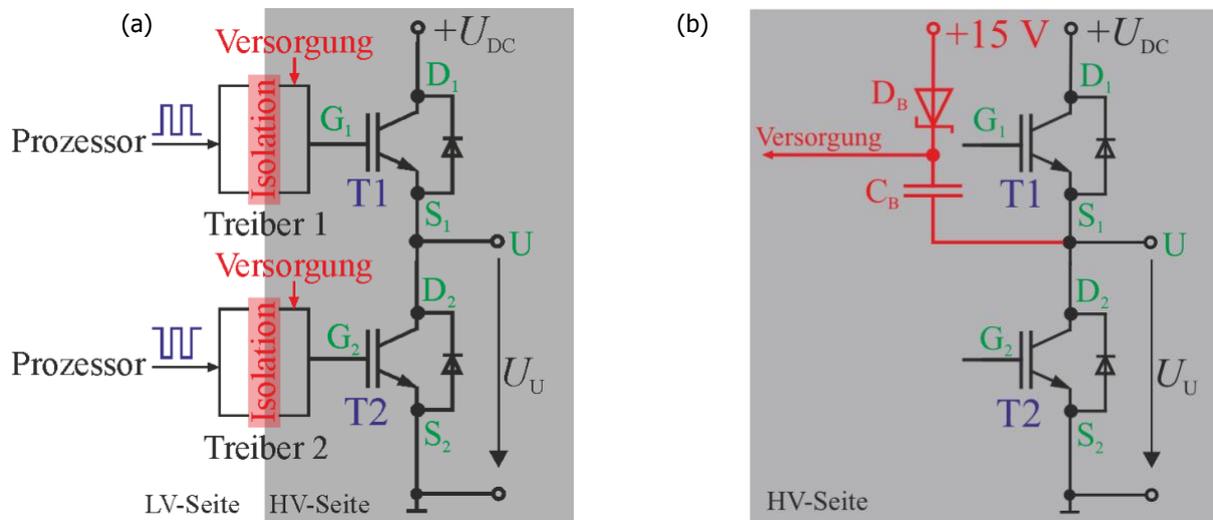


Abbildung 1: (a) Prinzipieller Aufbau einer IGBT Halbbrücke mit Treibern
 (b) Prinzipschaltbild einer Bootstrap-Schaltung
 (HV: High Voltage, LV: Low Voltage)

Viele Leistungsstufen von Wechselrichtern arbeiten heute mit IGBTs als Leistungstransistoren, die in Form einer Gegentaktendstufe gemäß Abbildung 1 (a) aufgebaut sind [1]. Zur Veränderung der Ausgangsspannung U_U werden dabei abwechselnd der obere und untere Transistor eingeschaltet. Durch Veränderung des Tastverhältnisses $D = T_E/T_P$ als Verhältnis aus Einschaltdauer T_E zu Periodendauer T_P kann die Ausgangsspannung U_U in den Grenzen zwischen 0 V und der vergleichsweise hohen Spannung $+U_{DC}$ beliebig und verlustarm variiert werden. Bei Drehstromantrieben werden häufig modifizierte Sinusfunktionen der Spannung zur Realisierung der Raumzeigermodulation verwendet [2].

Damit die Transistoren T1 oder T2 als Schalter zuverlässig einschalten, muss das Potential an den Gate-Anschlüssen G_1 oder G_2 um etwa +15 V höher sein als an den Source-Anschlüssen S_1 oder S_2 . Hierfür müssen die IGBT-Treiber auf der HV-Seite -in Abbildung 1 grau dargestellt- elektrisch isoliert versorgt werden. Bei Endstufen ab einigen Kilowatt aufwärts sind zudem beim Ausschalten die Potentiale an den Gate-Anschlüssen um etwa -8 V niedriger als an den Source-Anschlüssen einzustellen, um ein versehentliches Wiedereinschalten sicher zu verhindern [1]. Auch dies müssen die Versorgungen auf der HV-Seite sicherstellen.

Die Isolation erfolgt in der Regel galvanisch. Bei Verwendung einer Bootstrap-Schaltung kann bei Leistungsstellern kleinerer Leistung die Versorgung der IGBT Treiber direkt auf HV-Seite erfolgen [3][4]. In diesem Fall vereinfacht sich die Isolation, da keine Kopplung mit der Versorgung auf LV-Seite notwendig ist.

Bei dieser Art von Schaltung werden auf HV-Seite eine Schottky-Diode D_B und ein Kondensator C_B zwischen einer Hilfsversorgung von +15 V und S_1 in Serie geschaltet, siehe Abbildung 1 (b). Während der Einschaltphase des Transistors T2 wird der Kondensator über die Diode auf etwa +15 V aufgeladen. Nach Ausschalten von T2 ist das Potential eines Kondensatoranschlusses um etwa +15 V höher als das Potential bei S_1 .

Während der Einschaltphase von T1 steigt das Potential bei S_1 bis auf etwa $+U_{DC}$ an. Aufgrund der Stetigkeitsbedingung der Spannung am Kondensator steigt dann das Potential

des zweiten Anschlusses des Bootstrap-Kondensators auf etwa $+U_{DC} + 15\text{ V}$, die Diode sperrt und Treiberstufe von T1 kann den oberen Transistor vollständig durchschalten. Das Sourcepotential S_2 des unteren Transistors T2 variiert nicht, so dass eine derartige Schaltung nur für die Treiber der oberen Transistoren erforderlich ist.

Bei dieser Schaltungsvariante ist jedoch sicherzustellen, dass der Bootstrap-Kondensator durch zyklisches Einschalten des Transistors T2 nachgeladen wird. Das Tastverhältnis D dieser Schaltung ist somit begrenzt. Auch ist mit dieser Methode die Realisierung einer negativen Abschaltspannung schwierig, so dass die Gefahr des unbeabsichtigten Einschaltens der Transistoren steigt.

Deshalb wird bei vielen IGBT Modulen wie auch bei dem in dieser Studie verwendeten Leistungsmodul [5] generell eine galvanisch isolierte Hilfsversorgung mit positiver und negativer Spannung gefordert. Im Folgenden werden zwei häufig verwendete Verfahren zur Realisierung galvanisch isolierter Netzteile vorgestellt, von denen eine Variante realisiert und mit einer fertigen Kauflösung verglichen wurde.

2 Versorgungskonzepte

2.1. Gegentaktwandler – Push-Pull Converter

Das von der Firma Infineon in [6] vorgeschlagene, galvanisch isolierte Versorgungskonzept zur sekundärseitigen Versorgung der IGBT-Treiber des verwendeten Leistungsmoduls beruht auf dem Prinzip eines Gegentaktwandlers [7] gemäß Abbildung 2.

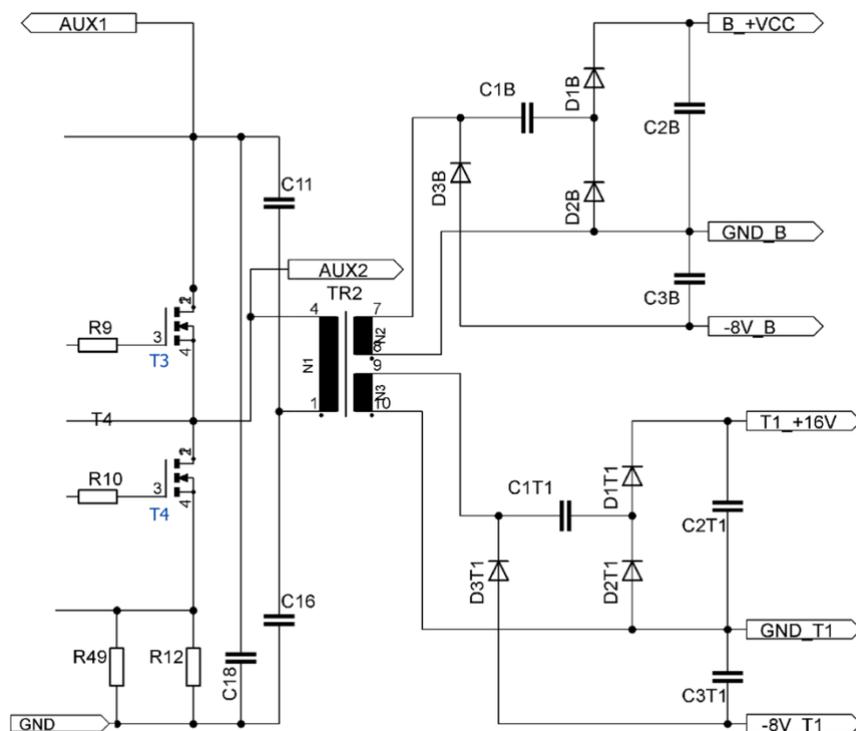


Abbildung 2: Galvanisch isolierte Hilfsversorgung einer Halbbrücke nach dem Prinzip eines Gegentaktwandlers

Verwendet wird ein Gegentaktwandler in Halbbrückenschaltung, bei der der Anschluss 1 der Primärwindung des Transformators TR2 durch die Verschaltung der beiden Kapazitäten C11 und C16 konstant auf halbem Hilfspotential $U_{AUX1}/2$ liegt. Dadurch ist der Transformator gleichstromfrei und eine Sättigung des Transformator-kerns wird vermieden.

Mit abwechselnder Ansteuerung der Transistoren T3 und T4 liegt an der Primärspule der Windungszahl N1 eine blockförmige Wechselfspannung $\pm U_{AUX1}/2$ an, die durch den Transformator TR2 auf die Sekundärspulen mit den Windungszahlen N2 für die Treiberversorgung des unteren (Bottom) und N3 des oberen (Top) IGBT übertragen wird.

Die sekundärseitigen Dioden D1T1, D2T1 und Kondensatoren C1T1, C2T1 bilden eine Schaltung zur Spannungsverdopplung [8] der Spannung an C2T1. Gleiches gilt für D1B, D2B, C1B und C2B für die Spannung an C2B. D2T1 und C1T1 bilden einen Klemmkreis, bei dem sich der Kondensator C1T1 auf einen konstanten Spannungswert auflädt, der in etwa dem Scheitelwert der Spannung an der Sekundärspule entspricht. Dadurch verdoppelt sich der Scheitelwert des Potentials an der Anode der Diode D1T1, die zusammen mit dem Kondensator C2T1 einen Spitzenwert-Gleichrichter bildet.

Berücksichtigt man für eine Hilfsversorgung von $U_{AUX1} = 15 \text{ V}$ eine Primärspannungsamplitude von $U_{Pri} = U_{AUX1}/2 = 7,5 \text{ V}$, ein Windungszahlverhältnis des Transformators von $n = U_{sek}/U_{pri} = N2/N1 = N3/N1 = 1,2/1$ und eine Vorwärtsspannung der beiden Dioden von etwa $U_D \approx 0,6 \text{ V}$, folgt für die ungefähren Spannungen an den Ausgangskondensatoren C2T1 und C2B:

$$U_{C2T1} = U_{C2B} = 2 \cdot (1,2 \cdot U_{Pri} - U_D) \approx 16,6 \text{ V}$$

Zur Bereitstellung der negativen Hilfsspannung von etwa -8 V werden einfache Klemmkreise bestehend aus C3T1 und D3T1 beziehungsweise C3B und D3B verwendet, da hierfür keine Spannungsvervielfachung notwendig ist.

Zur Verdeutlichung der Verhältnisse wurde die Schaltung zur Bereitstellung der Versorgungsspannung der Transistortreiber gemäß den Angaben in [6] auf der Sekundärseite nachgebildet und mit der Simulationssoftware ngspice [9] simuliert. Die Schaltung und die Spannungsverläufe zeigt Abbildung 3.

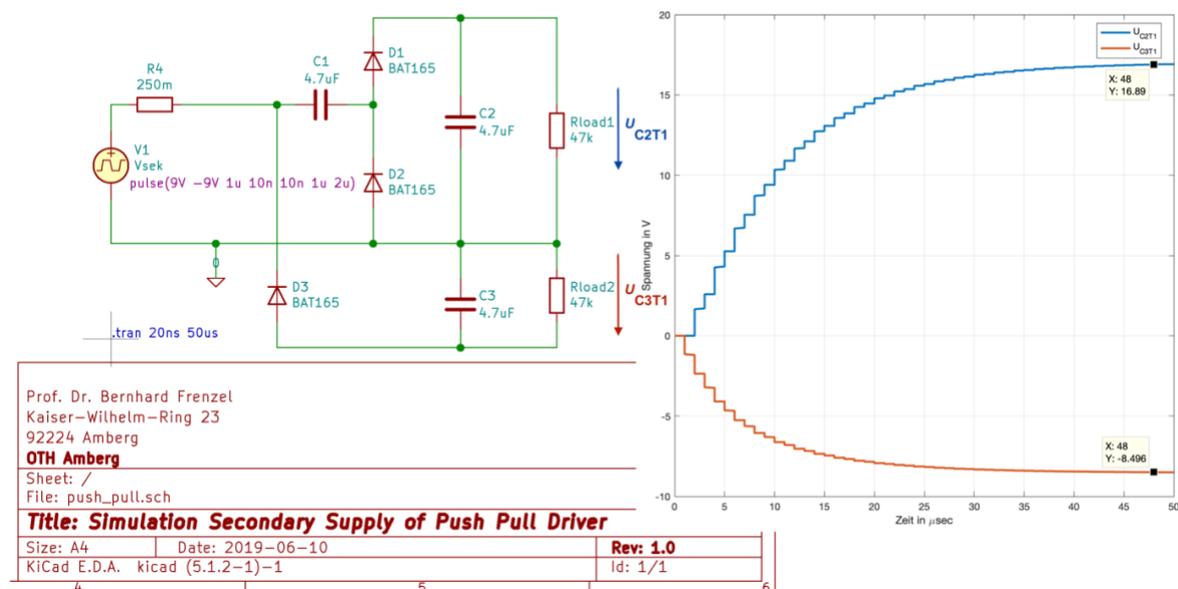


Abbildung 3: Simulation der Spannungsverläufe der Sekundärseite des Gegentaktwandlers beim Einschalten

Die sekundäre positive Ausgangsspannung von etwas mehr als 16 V wird bei der Schaltung nach Infineon anschließend mit einem linearen Spannungsregler vom Typ LP2951CM auf

eine Ausgangsspannung von 16 V geregelt. Die zugehörige Schaltung zur Bereitstellung der positiven Versorgung des Treibers für den oberen Transistor T1 zeigt Abbildung 4 [6].

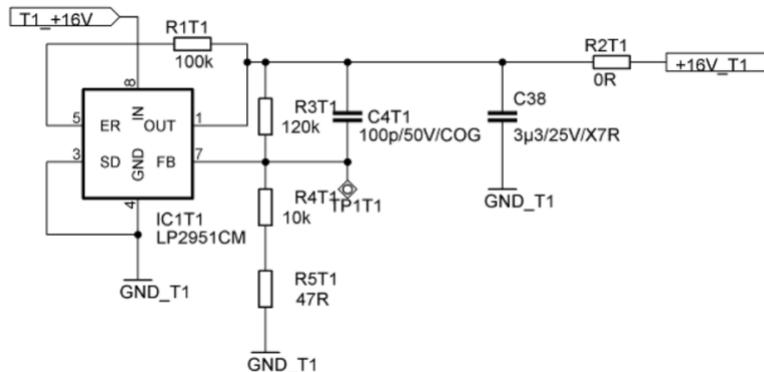


Abbildung 4: Linearregler zur Stabilisierung der sekundären positiven Versorgungsspannung eines IGBT-Treibers

2.2. Sperrwandler – Flyback Converter

Die Topologie eines Sperrwandlers kann sowohl als galvanisch isolierter Hochsetzsteller als auch als ebenfalls isolierter Tiefsetzsteller verwendet werden, das Prinzip zeigt Abbildung 5 [11]. Mit dem Übersetzungsverhältnis des Speichertransformators lässt sich die Ausgangsspannung erhöhen oder erniedrigen.

Die Energieübertragung von Primärseite auf die Sekundärseite kann in zwei Phasen eingeteilt werden. Während der Leitungsphase ist der primärseitige Schalter geschlossen, während der folgenden Sperrphase ist er geöffnet.

In der Leitungsphase wird die elektrische Energie vom Eingang in den Speichertransformator übertragen. In der anschließenden Sperrphase wird die im Feld gespeicherte Energie an den Ausgang weitergegeben. Um diese Speichereigenschaft des Transformators zu gewährleisten, werden diese mit Luftspalt ausgeführt, um im Magnetkreis einen gewollten magnetischen Spannungsabfall hervorzurufen. Zusätzlich werden die Speichertransformatoren mit entgegengesetztem Wicklungssinn ausgeführt.

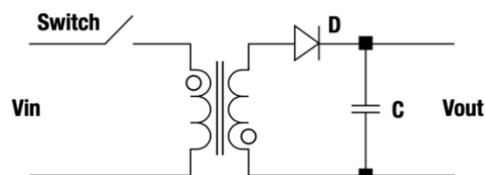


Abbildung 5: Sperrwandlerprinzip als Eintaktwandler

Bei konstanter Eingangsspannung V_{in} und Schließen des Schalters steigt in der Leitungsphase der Strom durch die Primärspule nach dem Bauelementgesetz für Induktivitäten näherungsweise linear an [10]. Durch den entgegengesetzten Wicklungssinn des Transformators sperrt die sekundärseitige Diode D , es wird keine Energie an den Speicherkondensator C übertragen. Während der anschließenden Sperrphase ändern die Transformatorspannungen das Vorzeichen, die Diode D wird leitend und gibt die zuvor im Feld des Transformators gespeicherte Energie an den Speicherkondensator C weiter.

Durch eine Überwachung der Ausgangsspannung lassen sich mit dieser Anordnung stabil geregelte Ausgangsspannungen durch Variation des primärseitigen Tastverhältnisses

generieren. Da dies jedoch eine potentialgetrennte Rückführung der Ausgangsspannung auf die Primärseite bedingt und somit weitere Elemente wie beispielsweise Optokoppler erfordert, wird häufig auf die primärseitige Spannung geregelt. Aus dem Übersetzungsverhältnis des Transformators folgt daraus eine konstant eingestellte Ausgangsspannung, mit der zwar die Sekundärspannung nicht die Güte wie bei einer Sekundärregelung erreicht, dies jedoch für isolierte IGBT-Treiberversorgungen eine untergeordnete Rolle spielt.

Der Vorteil dieser Schaltung ist die sehr kompakte Bauweise und geringe Komponentenzahl bei gleichzeitiger Erzeugung mehrerer potentialfreier Ausgangsspannungen, wenn für den Transformator ein Modell mit mehreren sekundärseitigen Abgriffen verwendet wird.

Daher wurde für Untersuchungen in dieser Arbeit eine von TI vorgeschlagene Variante dieses Konzepts aufgebaut und untersucht [12]. Gemäß Abbildung 6 besteht die Schaltung aus einer Kombination aus Sperrwandler und Tiefsetzsteller in Halbbrückentechnik, bei dem die Induktivität durch einen Transformator ersetzt wird.

Die Funktionsweise ist der des Sperrwandlers sehr ähnlich: während der Leitungsphase ist der obere Transistor eingeschaltet. Der Strom in der Primärspule nimmt näherungsweise linear zu und es wird elektrische Energie im Transformatorfeld gespeichert. Die Diode der Sekundärseite sperrt, der Ausgang ist vom Transformator getrennt. Die primärseitige Ausgangsspannung ergibt sich aus dem Tastverhältnis D und der Eingangsspannung zu $V_{PRI} = D \cdot V_{IN}$. Während der Sperrphase ist der untere Transistor eingeschaltet und der Primärstrom kann über diesen und den primären Ausgangskondensator freilaufen. Die Spannungsverhältnisse kehren sich um und die im Transformatorfeld gespeicherte Energie kann über die leitende Diode auf den sekundären Ausgangskondensator übertragen werden.

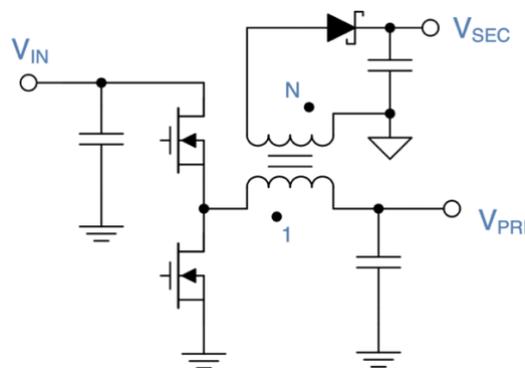


Abbildung 6: Flyback Wandler als Kombination aus Tiefsetzsteller (buck converter) und Sperrwandler (flyback converter)

Nachdem nur in der Sperrphase Energie zum sekundären Ausgang transferiert wird, sollte das Tastverhältnis $D < 0,5$ sein.

Auch in dieser Variante ist der Vorteil, dass bei Verwendung eines Transformators mit mehreren sekundären Wicklungen mehrere potentialfreie Spannungen erzeugt werden können. So lassen sich mit nur einem Transformator in kompakter Bauweise alle sechs für eine B6-Vollbrücke benötigten potentialfreien Versorgungen der IGBT-Gatetreiber nach Abbildung 7 [5] realisieren.

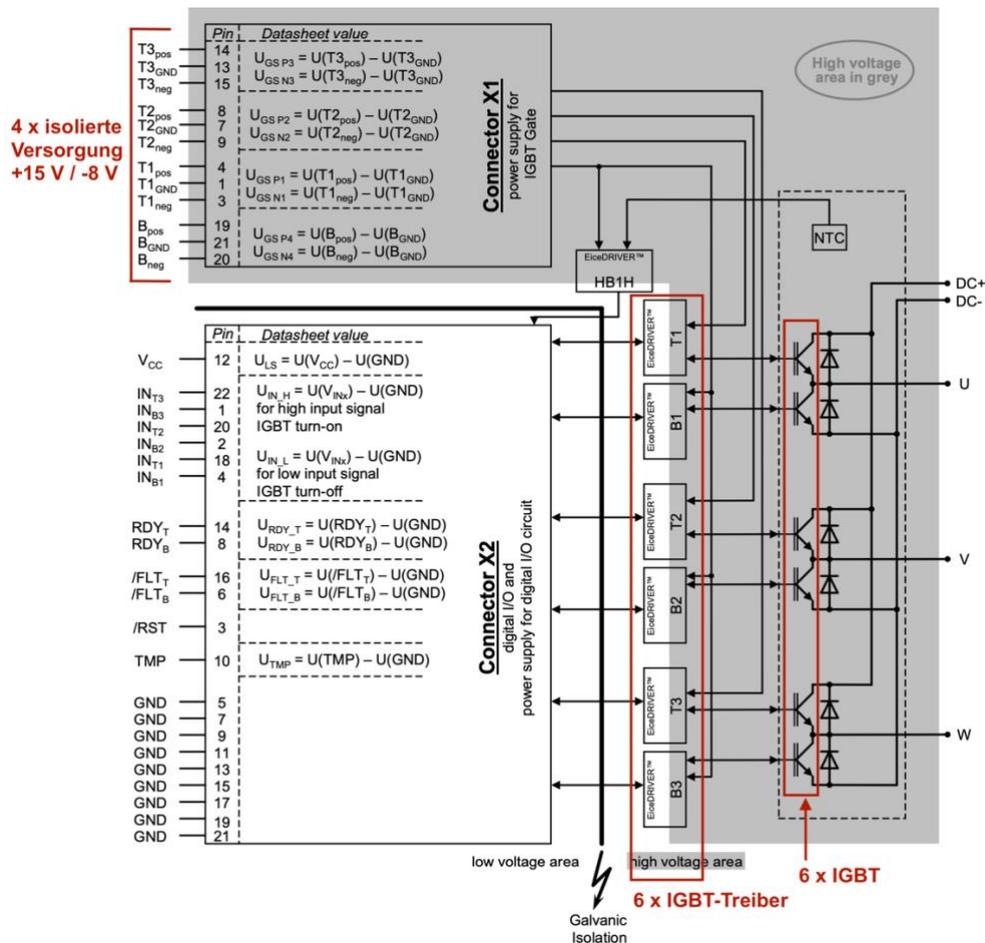


Abbildung 7: Aufbau des 200 Ampere IGBT Leistungsmoduls IFS200V12PT4 der Firma Infineon mit einer maximalen Sperrspannung von 1200 V und integrierten IGBT-Treibern

Liegen wie im vorliegenden Fall alle Emitter der unteren IGBTs auf demselben Potential, müssen nur vier jeweils positive und negative sowie potentialfreie Versorgungen realisiert werden. Die Versorgung der IGBT-Gatetreiber der unteren IGBTs muss dann allerdings den dreifachen Strom der oberen Versorgungen treiben können.

3 Schaltungsentwurf

Für die Untersuchungen war es notwendig, neben dem im Labor Mechatronik bereits vorhandenen Push-Pull Converter [6] eine Schaltung nach dem Prinzip des Flyback Converters zu entwickeln und aufzubauen. Der Schaltungsentwurf orientierte sich an [12] und wurde zum Betrieb mit dem Modellwechselrichter nach [13] angepasst. Zum Test des Versorgungskonzepts unter realen Bedingungen und zum Vergleich mit dem Konzept nach [6] wurde mit dem Modellwechselrichter ein Servomotor [14] unter Verwendung des Realtime Schedulers nach [15] angesteuert.

Als zentraler Schaltregler wurde ein Baustein von TI verwendet [16], der sowohl als nicht isolierter Tiefsetzsteller als auch als isolierter Flyback Converter arbeiten kann. Die Vorgaben zur Schaltungsauslegung sind in Tabelle 1 wiedergegeben.

Eingangsspannung	V_{IN}	20 V – 30 V, nominal: 24 V
Primäre Ausgangsspannung	V_{PRI}	10 V
Sekundäre Ausgangsspannungen	V_{SEC}	+15 V / 100 mA (3x) -8 V / 100 mA (3x) +15 V / 300 mA (1x) -8 V / 300 mA (1x)

Tabelle 1: Designvorgaben zum Entwurf des Flyback Converters

Da das Tastverhältnis bei einem Flyback Converter nicht größer als 0,5 sein sollte, ist die maximale primäre Ausgangsspannung in etwa die Hälfte der minimalen Eingangsspannung. Als Übersetzungsverhältnis $N2 : N1$ des Transformators mit vier Sekundärwicklungen folgt:

$$N2 : N1 \approx V_{SEC} : V_{PRI} \approx (15 + 8) \text{ V} : 10 \text{ V} \approx 2,3$$

Die sekundäre Ausgangsspannung von 23 V wird in der realisierten Schaltung gemäß Abbildung 8 mit einer Zenerdiode aufgeteilt.

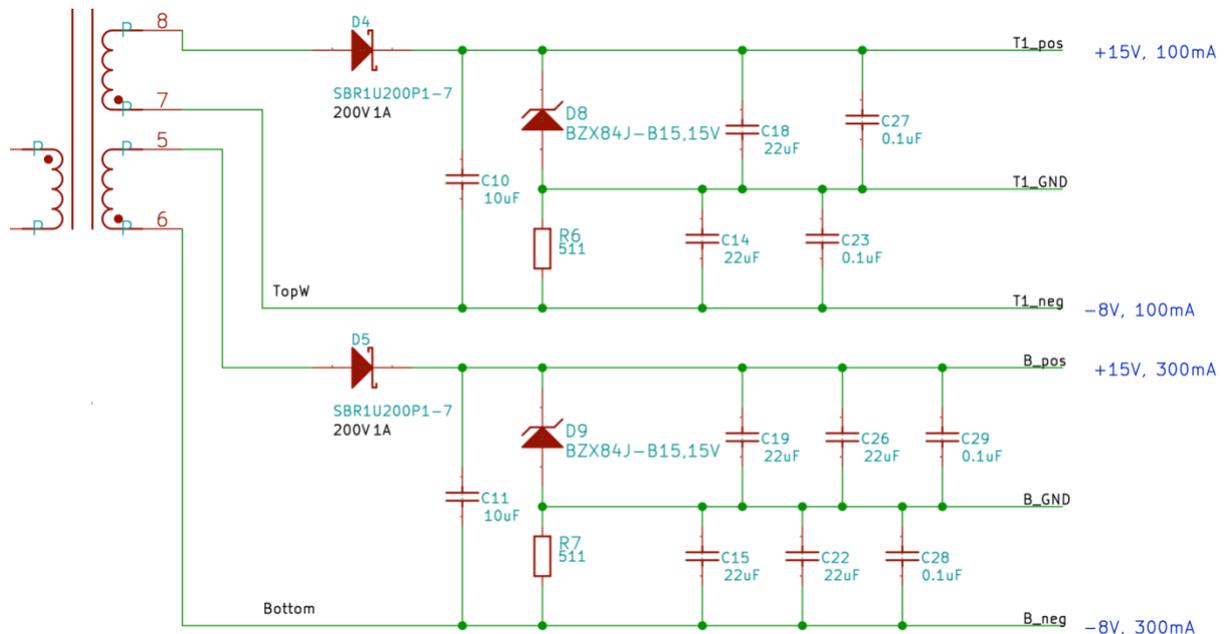


Abbildung 8: Aufteilung der Sekundärversorgung von 23 V in +15 V und -8 V bei einem Flyback Converter für einen Top und die drei Bottom IGBT Gate Treiber und Stabilisierung mit Zener-Dioden D8 und D9

Bei Aufteilung der Spannung unter Verwendung von Linearreglern wird auf die positive Versorgung geregelt, jedoch nimmt dann der Schaltungsaufwand wieder zu. Deshalb wurde bei der Entwicklung der Schaltung davon Abstand genommen. Ein digitales Mockup sowie die vollständig bestückte Platine sind in Abbildung 9 dargestellt.

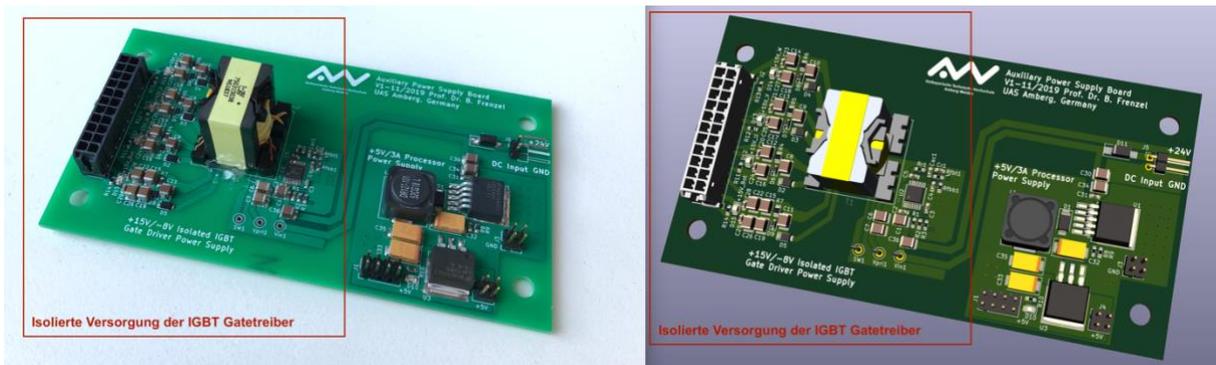


Abbildung 9: Digitales Mockup (rechts) und bestückte Platine (links)

4 Messungen

4.1. Abmaße

Die von der Schaltung in Abbildung 9 eingenommene Platinenfläche beträgt etwa 65 mm x 65 mm, die benötigte Schaltungsfläche des zum Vergleich verwendeten Push-Pull Converters benötigt etwa 120 mm x 80 mm [6]. Diese Platzersparnis von etwas mehr als 50 % gegenüber dem Push-Pull Converters erklärt sich zum einen aus der Verwendung nur eines zentralen Transformators. Zum anderen wird die sekundäre Ausgangsschaltung platzsparend nur mit Zenerdioden stabilisiert, beim Push-Pull Converter jedoch mit Linearreglern samt notwendiger externer Beschaltung.

4.2. Leerlaufspannung

Im lastfreien Zustand arbeiten die DC-DC Wandler im Lückbetrieb (DCM), die Mittelwerte der gemessenen potentialfreien Ausgangsspannungen der Prototypen bei Versorgung mit 24 V zeigen Tabelle 2 und Tabelle 3.

Stromaufnahme primärseitig	I_{PRI}	72,6 mA	Wert in % vom Nennwert
Leistungsaufnahme primärseitig	P_{PRI}	1,74 W	
Sekundäre Ausgangsspannungen	$T1_{pos} - T1_{GND}$	+15,96 V	99,75
	$T1_{neg} - T1_{GND}$	-8,74 V	109,25
	$T2_{pos} - T2_{GND}$	+15,88 V	99,25
	$T2_{pos} - T2_{GND}$	-8,65 V	108,13
	$T3_{pos} - T3_{GND}$	+15,93 V	99,56
	$T3_{pos} - T3_{GND}$	-8,73 V	109,13
	$B_{pos} - B_{GND}$	+15,66 V	97,88
	$B_{neg} - B_{GND}$	-8,73 V	109,13

Tabelle 2: Leerlaufspannungen DC-DC nach dem Prinzip der Gegentaktwandlung bei einer Versorgungsspannung von 15 VDC und sekundären Nennspannungen von +16 V / -8 V

Stromaufnahme primärseitig	I_{PRI}	93,3 mA	Wert in % vom Nennwert
Leistungsaufnahme primärseitig	P_{PRI}	2,24 W	
Sekundäre Ausgangsspannungen	$T1_{pos} - T1_{GND}$	+15,51 V	103,40
	$T1_{neg} - T1_{GND}$	-8,47 V	105,88
	$T2_{pos} - T2_{GND}$	+15,58 V	103,87
	$T2_{pos} - T2_{GND}$	-8,40 V	105,00
	$T3_{pos} - T3_{GND}$	+15,59 V	103,93
	$T3_{pos} - T3_{GND}$	-8,35 V	104,38
	$B_{pos} - B_{GND}$	+15,51 V	103,40
	$B_{neg} - B_{GND}$	-8,40 V	105,00

Tabelle 3: Leerlaufspannungen DC-DC nach dem Prinzip der Sperrwandlung bei einer Versorgungsspannung von 24 VDC und sekundären Nennspannungen von +15 V / -8 V

4.3. Ausgangsspannung unter Nennlast

Unter Nominallast wird der Ausgangsstrom im DC-DC Wandler nicht mehr zu Null (CCM). Hierbei wurden die Treiberversorgungen der oberen Transistoren mit einem Ausgangsstrom von 100 mA belastet, die unteren Transistoren mit dem Dreifachen dieses Wertes. Die Ergebnisse unter Nennlast sind in Tabelle 4 und Tabelle 5 angegeben.

Die prozentualen Fehler bezogen auf die sekundären Nennspannungen zeigt Abbildung 10. Die Realisierung mit Gegentaktwandler verwendet auf der Sekundärseite jeweils Linearregler, um die positiven Treiberversorgungen zu realisieren. Daher sind die Fehler im Leerlauf fall erwartungsgemäß niedriger als bei der Schaltung nach dem Sperrwandlerprinzip. Da jedoch die negativen Versorgungen in beiden Fällen aus einer Spannungsteilung entstehen, sind diese folglich beim Gegentaktwandler stärker fehlerbehaftet.

Im Nennbetrieb sind beim Gegentaktwandler zusätzlich noch die Längsspannungsabfälle über den Linearreglern zu berücksichtigen, die bei den verwendeten Reglern des Typs LP2951 etwa 0,4 V betragen [17]. Daher weist in diesem Fall die Stabilisierung mit Zener-Diode sogar einen geringeren Fehler auf als die Realisierung mit Linearregler.

Stromaufnahme primärseitig	I_{PRI}	1140 mA	Wert in % vom Nennwert
Leistungsaufnahme primärseitig	P_{PRI}	17,10 W	
Sekundäre Ausgangsspannungen	$T1_{pos} - T1_{GND}$	+14,65 V	91,56
	$T1_{neg} - T1_{GND}$	-7,58 V	94,75
	$T2_{pos} - T2_{GND}$	+14,91 V	93,19
	$T2_{pos} - T2_{GND}$	-7,57 V	94,63
	$T3_{pos} - T3_{GND}$	+14,54 V	90,88
	$T3_{pos} - T3_{GND}$	-7,32 V	91,50
	$B_{pos} - B_{GND}$	+14,36 V	89,75
	$B_{neg} - B_{GND}$	-7,25 V	90,63

Tabelle 4: Leerlaufspannungen DC-DC nach dem Prinzip der Gegentaktwandlung bei einer Versorgungsspannung von 15 VDC und sekundären Nennspannungen von +16 V / -8 V

Stromaufnahme primärseitig	I_{PRI}	730 mA	Wert in % vom Nennwert
Leistungsaufnahme primärseitig	P_{PRI}	17,52 W	
	$T1_{pos} - T1_{GND}$	+15,04 V	100,27
	$T1_{neg} - T1_{GND}$	-8,23 V	102,88
	$T2_{pos} - T2_{GND}$	+15,21 V	101,40
	$T2_{pos} - T2_{GND}$	-8,24 V	103,00
	$T3_{pos} - T3_{GND}$	+15,16 V	101,07
	$T3_{pos} - T3_{GND}$	-8,22 V	102,75
	$B_{pos} - B_{GND}$	+15,02 V	100,13
	$B_{neg} - B_{GND}$	-7,99 V	99,88

Tabelle 5: Leerlaufspannungen DC-DC nach dem Prinzip der Sperrwandlung bei einer Versorgungsspannung von 24 VDC und sekundären Nennspannungen von +15 V / -8 V

Abschließend wurden beide Schaltungen zusammen mit dem Leistungsmodul IFS200V12PT4 [5] erfolgreich im Modellwechselrichter nach [13] zum feldorientierten Betrieb eines Siemens Stellantriebs [14] getestet.

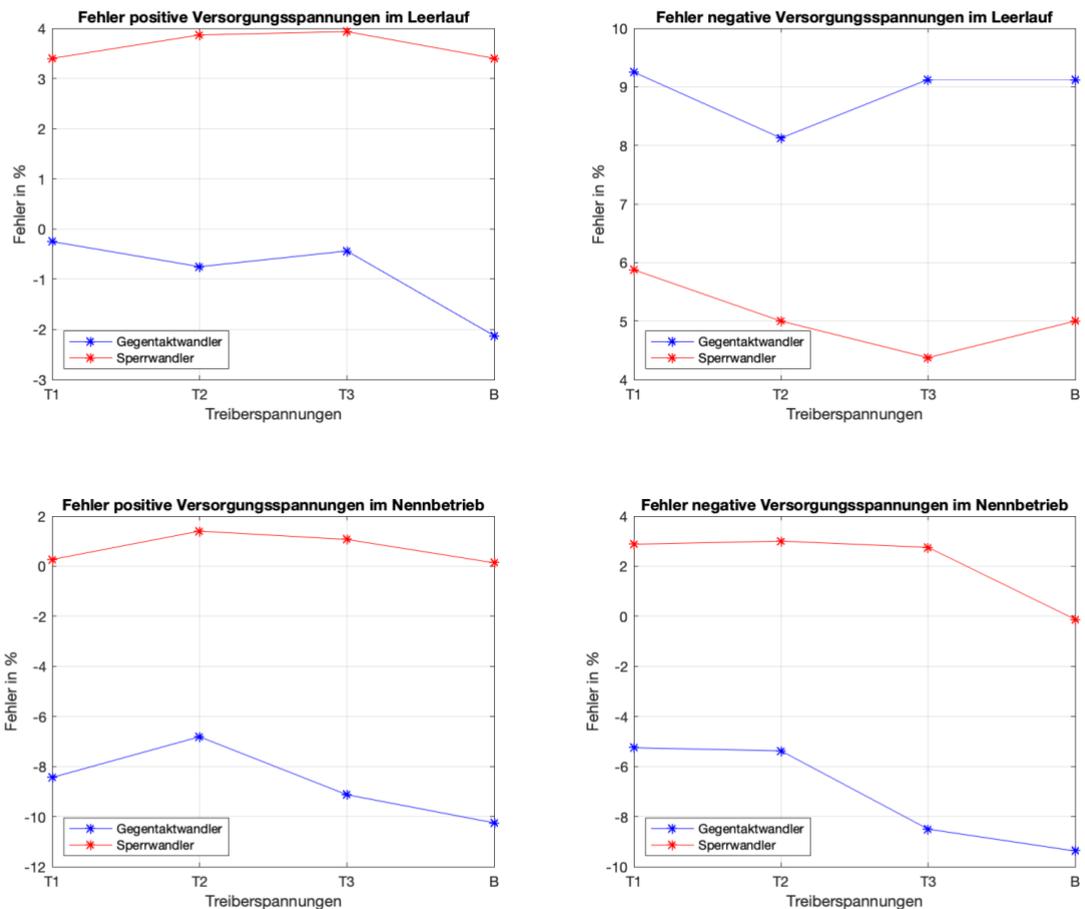


Abbildung 10: Prozentuale Fehler der sekundären Spannungen zur Versorgung der IGBT Treiber im Leerlauf und im Nennbetrieb

5 Ergebnis

In der Untersuchung konnte bestätigt werden, dass mit Hilfe des Sperrwandlerprinzips eine galvanisch mehrfach isolierte IGBT-Treiberversorgung preisgünstig und mit geringem Aufwand aufgebaut werden kann. Die Vorteile liegen in der geringen Baugröße, der Einfachheit der Schaltung und der geringen Bauelementezahl. Auch wird nur ein zentraler Transformator zur galvanischen Trennung von Primär- und Sekundärseite benötigt. Der Transformator ist Übertrager und magnetischer Speicher in einem Bauteil, so dass keine weiteren magnetischen Speicher notwendig sind.

Sekundärseitig liefert eine Stabilisierung der Versorgungsspannungen mit Linearreglern keine signifikanten Vorteile gegenüber einer Stabilisierung mit Zener-Diode, deren Schaltung kleiner und preisgünstiger ist. Zudem wirken sich stromabhängige Längsspannungsabfälle am Linearregler sowie die schlechtere Stabilisierung der negativen Versorgungsspannung nachteilig aus. Eine Stabilisierungsschaltung mit Zener-Diode genügt den Anforderungen an eine galvanisch isolierte IGBT-Treiberversorgung und sollte somit bevorzugt werden.

Nachteilig gegenüber dem Gegentaktwandler war beim Sperrwandler, dass ein höherer Ruhestrom aufgenommen wurde. Dies erhöhte die Leistungsaufnahme im Ruhemodus um näherungsweise fast 30 %. Da der Transformator beim Sperrwandler auch zur

Zwischenspeicherung der zu übertragenden Energie verwendet werden muss, hat er einen Luftspalt, der zur Erhöhung der Streuverluste führt. Auch ist der Eisenkern häufig höher magnetisch ausgelastet, so dass vermehrt Eisenverluste auftreten. Zudem war der verwendete Transformator in offener Bauform, so dass mehr elektromagnetische Störungen auftraten als beim Gegentaktwandler, bei dem vergossene Impulsübertrager verbaut wurden. Auch ist der primäre Schalttransistor bei einem Sperrwandler stärker belastet als die beiden Schalttransistoren beim Gegentaktwandler, so dass ein früherer Ausfall wahrscheinlicher ist.

Sind niedrige Leistungsaufnahme, lange Lebensdauer und niedrigere EMV-Belastung Optimierungsziele, sollte der Entwurf eines Gegentaktwandlers mit sekundärer Zener-Stabilisierung zur galvanisch isolierten Versorgung von IGBT Treiberbausteinen bevorzugt werden. Sind hingegen kleiner Bauraum und niedrige Bauteilekosten vorrangig, sollte ein Design nach dem Sperrwandlerprinzip bevorzugt werden.

6 Danksagung

Besonderer Dank gilt Herr Dipl.-Ing. Jürgen Stich für die Umsetzung der praktischen Aufbauten, die Bestückung der Platinen sowie das Korrekturlesen des Manuskripts.

7 Abkürzungen

- DCM Discontinuous Conduction Mode, Lückbetrieb
- CCM Continuous Conduction Mode, nicht lückender Betrieb
- HV High Voltage, hohe Spannung
- LV Low Voltage, niedrige Spannung
- AD Analog/Digital
- IGBT Insulated Gate Bipolar Transistor

8 Literatur

Alle online verfügbaren Quellen wurden zuletzt am 22. Februar 2020 abgerufen.

- [1] Specovius, J. (2018) Grundkurs Leistungselektronik (5. Auflage). Springer Vieweg, Wiesbaden
- [2] Quang N.P., Dittrich JA. (2008) Inverter control with space vector modulation. In: Vector Control of Three-Phase AC Machines. Power Systems. Springer, Berlin, Heidelberg
- [3] Khan I. (2011) Gate Drive Circuitry for Power Converters. In: Muhammad H. Rashid (ed) Power Electronics Handbook (Third Edition). Pages 549-564, Butterworth-Heinemann, Burlington
- [4] ON SEMICONDUCTOR (2018) Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for High-Voltage Gate-Drive IC (Rev. 2). Application Note AN-6076, Phoenix – Firmenschrift. [[Online](#)]
- [5] INFINEON (2012) MIPAQ serve IFS200V12PT4 (Rev. 2.1). Technical Information, Neubiberg – Firmenschrift. [[Online](#)]
- [6] INFINEON (2010) MA040E12_EVAL – Isolate Gate Driver Power Supply and Logic Interface for MIPAQ Serve (V1.0). Application Note AN 2010-04, Neubiberg – Firmenschrift. [[Online](#)]
- [7] Martis J. (2018) Push–Pull Converter Transformer Maximum Efficiency Optimization. In: Březina T., Jabłoński R. (eds) Mechatronics 2017. MECHATRONICS 2017. Advances in Intelligent Systems and Computing, vol 644. Springer, Cham
- [8] Angelo, E.J. (1958) Electronic Circuits, McGraw-Hill, New York
- [9] Vogt H., Hendrix M., Nenzi P. (2019) ngspice - open source spice simulator: Ngspice Users Manual (Version 31). [[Online](#)]
- [10] Frenzel B., Kurzweil P., Gebhard, F. (2017) Physik Formelsammlung (4. Auflage). Springer Vieweg, Wiesbaden
Conference Proceedings PCIM Power Conversion Intelligent Motion (2012), S. 1639-1645
- [11] WÜRTH ELEKTRONIK (2018) Custom Capabilities Catalog 2020. Bobbin Packages, Toroid Headers. Niedernhall – Firmenschrift. [[Online](#)]
- [12] TEXAS INSTRUMENTS (2015) Wide-Input Isolated IGBT Gate-Drive Fly-Buck Power Supply for Three-Phase Inverters. Application Note TIDU670A, Dallas – Firmenschrift. [[Online](#)]
- [13] Frenzel, B. (2019) Untersuchung zum System on Chip (SoC) – Ansatz für digitale Wechselrichter. Forschungsbericht der OTH Amberg-Weiden, Seiten 142-148, Amberg. [[Online](#)]
- [14] SIEMENS, Datenblatt Simotics S Synchronservomotor 1FK7100-5AF71-1TG0, Erlangen – Firmenschrift. [[Online](#)]
- [15] Frenzel, B. (2015) Untersuchung zum Einsatz von ARM Cortex-M Prozessorkernen in voll digitalisierten Wechselrichtern. Forschungsbericht der OTH Amberg-Weiden, Seiten 14-23, Amberg. [[Online](#)]
- [16] TEXAS INSTRUMENTS (2018) LM5160-Q1 WideInput 65-V 2-A Synchronous Buck Fly-Buck DC/DC Converter. Datasheet SNVSAE4C, Dallas – Firmenschrift. [[Online](#)]
- [17] TEXAS INSTRUMENTS (2017) LP295x-N Series of Adjustable Micropower Voltage Regulators. Datasheet SNVS764Q, Dallas – Firmenschrift. [[Online](#)]