



Westsächsische Hochschule Zwickau

University of Applied Sciences
Fakultät Elektrotechnik

DIPLOMARBEIT

Thema:

**Erarbeitung eines Versuchsstandes für die
Leistungselektronik zur Ansteuerung eines
Drehstromverbrauchers mittels dSPACE-System**

zur Erlangung des

akademischen Grades

Diplom-Ingenieur für Elektrotechnik (FH)

eingereicht von

Weller, Lucas

geb. am 27. April 1998

Hochschullehrer: Prof. Dr.-Ing. Matthias Würfel

Auftraggeber oder Firma: -

Betreuer: Prof. Dr.-Ing. Matthias Würfel

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	1
Abbildungsverzeichnis	3
Tabellenverzeichnis	5
Kurzzeichenverzeichnis	6
Danksagung	7
1 Einleitung.....	8
2 Grundlagen.....	9
2.1 Ausgangssituation	9
2.2 Grundlagen der Leistungselektronik	10
2.2.1 Mathematische Grundlagen	10
2.2.2 Ideale und Reale Schalter.....	13
2.2.3 Diode	15
2.2.4 Transistoren	17
2.2.5 MOSFET	17
2.2.6 Bipolar-Transistor.....	19
2.2.7 IGBT	21
2.2.8 Treiberschaltungen	24
2.3 Stromrichterschaltungen.....	27
2.3.1 Kennzeichnung und Unterteilung der Stromrichterschaltungen	28
2.3.2 Die M1 Mittelpunktschaltung	29
2.3.3 Die W1 Wechselwegschaltung.....	29
2.3.4 Die M2 Mittelpunktschaltung	30
2.3.5 Die B2 Brückenschaltung	31
2.3.6 Die M3 Mittelpunktschaltung	32
2.3.7 Die B6 Brückenschaltung.....	33
2.3.8 Selbstgeführter B6-Wechselrichter mit eingprägter Gleichspannung.....	35
2.3.9 Umrichter mit Gleichspannungszwischenkreis.....	36
2.4 Überblick zu Ansteuerverfahren von Wechselrichtern	37
2.4.1 Die Grundfrequenzsteuerung (Amplitudensteuerung).....	38

2.4.2	Die Blocksteuerung	39
2.4.3	Die Pulsweitenmodulation (PWM).....	39
3	Versuchsstand zur Ansteuerung eines B6-Wechselrichters	43
3.1	Komponenten des Versuchsstandes	44
3.1.1	Software.....	45
3.1.2	dSPACE Hardware	47
3.1.3	Der 19“-Schaltschrank	50
3.1.4	IGBT Power Electronics Teaching System AN-8005	55
3.2	Modellerstellung & Realisierung	58
3.2.1	MATLAB / Simulink – Programmierung DS1103.....	58
3.2.2	Simulink Bibliotheksbrowser – dSPACE Bibliotheken.....	59
3.2.3	Pulsweitenmodulationen	61
3.2.4	Sicherheits- und Messschaltung	65
3.2.5	Blocksteuerung	66
3.2.6	ControlDesk 6.4 – Digitale Bedien- und Messoberfläche	67
4	Versuch – Ansteuerung eines B6-Wechselrichters	74
4.1	Versuchsbeschreibung	74
4.2	Auswertung	75
4.2.1	Blocksteuerung – Effektivwert und Scheitelwert	75
4.2.2	Blocksteuerung – Scheinleistung	76
4.2.3	Blocksteuerung – Klirrfaktor	77
4.2.4	Blocksteuerung – Crestfaktor.....	78
4.2.5	PWM – Effektivwert.....	78
4.2.6	PWM – Scheitelwert.....	79
4.2.7	PWM – Scheinleistung	80
4.2.8	PWM – Klirrfaktor	81
4.2.9	PWM – Crestfaktor.....	82
5	Zusammenfassung / Fazit	83
6	Literaturverzeichnis	85
7	Anlagenverzeichnis	1

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1	Zeitverläufe für Schalterstrom, Schalterspannung und Verlustleistung	14
Abbildung 2	Schaltzeichen Diode [2, Kap. 2.3]	15
Abbildung 3	Kennlinie Diode [2, Kap. 2.3]	16
Abbildung 4	MOSFET – Praktische Ausführung [9, S. 61]	17
Abbildung 5	MOSFET – Praktische Ausführung, inkl. Schaltsymbol [9, S. 62]	18
Abbildung 6	MOSFET – Bildung Elektronenkanal [9, S. 62]	18
Abbildung 7	BT – Aufbau und Schaltzeichen (Symbol) [9, S. 42]	19
Abbildung 8	BT – Aktiver Betrieb [9, S. 42]	20
Abbildung 9	BT – Sättigungsbetrieb [9, S. 43]	20
Abbildung 10	IGBT – Struktur und Schaltsymbol [9, S. 69]	21
Abbildung 11	IGBT – Vereinfachtes Ersatzschaltbild [9, S. 70]	22
Abbildung 12	IGBT – Vergleich der Durchlassspannung mit einem MOSFET [9, S. 71] ..	22
Abbildung 13	IGBT – Schaltverhalten [9, S. 72]	23
Abbildung 14	IGBT Treiberschaltung – Gegentaktansteuerung [9, S. 78]	24
Abbildung 15	Halbbrückenschaltung [9, S. 86]	25
Abbildung 16	Einfügen einer Totzeit T_t [9, S. 85]	26
Abbildung 17	Vier Grundfunktionen – Umformung elektrischer Energie [2, Kap. 1.1]	27
Abbildung 18	M1U – ungesteuerte Mittelpunktschaltung [9, S. 128]	29
Abbildung 19	W1C – vollgesteuerte Wechselwegschaltung [9, S. 138]	29
Abbildung 20	M2U – ungesteuerte Zweipuls-Mittelpunktschaltung [9, S. 144]	30
Abbildung 21	B2 – Herleitung der Brückenschaltung [9, S. 163]	31
Abbildung 22	B2C – vollgesteuerte Zweipuls-Brückenschaltung [9, S. 163]	31
Abbildung 23	M3C – vollgesteuerte Dreipuls-Mittelpunktschaltung [9, S. 168]	32
Abbildung 24	M3 – Gleichspannungsbildung [9, S. 169]	33
Abbildung 25	B6C – vollgesteuerte Sechspuls-Brückenschaltung [9, S. 184]	33
Abbildung 26	B6 – Gleichspannungsbildung [9, S. 185]	34
Abbildung 27	B6 – selbstgeführter Wechselrichter mit Schutzdioden [2, Kap. 4.3]	36
Abbildung 28	B6 – Umrichter mit Gleichspannungszwischenkreis [9, S. 246]	37
Abbildung 29	WR – Grundfrequenzsteuerung [9, S. 307]	38
Abbildung 30	WR – Blocksteuerung [2, Kap. 4.2]	39
Abbildung 31	WR – PWM Erzeugung – $c = 1$ [2, Kap. 4.2]	40
Abbildung 32	WR – PWM Erzeugung – $c = 0.5$ [2, Kap. 4.2]	41
Abbildung 33	WR – PWM Erzeugung – $c = 0$ [2, Kap. 4.2]	41
Abbildung 34	PWM – Sinus-Dreieck-Modulation – Simulink	42
Abbildung 35	Übersicht / Signalfussplan Versuchsstand	45
Abbildung 36	Blockdiagramm DS1103 [6, S. 329 (Datei: S. 4)]	47
Abbildung 37	DS1103 Verbindungsmöglichkeiten [12]	49
Abbildung 38	Verbindung Host-PC – DS1103	49

Abbildung 39 19“-Schaltschrank	51
Abbildung 40 DC Power Supply SM 70-45 D.....	52
Abbildung 41 19“-Frontblenden	54
Abbildung 42 Stromwandler mit drei gewickelten Phasenleitern.....	55
Abbildung 43 PETS – Power Electronics Teaching System [16, S. 2]	56
Abbildung 44 Simulink Bibliothek – “dSPACE Versuchsstand“	59
Abbildung 45 Simulationsmodell – Ersatzdarstellung	61
Abbildung 46 Simulationsmodell – Sinusgenerator.....	63
Abbildung 47 Simulationsmodell – Rechteckgenerator.....	63
Abbildung 48 Simulationsmodell – Dreiecksgenerator.....	64
Abbildung 49 Simulationsmodell – PWM Generator	64
Abbildung 50 Simulationsmodell – Sicherheits- und Messschaltung	65
Abbildung 51 Simulationsmodell – Block-Erzeugung.....	67
Abbildung 52 ControlDesk – Speicherpfad „Steuerverfahren für B6-Wechselrichter	68
Abbildung 53 ControlDesk – Verbindung zum Controller Board	69
Abbildung 54 ControlDesk – Schaltzentrale Ansteuerverfahren	70
Abbildung 55 ControlDesk – Einstellungen Blocksteuerung	72
Abbildung 56 ControlDesk – Messwerte Stromwandler	73
Abbildung 57 Blocksteuerung – Effektiv- und Scheitelwert.....	76
Abbildung 58 Blocksteuerung – Scheinleistung	76
Abbildung 59 Blocksteuerung – Klirrfaktor	77
Abbildung 60 Blocksteuerung – Crestfaktor.....	78
Abbildung 61 PWM – Effektivwert.....	79
Abbildung 62 PWM – Scheitelwert.....	80
Abbildung 63 PWM – Scheinleistung	80
Abbildung 64 PWM – Klirrfaktor.....	81
Abbildung 65 PWM – Crestfaktor.....	82

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1 Schaltzustände und Ausgangsspannungen der B6-Schaltung.....	35
Tabelle 2 Anschlussbelegung PETS [16, S 2-3]	57

Kurzzeichenverzeichnis

AC	-	Alternating Current
ADC	-	Analog-Digital-Converter
AIM	-	Zusammenschluss Apple-IBM-Motorola
AND	-	logischer Operator
AV	-	Average Value
BNC	-	Bayonet Neill Concelman (koaxialer Steckverbinder)
BT	-	Bipolartransistor
C/C++	-	Programmiersprache
CAN	-	Controller Area Network (Bussystem)
CF	-	Crestfaktor
CMOS	-	Complementary Metal Oxide Semiconductor
DAC	-	Digital-Analog-Converter
DIN	-	Deutsches Institut für Normung
D-Sub	-	D-Subminiature (Standard für Steckverbindungen)
ESB	-	Ersatzschaltbild
IBM	-	International Business Machines Corporation
IEC	-	International Electrotechnical Commission
IGBT	-	Insulated Gate Bipolar Transistor
LED	-	Light Emitting Diode
MOSFET	-	Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
PC	-	Personal Computer
PCI	-	Peripheral Component Interconnect (PC-Schnittstelle)
PCMCIA	-	Personal Computer Memory Card International Association
PPC	-	Power-PC
PWM	-	Pulse Width Modulation
RJ45	-	Registered Jack (genormte Steckverbindung)
RLZ	-	Raumladungszone
RMS	-	Root Mean Square (Effektivwert)
RTI	-	Real-Time-Interface (dSPACE-Erweiterung für MATLAB)
SOA	-	Safe Operation Area
THD	-	Total Harmonic Distortion
TTL	-	Transistor-Transistor-Logik

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich bei allen Bedanken, die mich während der Anfertigung dieser Diplomarbeit und während meines gesamten Studiums unterstützt und motiviert haben.

Mein erster Dank gebührt Herrn Prof. Dr.-Ing. Matthias Würfel. Als Betreuer meiner Diplomarbeit zeichnet er für die sehr interessante und erfüllende Aufgabenstellung verantwortlich.

Ich bedanke mich bei Herrn Sandro Hommel, für die tatkräftige Unterstützung bei der Bewältigung der Aufgabenstellung. Jederzeit stand er mit Rat und Tat zur Seite, sowohl für fachliche Fragen als auch für die Kommunikation mit dem dSPACE-Support oder für die Versorgung neuer Betriebsmittel. Trotz vieler Einschränkungen in Zeiten einer globalen Pandemie konnte er mir, wann immer es notwendig wurde, einen Zugang zum Labor ermöglichen.

Ein Dank gilt der gesamten Fachschaft Elektrotechnik der Westsächsischen Hochschule Zwickau. Der Konsequente, aber doch sehr herzliche Umgang mit den Studierenden sorgte für ein angenehmes Lernumfeld. Besonders hervorzuheben sind an dieser Stelle Herr Prof. Dr.-Ing. Mirko Bodach und Herr Denny Ehrler. Ihre stets freundliche Art und die Nähe zu den Studierenden werden mir sehr positiv in Erinnerung bleiben.

Abschließend möchte ich mich ganz besonders bei meinen Eltern bedanken. Sie standen in jeder Situation und bei jedem Problem an meiner Seite. Ohne ihre Unterstützung hätte ich wohl schon im ersten Studienjahr einen anderen Weg eingeschlagen.

All diesen Menschen verdanke ich einen sehr schönen Lebensabschnitt, auf den ich immer gerne zurückblicken werde!

1 Einleitung

Die Überwachung, Steuerung und Regelung elektrischer Maschinen, allem voran Drehfeldmaschinen, ist eine der wichtigsten Aufgaben in vielen verschiedenen Bereichen der modernen Industrie. Ein grundlegender Bestandteil eines solchen Antriebskonzepts ist die Ansteuerung durch leistungselektronische Schaltungen. Da die rein simulative Entwicklung der Steuerverfahren einige Nachteile mit sich zieht, kommen Systeme als Schnittstelle zwischen Simulation und Hardware zum Einsatz.

Um eine praxisnahe Lehre zu ermöglichen, ist das Ziel dieser Diplomarbeit der Ausbau und die Inbetriebnahme eines Versuchsstandes für die Leistungselektronik zur Ansteuerung eines Drehstromverbrauchers mittels dSPACE-System.

Nach einer Übersicht zur Ausgangssituation wird im Grundlagenteil zuerst die Bedeutung der Leistungselektronik betrachtet. Halbleiterbauelemente führen thematisch zu ersten leistungselektronischen Schaltungen. Über immer komplexere Schaltkreise führt die Betrachtung zur B6-Brückenschaltung als dreiphasiger spannungseinprägender Wechselrichter. Abgeschlossen wird der Grundlagenteil mit einer theoretischen Auseinandersetzung mit verschiedenen Ansteuerungsmethoden für Wechselrichter.

Es folgt eine Beschreibung des Versuchsstandes und des Zusammenwirkens seiner Komponenten. Mit der MATLAB-Toolbox Simulink werden Simulationsmodelle der Ansteuerungsverfahren entwickelt, welche anschließend in der Programmiersprache C auf den dSPACE-Mikrocontroller geladen werden. Die Erstellung grafischer Benutzeroberflächen zur Steuerung der Programme erfolgt danach über die Experimentiersoftware ControlDesk. Eine umfangreiche Softwaredokumentation schließt den Ausbau des Versuchsstandes ab.

Im letzten Kapitel erfolgt die Inbetriebnahme des Versuchsstandes mit der Aufnahme ausgewählter Messreihen. Jede Ansteuerungsmethode wird mit unterschiedlichen Parametern erprobt, Messwerte werden aufgenommen und in Diagrammen ausgewertet. Die Arbeit schließt mit einer Versuchsanleitung inklusive zugehörigem Musterprotokoll ab.

2 Grundlagen

2.1 Ausgangssituation

Der Arbeit zugrunde liegt ein Versuchsstand, welcher schon im Jahr 2012 als Entwicklungssystem für Steuerverfahren von Wechselrichtern im Automotive-Bereich vorbereitet wurde. Dafür kam ein Mikrocontrollersystem der Firma dSPACE zum Einsatz. Es sollte die Entwicklung verschiedener Steuer- und Regelverfahren für Asynchronmaschinen in Kraftfahrzeugen vereinfachen. In anschließenden Schritten hätten die Modelle optimiert und verifiziert werden können. [15]

Dabei helfen neben dem Mikrocontroller noch weitere Bestandteile des dSPACE Systems. Das Connector-Panel ist ein Anschlussfeld zum Verbinden von externer Hardware mit den dSPACE Komponenten. Als Schnittstelle zwischen Simulation und realer Hardware gibt es Steuersignale aus und nimmt gleichzeitig über eigene Analog-Digital-Wandler Messsignale auf. Diese Signale können wiederum in der Software ControlDesk angezeigt werden. Sie stellt einen virtuellen Versuchsstand dar, in dem Messwerte, aber auch die ausgehenden Signale visualisiert werden können. Es ist die grafische Benutzeroberfläche des gesamten Systems. Modellparameter werden damit ebenfalls angepasst. Verbunden sind Software und Hardware über einen Windows-7-Laptop mit zwei Adaptern. Das sogenannte DS815 Link Board besteht aus einer Adapterkarte von PCMCIA, einem älteren Standard für Erweiterungskarten mobiler Computer, auf DS815, einer herstellereigenen Bus-Verbindung. Mit einem Patch-Kabel wiederum wird das Signal von DS815 auf die RJ45-Steckverbindung konvertiert und anschließend über ein optisches Kabel mit dem Mikrocontroller verbunden.

Als Ansteuerungsmethode wurde die Blocksteuerung implementiert. Ein älterer Praktikumsversuch, in dem auf analoge Weise ein Wechselrichter mit einer Blocksteuerung angesteuert wird, ermöglichte Vergleichsmessungen und somit eine Verifizierung des neu entstandenen Entwicklungssystems. Trotz des umfangreichen Aufbaus fand das Projekt nach seiner Fertigstellung für einige Jahre keine Anwendung. 2021 entstand die Idee, das System in einen Versuchsstand für die Leistungselektronik zu erweitern.

Dass die theoretischen Ansätze der Ansteuerungsmethoden in einer praxisnahen Umgebung erproben werden können, ist das Ziel dieser Arbeit die Modernisierung und der Ausbau des Entwicklungssystems in einen Versuchsstand für die Leistungselektronik. Die Simulation eines dreiphasigen Wechselrichters und dessen Ansteuerung in Portunus soll für ein grundlegendes Verständnis des Themas sorgen. Außerdem kann so die korrekte Funktionsweise des dSPACE-Systems nachgewiesen werden. Anschließend müssen Messreihen am realen Wechselrichter, geordnet nach Ansteuerungsmethode und deren Parameter, aufgenommen werden. Vergleiche der Messergebnisse und das Erstellen von Diagrammen runden das Praktikum mit einer Versuchsauswertung und einem Musterprotokoll ab.

2.2 Grundlagen der Leistungselektronik

Die Leistungselektronik bedient viele Felder unseres modernen Alltags. Mobilität ohne sie ist nicht mehr denkbar, ist sie doch in Zügen, Bussen, E-Bikes und Autos zu finden. Immer mehr drehzahlregelbare Motoren werden in Werkzeugen oder Haushaltsgeräten zur Verbesserung des Wirkungsgrades verbaut. Aber auch die Netzteile für Kleingeräte und PCs oder dimmbare Beleuchtungssysteme bestehen heute aus leistungselektronischen Elementen. Das Einsatzspektrum ist breit. So ist es nicht überraschend, dass sich der Anteil der elektrischen Energie, die mit Hilfe von Leistungselektronik gesteuert wird, in den letzten 20 Jahren mehr als verdoppelt hat. Von 40% zur Jahrtausendwende bis auf über 80% im Jahr 2015. Schätzungen zufolge soll auch der Anteil der von leistungselektronischen Schaltungen gesteuerten elektrischen Energie am Gesamtenergieverbrauch signifikant ansteigen. Sind es gegenwärtig noch etwa 40%, soll dieser bis zum Jahr 2040 auf 60% anwachsen.

Die Grundaufgabe der Leistungselektronik besteht darin, elektrische Energie einer Spannungsebene auf eine andere Spannungsebene zu transformieren. Ziel dabei ist, diesen Prozess so verlustarm wie möglich zu halten. Da die Verwendung eines Vorwiderstands zum Verringern einer Spannung mit hohen Verlusten verbunden ist, wird die Spannung stattdessen periodisch kurzzeitig ausgeschaltet. Dafür kommt ein leistungselektronischer Schalter zum Einsatz. Das Schalten verändert den Zeitverlauf der Spannung stark, im stationären Zustand zeigt sich dagegen der gleiche Effekt. Das Spannungsniveau ist in der nachfolgenden Schaltung niedriger. Anstelle von Verlusten im Vorwiderstand sind nun wesentlich geringere, sogenannte Schaltverluste relevant. Wichtige Begriffe der Leistungselektronik werden in den folgenden Unterkapiteln behandelt. [1, Kap. 1.1]

2.2.1 Mathematische Grundlagen

Da das Schalten in der Leistungselektronik allgegenwärtig ist, bestehen Spannungs- und Stromverläufe teilweise aus sprunghaftigen Übergängen. Die vielen verschiedenen Zeitverläufe teilen sich in zwei grundlegende Arten auf. Es gibt Wechselgrößen, die zeitlich veränderlich verlaufen, und Gleichgrößen, die von der Zeit unabhängig sind und auch stationäre Größen genannt werden. Am häufigsten kommt jedoch eine Kombination aus beidem vor. Sogenannte Mischgrößen besitzen sowohl einen Gleich-, als auch einen Wechselanteil. Sie können als Summe beider Anteile verstanden werden. Da in der Leistungselektronik die Unterscheidung von Gleich- und Wechselgrößen von großer Bedeutung ist, sollten diese immer klar gekennzeichnet sein. Alle Gleichgrößen werden mit einem Großbuchstaben versehen (U_d). Für Wechselgrößen sollten Kleinbuchstaben verwendet werden, bestenfalls beschrieben als Funktion der Zeit ($u_d(t)$). Die Indizes

unterscheiden sich in der Literatur stark. Um bestimmte Zusammenhänge in Formeln deutlich zu machen, können z.B. auch geschwungene und gerade Linien auf Wechselgrößen (\sim) und Gleichgrößen ($-$) hinweisen.

Die Beschreibung der Mischgrößen bedarf einiger Begrifflichkeiten und Berechnungen, die im folgenden Kapitel näher betrachtet werden. Die meisten dieser Werte werden innerhalb der Messgeräte berechnet. Zum Verständnis der Zeitverläufe und abgelesener Messwerte sind die mathematischen Zusammenhänge trotzdem hilfreich. Da verschiedene Größen, wie Strom, Spannung oder Leistung, die eben beschriebenen Zeitverläufe aufweisen können, wird für die Formelzeichen im folgenden Kapitel der Platzhalter G verwendet. [1, Kap. 1.2.1]

2.2.1.1 *Arithmetischer Mittelwert*

Der arithmetische Mittelwert eines Zeitverlaufs entspricht dem Flächeninhalt zwischen dem Verlauf der Größe und der Zeitachse. Er wird auch Gleichanteil genannt, weil es sich um den Anteil der Gleichgröße in einer Mischgröße handelt. Berechnet wird der arithmetische Mittelwert mit dem Integral nach Gleichung (2.1).

$$G_d = \bar{G} = G_{AV} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T g(\omega t) \cdot d\omega t \quad (2.1)$$

Der arithmetische Mittelwert wird im Allgemeinen mit einem Großbuchstaben bezeichnet. Symbolisch für den Gleichanteil kann er auch mit einem Strich über dem Buchstaben oder mit dem Index „AV“ (Average Value) angegeben werden. [1. Kap. 1.2.2]

2.2.1.2 *Effektivwert*

Da aufgrund des ohmschen Gesetzes die Leistung quadratisch von Strom oder Spannung abhängt, muss zur korrekten Berechnung weiterer Größen der quadratische Mittelwert verwendet werden. Dieser wird analog zum arithmetischen Mittelwert aus dem bestimmten Integral des quadrierten Zeitverlaufs nach Gleichung (2.2) gebildet.

$$\tilde{G} = G_{eff} = G_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [g(\omega t)]^2 \cdot d\omega t} \quad (2.2)$$

Der quadratische Mittelwert wird Effektivwert genannt. Kennzeichen ist ein Großbuchstabe, eine geschwungene Linie darüber oder der deutsche Index „*eff*“. Am häufigsten ist jedoch der internationale Index „*RMS*“, als Abkürzung für „*Root Mean Square*“ zu finden. [1, Kap. 1.2.3]

Gesamteffektivwert:

Bei der Berechnung des Effektivwertes gibt es unterschiedliche Auffassungen. Entweder er wird nur aus dem Wechselanteil einer Mischgröße gebildet, oder es geht auch der Gleichanteil mit in die Berechnung ein. Wurde ein Effektivwert des Wechselanteils berechnet, kann der Gesamteffektivwert mit dem quadratischen Mittelwert des Gleichanteils nach Gleichung (2.3) berechnet werden. [1, Kap. 1.2.3]

$$G_{RMS,ges}^2 = G_d^2 + G_{RMS,\sim}^2 \quad (2.3)$$

2.2.1.3 Formfaktor & Welligkeit

Der Formfaktor entspricht dem Verhältnis zwischen Effektivwert und arithmetischen Mittelwert und entspricht Gleichung (2.4).

$$F = \frac{\tilde{G}}{\bar{G}} = \frac{G_{RMS}}{G_{AV}} \quad (2.4)$$

Gleichung (2.5) beschreibt die Welligkeit. Sie gibt an, wie viel Wechselanteil in einer gleichgerichteten Größe vorhanden ist. Bei reinen Gleichgrößen ist die Welligkeit gleich null, bei reinen Wechselgrößen hingegen sehr groß. [1, S. 21]

$$w_g = \sqrt{F^2 - 1} = \sqrt{\left(\frac{G_{RMS}}{G_{AV}}\right)^2 - 1} \quad (2.5)$$

2.2.1.4 Klirrfaktor & Oberschwingungen

Im Jahre 1822 fand der französische Mathematiker Jean-Baptiste-Joseph Fourier heraus, dass sich jede Periodische Funktion in eine Summe unendlich vieler sinusförmiger Teilschwingungen zerlegen lässt. Die Frequenzen dieser sogenannten Oberschwingungen sind ganzzahlige Vielfache der Grundschwingungsfrequenz. Der Faktor, um welchen sich

die Oberschwingungsfrequenz zur Grundfrequenz unterscheidet, nennt man auch Ordnungszahl bzw. Ordnung. Oberschwingungen werden daher auch als Harmonische einer bestimmten Ordnung bezeichnet.

Beim Wechselrichten entstehen durch das Schalten neben der gewünschten Wechselspannung auch Oberschwingungen. Der Klirrfaktor gibt das Verhältnis zwischen den Effektivwerten aller Oberschwingungen und der Grundschwingung an. Er wird auch THD - Total Harmonic Distortion – genannt und berechnet sich nach Gleichung (2.6). Je höher der Klirrfaktor ist, desto schlechter wird die Qualität der Wechselspannung bewertet. [2, Kap. 1.2.3] [3, Kap. 1.1] [4]

$$K = THD_R = \frac{G_{RMS,OS}}{G_{RMS}} \quad (2.6)$$

2.2.1.5 Crestfaktor

Der Crestfaktor (CF), oder auch Scheitelfaktor genannt, ist das Verhältnis von Scheitelwert und Effektivwert. Er wird nach Gleichung (2.1) berechnet. Anhand eines CF-Werts kann eine Aussage über die Kurvenform und die Qualität der Wechselgröße getroffen werden. Dabei gilt: $CF \geq 1$. Der kleinste mögliche Wert „1“ entspricht einer Gleichgröße bzw. einer symmetrischen Rechteckschwingung. Je größer der Crestfaktor, desto größer ist der Abstand zwischen Spitzenwert und Effektivwert. $CF = \sqrt{2}$ entspricht einer sinusförmigen Wechselgröße ohne Störungen. Für eine Dreieckschwingung gilt: $CF = \sqrt{3}$. Werte oberhalb dieser Grenze entstehen für kurze Impulse, die einen besonders hohen Scheitelwert besitzen, jedoch mit einem niedrigen Effektivwert nur wenig Nutzen bringen. Ist der Effektivwert einer Schwingung bekannt, kann der Scheitelwert mit dem CF abgeschätzt werden.

$$CF = \frac{\hat{G}}{\bar{G}} = \frac{G_{Max}}{G_{RMS}} \quad (2.7)$$

2.2.2 Ideale und Reale Schalter

In Stromrichterschaltungen dienen Leistungshalbleiter als Schalter. Sie werden aufgrund ihrer Wirkung auf den Stromfluss auch Ventile genannt. Durch die schnellen Schaltzeiten können hohe Wirkungsgrade bei minimalen Schaltverlusten erzielt werden. Unterschieden

wird die Vielfalt der Leistungshalbleiter durch ihre statischen und dynamischen Eigenschaften.

Ein idealer Schalter im Sinne der Leistungselektronik lässt den Stromfluss nur in eine durch einen Pfeil gekennzeichnete Richtung zu. Die umgekehrte Richtung ist für den Stromfluss gesperrt. Darüber hinaus erfolgt ein Umschalten verzögerungsfrei und leistungslos.

Mit idealen Schaltern wären die Verluste beim Umformen von Spannungen ausschließlich auf die Leitungen der Schaltung beschränkt. Die realen Eigenschaften weichen jedoch etwas von ihrer idealen Darstellung ab. Wie in *Abbildung 1* dargestellt, entstehen schon beim Ein- und Ausschalten zwischen dem Steuersignal und der Reaktion des Schalters Verzögerungen. Nach der Einschaltverzögerung $t_{d(ein)}$ beginnt der Strom i_v durch den Schalter langsam anzusteigen. Währenddessen liegt noch die volle Spannung am Schalter an. Diese sinkt erst, wenn der volle Laststrom erreicht wurde. Die danach noch anliegende Durchlassspannung bleibt auf einem Wert größer als null, erzeugt somit Durchlassverluste. Kommt vom Steuersignal der Ausschaltbefehl, steigt nach Ablauf der Ausschaltverzögerung $t_{d(aus)}$ zuerst die Schalterspannung, anschließend sinkt der Laststrom wieder. Der übrige Sperrstrom erzeugt wesentlich geringere Sperrverluste als die Durchlassverluste, die daher vernachlässigbar sind. Die größte Bedeutung fällt den Verlusten zu, die während der Ein- und Ausschaltvorgänge entstehen. Die Fläche der schraffierten Dreiecke in *Abbildung 1* verdeutlicht die Schaltverluste im Vergleich zu den Durchlassverlusten. [1, Kap. 2.1]

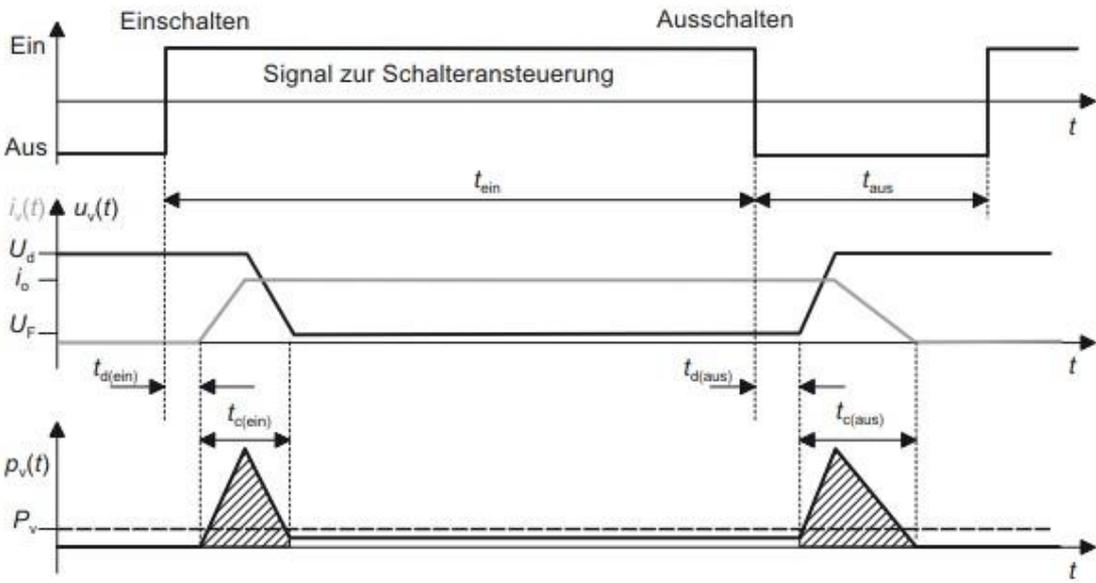


Abbildung 1 Zeitverläufe für Schalterstrom, Schalterspannung und Verlustleistung [1, S. 41]

2.2.3 Diode

Die einfachste Ausführung eines Halbleiters ist die Diode. Sie ist ein nichtlineares Bauelement. Ströme fließen im Wesentlichen nur in Durchlassrichtung. Die Bezeichnungen und das Schaltzeichen sind in *Abbildung 2* zu sehen. Der Index R steht dabei für die Rückwärtsrichtung (*reverse*), auch Sperrrichtung genannt. Index F beschreibt Größen in Vorwärtsrichtung (*forward*). Der positive Anschluss wird *Anode (A)*, der Negative *Kathode (K)* genannt.

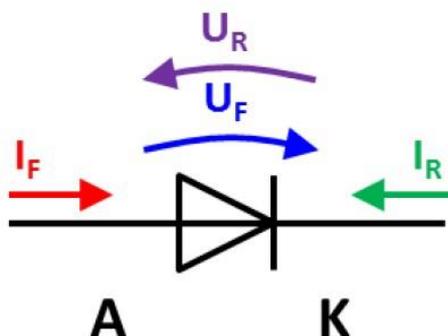


Abbildung 2 Schaltzeichen Diode [2, Kap. 2.3]

Die Kennlinie gibt Aufschluss über die Eigenschaften der Diode. Sie teilt sich auf in die sogenannte Durchlasskennlinie im ersten Quadranten und die Sperrkennlinie im dritten Quadranten. *Abbildung 3* (S. 16) zeigt diese Kennlinie mit allen wichtigen Kenngrößen und wird im Folgenden beschrieben.

Die Verlängerung des Linearen Abschnitts im ersten Quadranten bestimmt die Schwellspannung U_{F0} , auch Schleusenspannung genannt, am Schnittpunkt mit der x-Achse. Bevor die Diode in einen leitenden Zustand übergehen kann, muss in Flussrichtung mindestens die Schwellspannung angelegt werden. Der Durchlassspannungsverlauf kann mit einer Gerade durch U_{F0} und dem Bahnwiderstand R_F , welcher dem Anstieg der Gerade entspricht, bestimmt werden.

In Sperrrichtung fließt im Normalfall nur ein geringer Strom im mA-Bereich. Wird jedoch die Durchbruchspannung U_{BR} überschritten, steigt der Sperrstrom steil an. Das hat wiederum hohe Sperrverluste, eine Erhitzung der Sperrschicht und anschließend die Zerstörung des Bauelements zur Folge. Deshalb wurden einige Sicherheitswerte festgelegt, um diesen Extremfall zu vermeiden. Die Betriebsscheitelspannung U_{RWM} bestimmt die höchste zulässige Spannung, die periodisch in Sperrrichtung anliegen darf. Die Periodische Spitzensperrspannung U_{RRM} legt den Höchstwert für Spannungsspitzen fest, welche periodisch kurzzeitig auftreten dürfen. Die Stoßspitzensperrspannung U_{RSM} gibt den Maximalwert an, welchen kurzzeitige, nicht-periodische Spitzen nicht überschreiten dürfen. Werden diese Werte überschritten, kann eine Zerstörung des Bauelements nicht

ausgeschlossen werden. Spannungsschwankungen müssen bei der Auswahl von Dioden demnach ebenfalls beachtet werden.

Eine bessere Vorstellung dieser Werte ermöglicht der Sicherheitsfaktor K_S . Er errechnet sich aus dem Verhältnis von Periodischer Spitzensperrspannung zu Betriebsscheitelsperrspannung. Je höher der Sicherheitsfaktor, desto besser ist die Diode gegenüber Spannungsspitzen in Sperrrichtung geschützt. [2, Kap. 2.3]

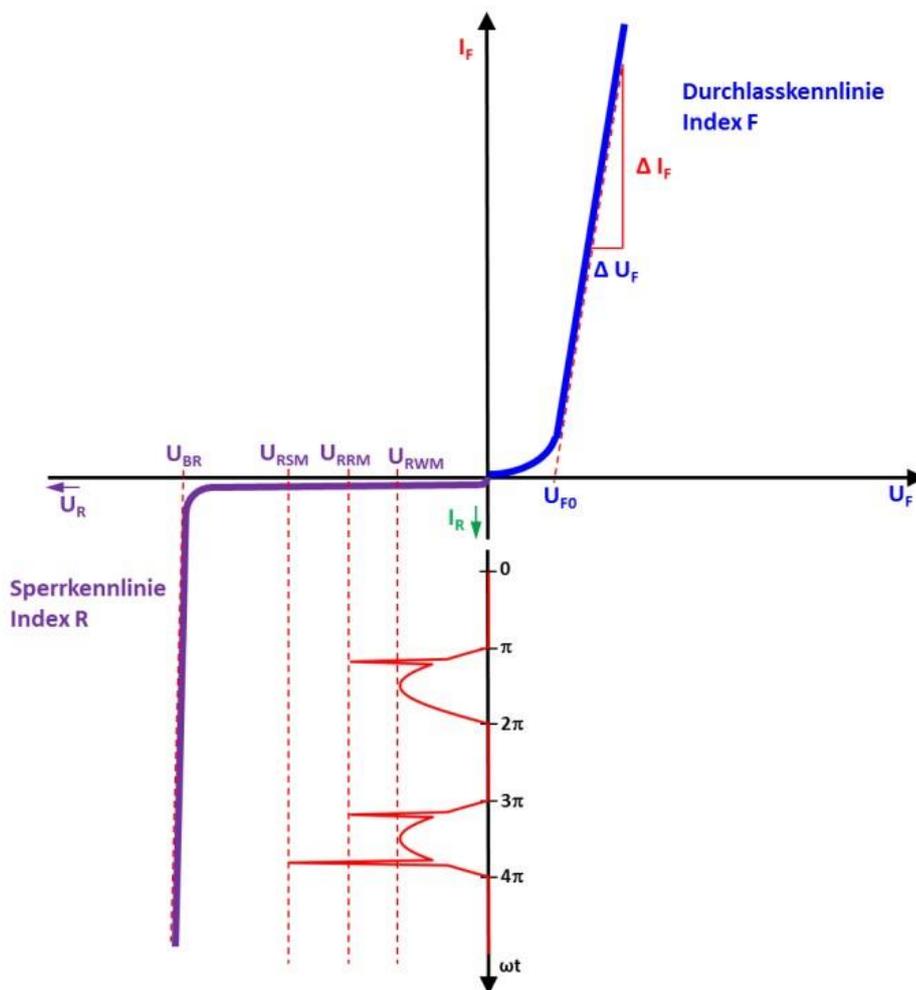


Abbildung 3 Kennlinie Diode [2, Kap. 2.3]

Es gibt viele verschiedene Ausführungen von Dioden. Sie werden durch eine Vielfalt von Eigenschaften charakterisiert, angepasst an die zahlreichen Anwendungsgebiete. Beispielsweise zeigen FRED-Dioden ein besonders schnelles Schaltverhalten und werden daher in Kombination mit steuerbaren Schaltern verwendet. Netzdioden hingegen besitzen eine höhere Sperrspannung und höhere Durchlassströme, sind jedoch mit Ihrer Rückwärtserholzeit und damit in ihrem Schaltverhalten wesentlich langsamer. Da dies bei Netzfrequenz nicht stört, finden sie ihre Anwendung in den Energieversorgungsnetzen. [1, S. 45]

2.2.4 Transistoren

Die Diode ist ein nicht steuerbares Bauelement. Das bedeutet, dass sich Ein- und Ausschaltzeitpunkte nicht durch ein Steuersignal beeinflussen lassen. Ein Zwischenschritt hin zur Steuerbarkeit ist der Thyristor. Hierbei kann bereits der Einschaltzeitpunkt vorgegeben werden. Einen vollständig steuerbaren Halbleiter, bei dem sowohl Ein-, als auch Ausschaltzeitpunkt festgelegt werden können, stellt jedoch erst der Transistor dar. Es gibt ihn in drei grundlegenden Bauformen, die sich in ihren elektrischen Eigenschaften unterscheiden und je nach Anwendung ausgewählt werden können. [1, S. 48]

2.2.5 MOSFET

Der MOSFET ist ein Feldeffekttransistor (*FET*). Das heißt, seine Leitfähigkeit wird durch das Anlegen eines elektrischen Feldes gesteuert. Der grundlegende Aufbau ist in *Abbildung 4* dargestellt. Ein p-dotiertes Substrat befindet sich zwischen zwei Elektroden. Innerhalb des p-dotierten Substrats sind zwei n-dotierte Bereiche mit den Anschlüssen *Drain (D)* und *Source (S)*, über die ein Stromfluss zustande kommen soll. Die Elektrode zwischen Drain und Source wird *Gate (G)* genannt und bildet den Steueranschluss. Sie ist durch ein Metalloxid vom Substrat getrennt, daher auch der Namenszusatz *Metal-Oxid-Semiconductor (MOS)*. Der sogenannte *Bulk (B)* Anschluss dient für Gate als Gegenelektrode und ermöglicht die Bildung eines elektrischen Feldes im p-dotierten Substrat. Ohne angelegte Spannung sperren die pn-Übergänge, es bilden sich *Raumladungszonen (RLZ)* aus, in *Abbildung 4* auch Sperrschicht genannt.

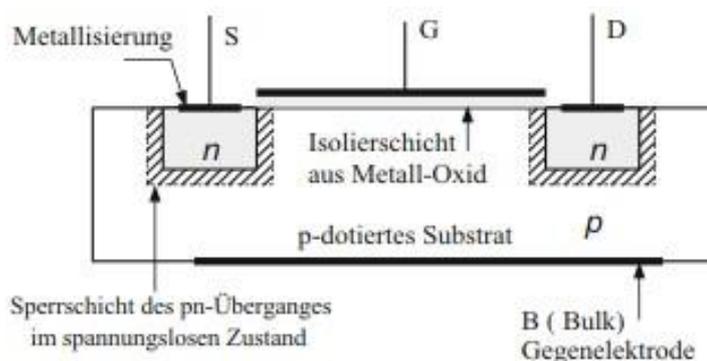


Abbildung 4 MOSFET – Praktische Ausführung [9, S. 61]

Wie in *Abbildung 5* (S. 18) gezeigt, wird in der Praxis der Bulk-Anschluss direkt mit dem Source-Anschluss verbunden. Dieser Eigenheit entsprechend wurde das Schaltsymbol gestaltet, ebenfalls in *Abbildung 5* (S. 18) zu sehen. Wird nun eine positive Spannung U_{DS} von Drain zu Source angelegt, bleibt der pn-Übergang von Drain zu Gate in Sperrrichtung gepolt, der Übergang von Gate zu Source wird leitend. Da ein Stromfluss trotzdem in keine der beiden Richtungen erfolgen kann, wird ein MOSFET auch *selbstsperrend* genannt.

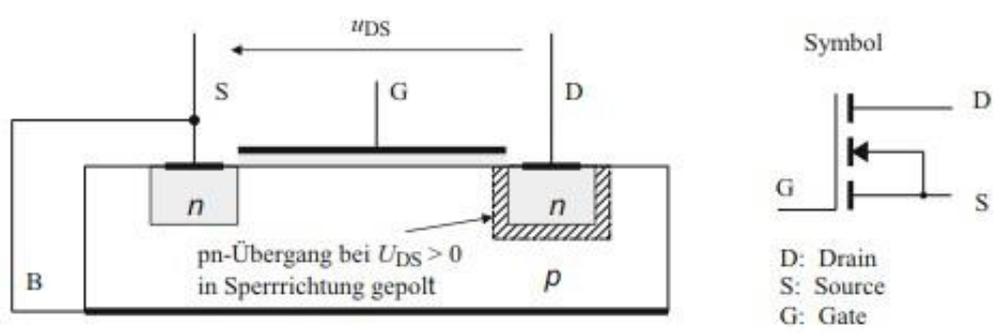


Abbildung 5 MOSFET – Praktische Ausführung, inkl. Schaltsymbol [9, S. 62]

Um den Stromfluss zwischen Drain und Source zu ermöglichen, wird eine Steuerspannung U_{GS} zwischen Gate und Source benötigt. Liegt diese an, sorgt das elektrische Feld E im Substrat für eine Ansammlung von Elektronen an der Gate-Elektrode. Ist die Steuerspannung ausreichend hoch und kann somit die Schwellspannung des Halbleiters überschreiten ($U_{GS} = 3 \dots 5 V$), bildet sich diese Elektronenansammlung zu einem leitfähigen Elektronenkanal aus. Dieser Vorgang wird in *Abbildung 6* noch einmal verdeutlicht.

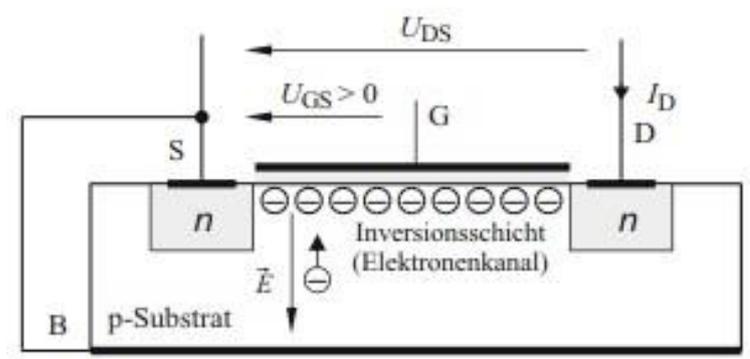


Abbildung 6 MOSFET – Bildung Elektronenkanal [9, S. 62]

Da in der Inversionsschicht, wie der Elektronenkanal auch genannt wird, nur eine Ladungsträgerart zum Stromfluss beiträgt, wird ein MOSFET auch als *Unipolar-Transistor* bezeichnet.

Am häufigsten kommt die Ausführung als selbstsperrender N-Kanal-MOSFET vor. Ein *selbstleitender* MOSFET hingegen sperrt durch das Anlegen einer äußeren Spannung und leitet im Ruhezustand. Hier sind die Dotierungen im Vergleich zum selbstsperrenden MOSFET vertauscht. Die Drain- und Source-Anschlüsse befinden sich an p-dotierten Bereichen, wohingegen Gate- und Bulk-Anschluss ein n-dotiertes Substrat einschließen. Die angelegte Steuerspannung U_{GS} muss in diesem Fall negativ sein, damit der Transistor sperrt.

Da MOS-Transistoren spannungsgesteuerte Bauelemente sind, können sie nahezu leistungslos geschaltet werden. Ein hoher Durchlasswiderstand im leitenden Zustand ist jedoch nachteilig. Wird die Spannungsfestigkeit bauartbedingt verdoppelt, kann dieser Wert bis auf das Fünffache ansteigen. Außerdem werden für ein schnelles Schaltverhalten hohe kapazitive Ladeströme notwendig, um die bauartbedingt hohe Gate-Source-Kapazität entsprechend schnell aufzuladen oder zu entladen. [1, Kap. 2.4.1] [9, Kap 4.3]

2.2.6 Bipolar-Transistor

Um die Funktionsweise eines IGBTs zu verstehen ist, es hilfreich, den heutzutage eher selten verwendeten Bipolartransistor (*BT*) zu kennen. Der Name wurde gewählt, weil sowohl positive als auch negative Ladungsträger zum Stromtransport beitragen. Ein BT zeichnet sich durch ein hohes Schalt- und Sperrvermögen und seine geringen Durchlassverluste aus. Allerdings ist der Ansteueraufwand hoch, da er im Gegensatz zum MOSFET ein stromgesteuerter Transistor ist. Der positive Eingang des BT wird *Kollektor (C)*, der negative *Emitter (E)* genannt. Der Steuereingang heißt *Basis (B)*. Wie in *Abbildung 7* zu sehen, besitzt der BT an Kollektor und Emitter zwei n-dotierte Bereiche, getrennt durch einen p-dotierten Bereich am Basisanschluss. Er wird daher auch als NPN-Transistor bezeichnet. Das Schaltzeichen ist ebenfalls in *Abbildung 7* aufgeführt.

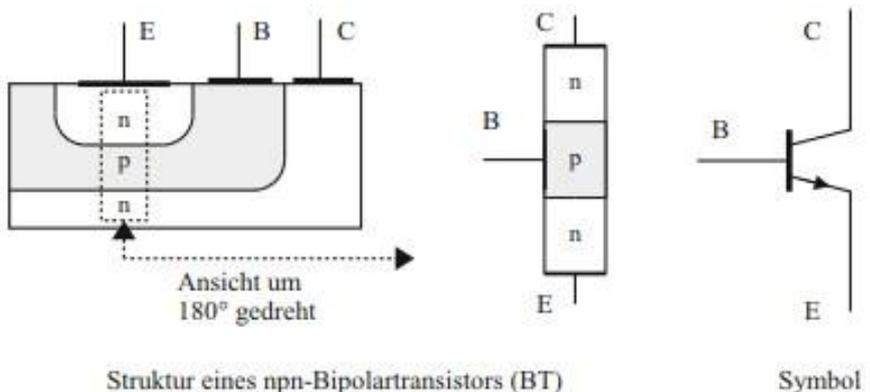


Abbildung 7 BT – Aufbau und Schaltzeichen (Symbol) [9, S. 42]

Wie in *Abbildung 8* (S. 20) dargestellt, wird bei offener Basis durch die Kollektor-Emitter-Spannung u_{CE} am pn-Übergang eine Raumladungszone ausgebildet, wodurch der Transistor sperrt. Wird die maximal zulässige Spannung im Sperrzustand überschritten, kommt es zum Sperrschicht-Durchbruch. Bis zu diesem sogenannten 1. Durchbruch ist der fließende Sperrstrom vernachlässigbar klein.

Kommt in der Basis der Basisstrom i_B zum Fließen, bewegen sich Elektronen vom Emitter in den p-dotierten Bereich. Erreichen sie das Gebiet der Raumladungszone (der schraffierte Bereich in *Abbildung 8* (S. 20)), werden sie von der Feldstärke über die RLZ hinweg zum

Kollektor gezogen. Es fließt der Kollektorstrom i_C als Sperrstrom. Wächst u_{CE} an, steigt auch i_C , weil sich die RLZ immer weiter in den p-Bereich ausbreitet. Mehr Elektronen werden erreicht und zum Kollektor gezogen. Diese Eigenschaft wird als „Early-Effekt“ beschrieben.

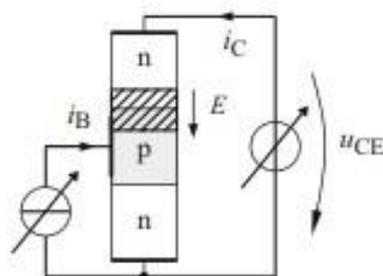


Abbildung 8 BT – Aktiver Betrieb [9, S. 42]

Im sogenannten Sättigungsbetrieb existiert keine Raumladungszone. Sobald die Spannung an der Basis u_{BE} größer ist als die Kollektor-Emitter-Spannung u_{CE} , gilt der Transistor als gesättigt und geht in einen leitenden Zustand über ($u_{CE} < u_{BE}$). Die Spannungsrichtung von u_{BE} und u_{CE} ist zur besseren Vorstellung noch einmal in *Abbildung 9* aufgeführt. Bei vollständiger Sättigung ($u_{BC} = 0$) ist der Spannungsabfall $u_{CE,sat}$ am geringsten, was wiederum die kleinste Durchlass-Verlustleistung zur Folge hat (typische Werte: $u_{CE,sat} \leq 2,5V$). Die Kennlinie für den Sättigungsbetrieb entspricht der Dioden- Kennlinie, die bereits in Kapitel 2.2.3 beschrieben wurde. *Abbildung 9* zeigt auf der rechten Seite eine Ersatzdarstellung, die das Verhalten im Sättigungszustand zusätzlich verdeutlicht. Eingeschaltet wird ein Bipolartransistor daher in Sättigung betrieben.

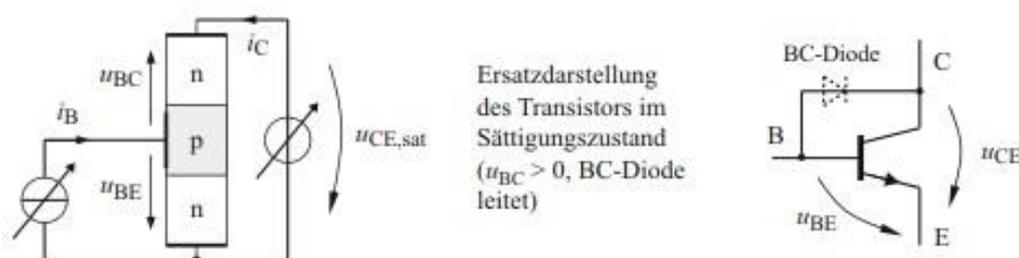


Abbildung 9 BT – Sättigungsbetrieb [9, S. 43]

Im Schaltbetrieb eines Bipolartransistors treten wiederum höhere Verluste auf. Dabei unterscheiden sich Einschalt- und Ausschaltvorgang je nach Bauart. Die Spitzenwerte der Schaltleistung überschreiten den Wert für die zulässige Verlustleistung um ein Vielfaches.

Sie können kurzzeitig auf mehrere 10 kW anwachsen. Durch die kurze Dauer dieser Spitzenwerte bleibt die dabei umgesetzte Einschaltenergie bei $W_{on} \leq 0,5Ws$. Die Ausschaltenergie ist durch ein Trägheitsverhalten während des Ausschaltvorgangs mit $W_{off} \approx 1,5Ws$ etwas höher. Um die Gesamtverluste gering zu halten, wird die Schaltfrequenz f_s in der Praxis so gewählt, dass Schaltverluste P_S und Durchlassverluste P_D auf einem ähnlichen Niveau liegen ($P_S \approx P_D$). Bauartbedingt liegt die maximale Schaltfrequenz beim Bipolartransistor bei ungefähr $f_{s,max} \approx 5kHz$.

Aufgrund inhomogener Ladungsverteilung während der Schaltvorgänge ist ein BT immer durch lokale Überhitzung gefährdet. Daher wird das Kennlinienfeld in mehrere Arbeitsbereiche aufgeteilt. Es gibt Arbeitsbereiche für den statischen und den dynamischen Betrieb (SOA = Safe Operation Area) sowie einen unzulässigen Bereich. Grundsätzlich gilt: Je höher der Spannungsabfall u_{CE} , desto geringer muss der Kollektorstrom i_C ausfallen.

Durch den hohen Ansteuer Aufwand und die Schaltverluste hat der Bipolartransistor die Bedeutung als Leistungshalbleiter schon seit vielen Jahren verloren. Die geringen Durchlassverluste sind jedoch grundlegend für die Struktur des IGBT, die Vorteile des BT und des MOSFET vereint. [1, Kap. 2.4.2] [9, Kap 4.1]

2.2.7 IGBT

Der Grundaufbau eines IGBT ist dem MOSFET sehr ähnlich. Statt einem n-leitenden, wird der IGBT in p-leitenden Substrat hergestellt. Ein Vergleich der Strukturen und das Schaltsymbol sind in *Abbildung 10* aufgeführt. Der Stromfluss findet bei einem IGBT somit über eine pnp-Strecke statt und enthält deshalb keine strukturbedingte Inversdiode.

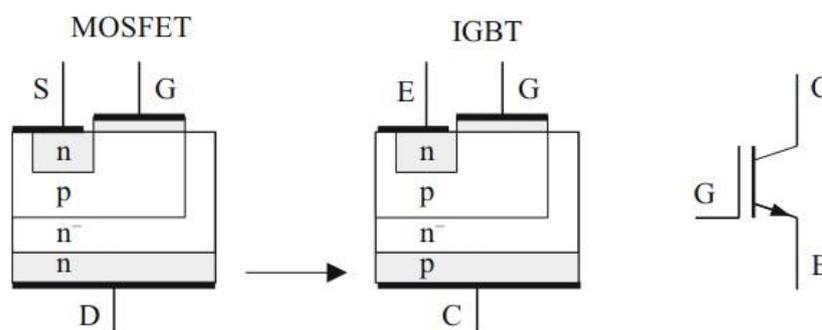


Abbildung 10 IGBT – Struktur und Schaltsymbol [9, S. 69]

Wie in *Abbildung 11* (S. 22) zu sehen, setzt sich der IGBT aus einem Bipolartransistor (T_2) und einem MOSFET (T_1) zusammen. Passend zum BT soll der Stromfluss von *Kollektor* (K) zu *Emitter* (E) zustande kommen. Das *Gate* G stellt analog zum MOSFET den Steueranschluss dar. Das abgebildete, vereinfachte Ersatzschaltbild (ESB) reicht in den meisten Fällen aus, für den Überlastfall gibt es noch ein erweitertes ESB. Überlast kommt

jedoch nur selten vor, da IGBTs in der Praxis so stabil sind, dass sie selbst einen Kurzschlussstrom kurzzeitig führen und abschalten können.

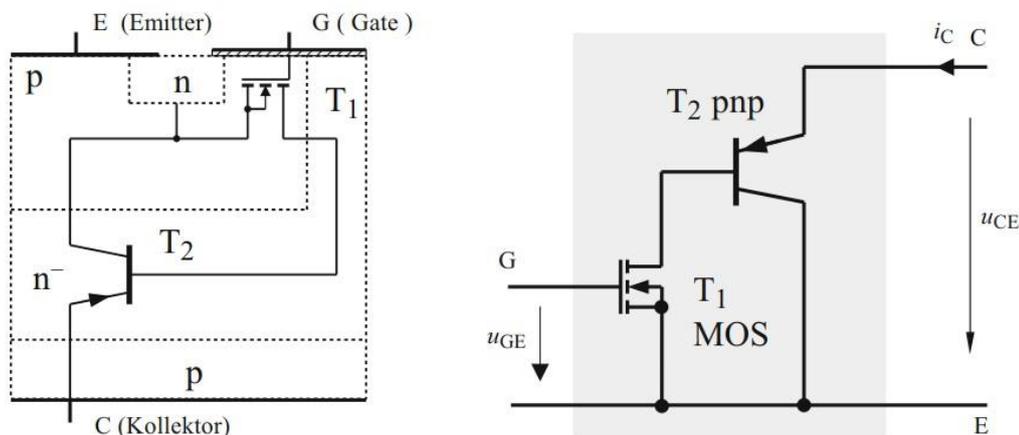


Abbildung 11 IGBT – Vereinfachtes Ersatzschaltbild [9, S. 70]

Das Durchlassverhalten ist vom pnp-Transistor T_2 in *Abbildung 11* bestimmt. Der Spannungsabfall u_{BE} über den Basis-Emitter-Übergang von T_2 verhält sich wie bei einer Diode in Durchlassrichtung. Daher sind die Durchlassverluste bei kleinen Strombelastungen meist höher als beim MOSFET. Nimmt die Strombelastung zu, erhöht sich durch eine Ladungsträgerüberschwemmung im schwach dotierten n-Mittelgebiet die Leitfähigkeit. Deshalb gilt, je höher der zu führende Strom ist, desto geringer fallen die Durchlassverluste eines IGBT aus. In *Abbildung 12* ist ein Vergleich der typischen Durchlassspannungen von IGBT und MOSFET zu finden.

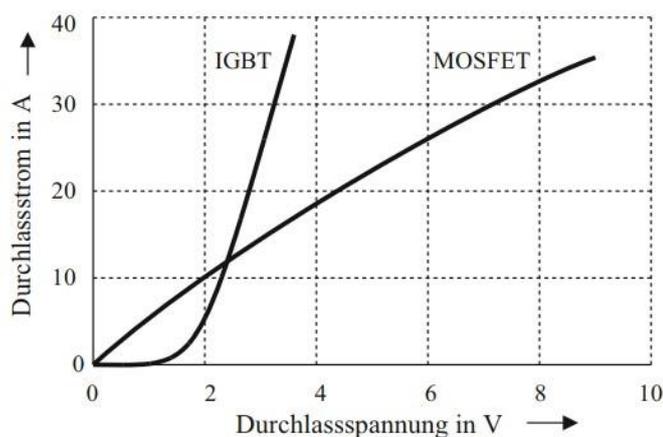


Abbildung 12 IGBT – Vergleich der Durchlassspannung mit einem MOSFET [9, S. 71]

Die Änderung der Leitfähigkeit unterliegt einer Trägheit. Daher zeigt der IGBT für u_{CE} bei dynamischen Stromänderungen ein scheinbar induktives Verhalten, was sich wiederum auf das Schaltverhalten auswirkt.

Nach *Abbildung 13* wird das Schaltverhalten von beiden Transistoren bestimmt. Beim Einschalten wird die Gatespannung u_{GE} über die Schwellenspannung u_{F0} des Halbleiters gehoben ($u_{GE} < u_{F0}$). Es bildet sich ein leitfähiger Elektronenkanal. Elektronen bewegen sich vom Source-Anschluss zur schwach dotierten n-Mittelschicht. Löcher „driften“ ebenfalls aus dem p-Bereich in die Mittelschicht. Daher wird diese auch als *Drift-Region* bezeichnet. Es folgt die Ladungsträgerüberschwemmung, weshalb die hohe Leitfähigkeit zustande kommt. Durch diesen Prozess funktioniert der IGBT wie ein Bipolartransistor, dessen Basis durch einen MOSFET angesteuert wird.

Auch der Ausschaltvorgang wird vom Gate-Ladezustand u_{GE} bestimmt. Fällt die am Gate anliegende Spannung u_G auf 0V, wird u_{GE} nach und nach abgebaut. Ab dem Zeitpunkt, an dem $u_{GE} = u_{GS}$ gilt, ist der IGBT im Sättigungsbereich. (u_{GS} : Gate-Source-Spannung MOSFET – siehe Kapitel 2.2.5) Während u_{CE} ansteigt, bleibt u_{GE} zunächst konstant. Erreicht u_{CE} die Betriebsspannung U_d , fällt u_{GE} proportional zum Strom i_C weiter. Die Änderung von i_C sorgt durch das induktive Verhalten für eine Überspannung bei u_{CE} , worin die hohen Ausschaltverluste begründet liegen. Hat sich u_{CE} wieder auf Höhe der Betriebsspannung eingependelt, gilt der MOSFET als abgeschaltet ($u_{CE} = U_d$). Somit kann kein Strom mehr über den BT abfließen, es beginnt die Schweifstromphase. Die restliche gespeicherte Ladung kann nur noch über Rekombinationsvorgänge abgebaut werden, was durch die schwache Dotierung des n-Gebiets relativ lange dauert und somit die Ausschaltverluste erhöht.

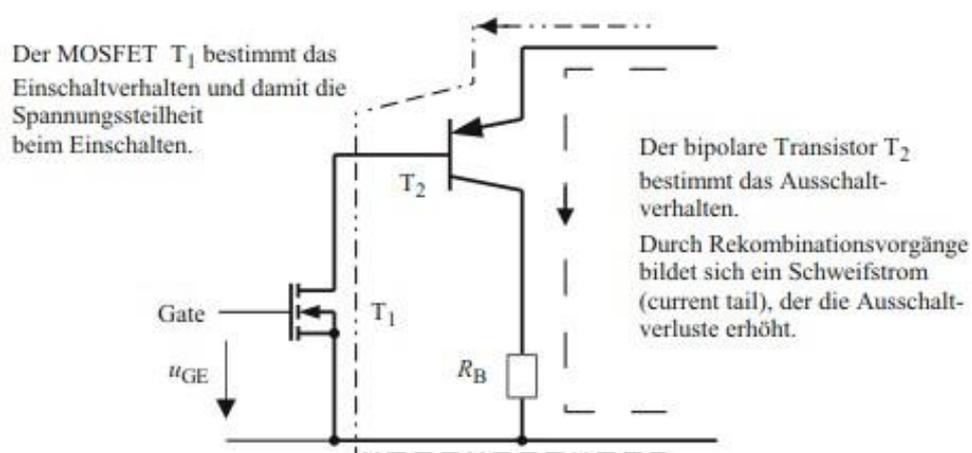


Abbildung 13 IGBT – Schaltverhalten [9, S. 72]

Der IGBT ist ein Halbleiterbauelement mit geringen Durchlassverlusten. Die Schaltverluste sind im Vergleich zum MOSFET geringfügig höher, weshalb die Schaltfrequenz für den

IGBT geringer gewählt werden muss. Trotzdem kommt er durch die Kombination der Eigenschaften des Bipolartransistors und des MOSFET den Anforderungen an einen idealen Schalter sehr nahe.

Im Zuge technischer Entwicklung werden die Eigenschaften von Transistoren laufend verbessert. Durchlassspannungsabfall, sowie Schaltverluste werden weiter gesenkt. Gleichzeitig werden immer höhere Überspannungs-, Überstrom-, und Schaltfestigkeitswerte erreicht. Mit neuen Überwachungs-, Schutz- und Treiberfunktionen wird die Verwendung außerdem immer komfortabler. [1, Kap. 2.4.3] [9, Kap 4.4]

2.2.8 Treiberschaltungen

Um einen Transistor anzusteuern, wird eine sogenannte Treiberschaltung benötigt. Sie stellt das Bindeglied zwischen der digitalen Welt und den Leistungsschaltern dar und wird benötigt, um die Gatekapazität schnell aufzuladen bzw. zu entladen. Dabei gilt, dass u_{GE} den Wert von 20V nicht überschreiten darf. Für genügend Abstand ist daher ein typischer Wert für die Steuerspannung $u_{GE} = 15V$.

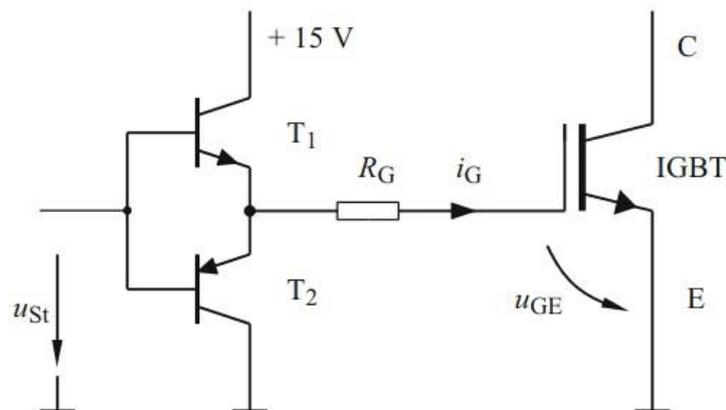


Abbildung 14 IGBT Treiberschaltung – Gegentaktansteuerung [9, S. 78]

Die (derzeit) beste Lösung zum niederohmigen Laden und Entladen der Gatekapazität ist die Gegentaktansteuerung nach *Abbildung 14*. R_G wird zur Strombegrenzung für den Gatestrom i_G eingesetzt. Dieser ist abhängig von den eingesetzten IGBTs und muss in Spitzenwerten mit bis zu $\hat{i}_G = 15A$ bereitgestellt werden. Bemessen wird eine Treiberschaltung nach der Ersatzkapazität C_{ISS} der anzusteuernenden Transistoren. Diese sollte als Datenblattangabe vorhanden sein und errechnet sich aus der Gate-Emitter- und der Gate-Kollektor-Kapazität. Mit C_{ISS} kann anschließend der benötigte Wert für den Gate-Widerstand R_G berechnet werden. Für die Ansteuerung fällt in R_G Gate-Steuerleistung an. Zusammen mit dem Verbrauch des Gate-Treibers bestimmt sie die Bemessungsleistung der Gate-Stromversorgung. [9, Kap. 4.5]

2.2.8.1 Ansteuerung eines Halbbrückenmoduls

In vielen Anwendungen kommt die sogenannte Halbbrückenschaltung nach *Abbildung 15* zum Einsatz, welche in Kapitel 2.3.5 noch vertieft behandelt wird. Sie wird auch Brückenweig oder Wechselrichterphase genannt. Der untere Teil der Halbbrücke, auch als low-side bezeichnet, muss auf ein festes Potential bezogen angesteuert werden. Am oberen Teil hingegen, an der high-side, muss ein frei bewegliches (floatendes) Potential angelegt sein. Darauf muss die high-side Ansteuerung eine ca. 15V höhere Gatespannung erzeugen als die Emitterspannung. Abhängig von der Gatekapazität können die Ladestromspitzen bei einem einzelnen IGBT bis zu 10A betragen!

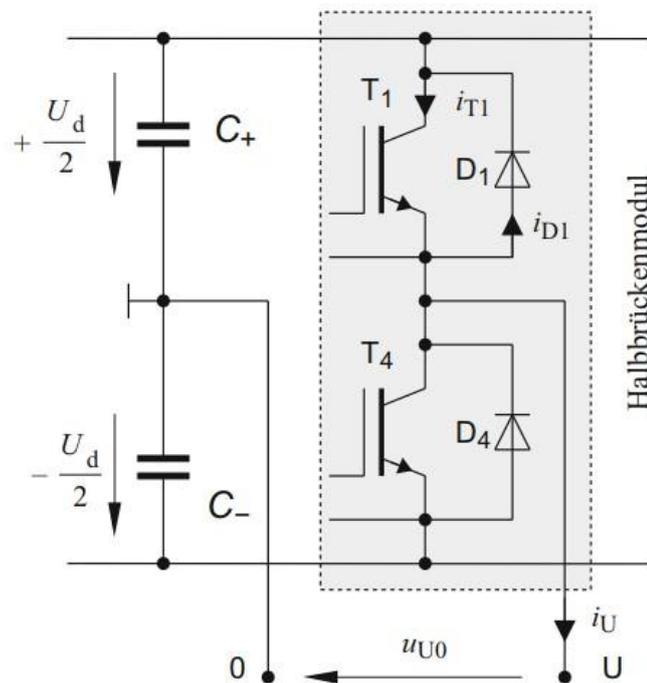


Abbildung 15 Halbbrückenschaltung [9, S. 86]

Es stehen unterschiedliche Verfahren bereit, die die Anforderungen an eine Gate-Ansteuerung erfüllen. Neben der Verwendung eines hochfrequenten Gate-Signals mit Impulsüberträger ist eine Bootstrap-Stromversorgung eine probate Lösung. Die häufigste und einfachste Methode ist jedoch, eine potentialfreie Stromversorgung für die Treiberschaltung zu verwenden ($\pm 15V$). Bei der Kommutierung des Stroms der Diode D_4 auf Transistor T_1 ist ein Potentialsprung an T_4 zu beachten. Dieser tritt nach Sperren von D_4 auf und sorgt über einen Verschiebungsstrom durch die untere Kollektor-Gate-Kapazität C_{GC} für die Aufladung von C_{GE} . Um Fehlfunktionen von T_4 zu vermeiden, muss dieser daher im ausgeschalteten Zustand eine negative Gatespannung aufweisen ($u_{GE} = -8 \dots -15V$). [9, Kap. 4.5.2.1]

2.2.8.2 Impulslogik / Totzeit

In der Praxis dürfen der obere und der untere Leistungsschalter niemals gleichzeitig eingeschaltet sein. Das würde zu einem Kurzschluss und somit zur Zerstörung der Bauelemente führen. Damit dieser Fall ausgeschlossen werden kann, wird zur Ansteuerung der low-side einer Halbrücke das invertierte Signal der high-side verwendet. Da Ausschaltvorgänge etwas mehr Zeit in Anspruch nehmen als Einschaltvorgänge, tritt jedoch auch bei gleichzeitigem Schalten ein Kurzschlussstrom auf (siehe Kapitel 2.2.2). Um diesen Fall zu verhindern, muss nach Abschalten eines Transistors eine kurze Zeit abgewartet werden, bis ein anderer zugeschaltet werden kann. Diese Pause wird Totzeit genannt und ist in *Abbildung 16* mit T_t bezeichnet.

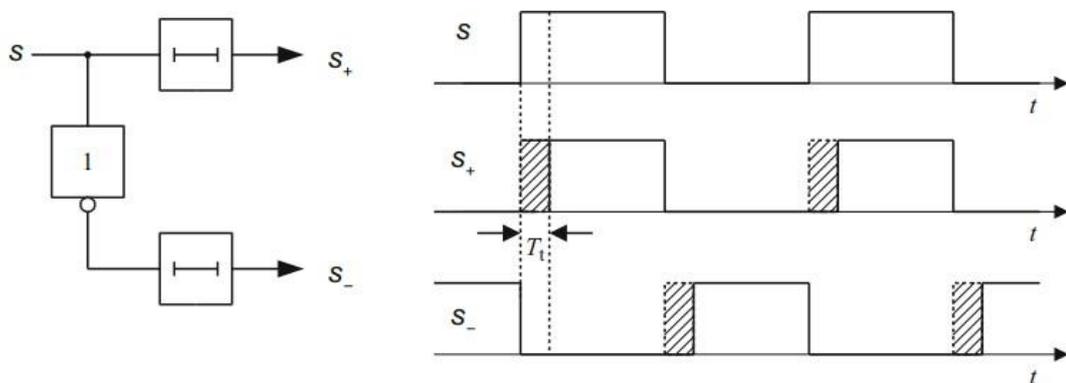


Abbildung 16 Einfügen einer Totzeit T_t [9, S. 85]

Die Impulslogik sorgt neben der Totzeit auch für die Einhaltung einer Mindesteinschaltzeit T_{min} . Impulse, die T_{min} unterschreiten, werden entsprechend verlängert. Möglicherweise auftretende Störimpulse dürfen nicht verlängert werden. Um das zu verhindern, müssen Impulse, die eine Mindestimpulsbreite ($<0,5\mu s$) unterschreiten, unterdrückt werden. Eine Impulslogik verursacht eine Signalverzögerung von $<100ns$.

Treiberschaltungen mit einer Impulslogik und einer potentialfreien Ansteuerung sind als fertige Gate-Treiberschaltungen in vielen unterschiedlichen Ausführungen im Handel. Vergleichskriterien wie Schaltfrequenz und Ausgangsleistung, aber auch die Kompatibilität der Logikpegel, Fehlermeldungen und EMV Eigenschaften sorgen für eine breite Auswahl. Als interne Sicherheitsschaltung ist auch im Wechselrichtersystem am Versuchsstand eine Impulslogik verbaut. [9, Kap. 4.5.2.2]

2.3 Stromrichterschaltungen

Stromrichterschaltungen sind Systeme mit Leistungshalbleitern zur Umformung elektrischer Energie. Zwischen Wechsel- und Gleichstromsystemen ergeben sich die vier Grundfunktionen nach *Abbildung 17*. Die als Spannungen beschriebenen Werte können äquivalent als Stromverläufe betrachtet werden. Durch das Gleichrichten wird aus einer Wechselspannung mit der Amplitude U_1 und der Frequenz f_1 die Gleichspannung U_{d1} . Die Frequenz einer Gleichspannung beträgt 0 Hz, da sie keine periodische Funktion mehr ist. Das Gleichstromstellen verändert die Höhe der Gleichspannung auf U_{d2} . Beim Wechselrichten wird eine Gleichspannung in bestimmten periodischen Abständen „zerhackt“, sodass sich daraus wieder eine Wechselspannung mit der Amplitude U_2 und der Frequenz f_2 bildet. Beide Werte hängen stark von der Art und den zeitlichen Abständen des Zerhackens ab. Das Wechselstromumrichten nimmt den direkten Weg der Umformung einer Wechselspannung. Sowohl Frequenz als auch Amplitude können verändert werden. Diese Art der Energieumformung unterliegt jedoch einigen Einschränkungen, weshalb ihr nur sehr selten Bedeutung geschenkt wird. Die Umformung einer Wechselspannung $U_1(f_1)$ in eine andere Wechselspannung $U_2(f_2)$ erfolgt daher auch in der Praxis über das Gleichrichten und anschließendes Wechselrichten. Dieser Methode folgt auch der vorliegende Umrichter mit Gleichspannungs-Zwischenkreis. [1, S. 82] [9, S. 125]

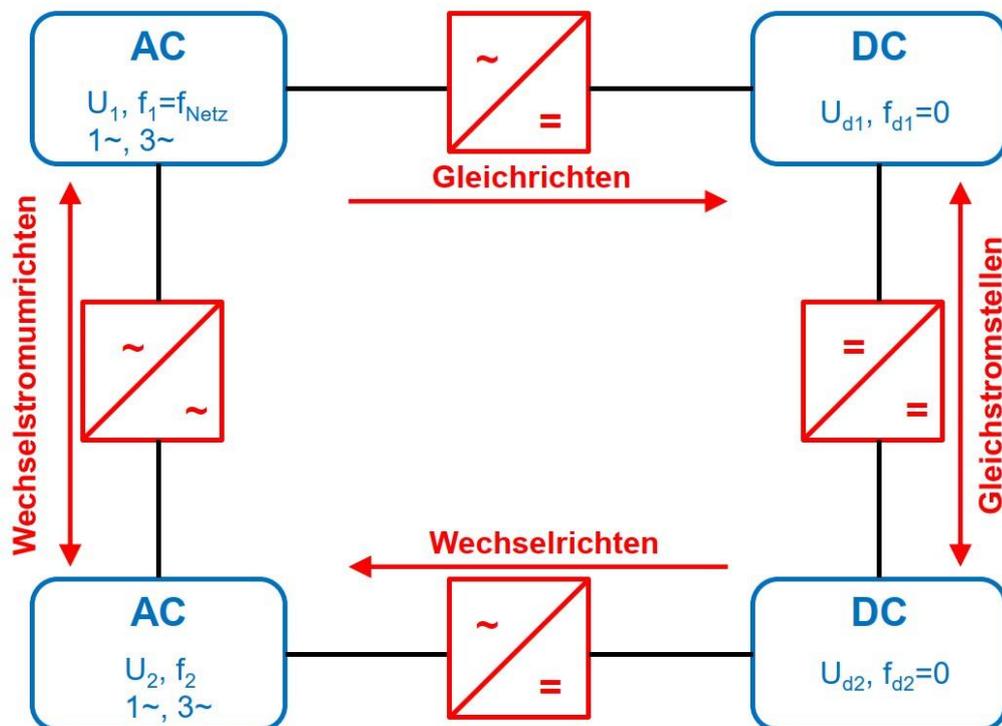


Abbildung 17 Vier Grundfunktionen – Umformung elektrischer Energie [2, Kap. 1.1]

2.3.1 Kennzeichnung und Unterteilung der Stromrichterschaltungen

Die Kennzeichnung von Stromrichterschaltungen erfolgt nach einem System, festgelegt in der DIN-IEC 971. Der erste Buchstabe entspricht der Schaltungsfamilie:

- M → Mittelpunktschaltung
- B → Brückenschaltung
- W → Wechselwegschaltung

Die zweite Stelle der Kurzbezeichnung steht für die Pulszahl p . Das heißt, wie viele nicht-gleichzeitige Kommutierungen pro Periode im Stromrichter stattfinden. Kommutierung beschreibt die Stromübergabe von einem Stromrichterzweig an den nächsten. Während der Kommutierung führen also beide Zweige gleichzeitig Strom.

- $p = 1, 2, 3, 6, 12, \dots$

An der dritten Stelle definiert ein Buchstabe die Steuerbarkeit der Stromrichterschaltung.

- U → ungesteuert (Dioden)
- H → halb gesteuert (Thyristor auf einem Zweig)
- C → voll gesteuert (Thyristoren, Transistoren)

Stromrichterschaltungen können zusätzlich nach ihrer inneren Wirkungsweise unterschieden werden.

- **Stromrichter ohne Kommutierung** entsprechen einfachen Halbleiterschaltern und Stellern für Wechsel- und Drehstrom.
- **Stromrichter mit natürlicher Kommutierung** werden als *fremdgeführte Stromrichter* bezeichnet. Sie beziehen ihre Kommutierungsspannung aus der Last (lastgeführt) oder aus dem speisenden Netz (netzgeführt).
- **Stromrichter mit Zwangskommutierung** werden auch *selbstgeführte Stromrichter* genannt. Sie sind mit abschaltbaren Bauelementen aufgebaut und werden mit externen Steuerimpulsen beaufschlagt.

Stromrichter, die Wechsel- in Gleichgrößen oder umgekehrt wandeln, lassen sich nach der Kommutierungsseite unterscheiden. Erfolgt die Kommutierung wechselstromseitig, arbeiten die Stromrichter in der Regel *fremdgeführt*. Bei gleichstromseitiger Kommutierung arbeiten sie *selbstgeführt*. [9, Kap. 7.2-7.3]

Nachfolgend werden einige der wichtigsten Schaltungen in ihrem Grundaufbau kurz vorgestellt.

2.3.2 Die M1 Mittelpunktschaltung

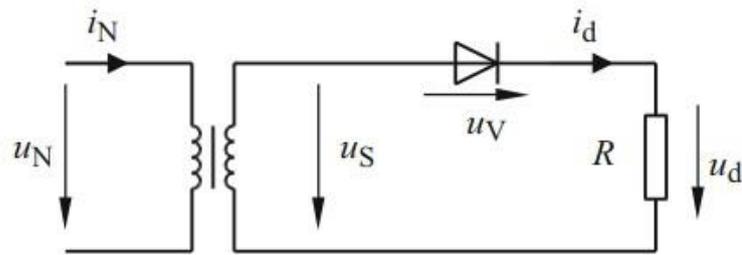


Abbildung 18 M1U – ungesteuerte Mittelpunktschaltung [9, S. 128]

Abbildung 18 zeigt das einfachste Beispiel für einen Gleichrichter, die M1-Mittelpunktschaltung. Die positive Halbwelle der Trafospannung u_S wird auf die Last geschaltet. Die negative Halbwelle hingegen wird gesperrt. Durch die Verwendung einer Diode gilt die Schaltung als ungesteuert. Wird stattdessen ein Thyristor oder ein Transistor verwendet, kann die Höhe der Ausgangsgleichspannung u_d gestellt werden. Im ungesteuerten Betrieb entspricht die Höhe von u_d dem Effektivwert einer positiven Halbwelle. [1, Kap. 3.1] [9, Kap. 7.5]

2.3.3 Die W1 Wechselwegschaltung

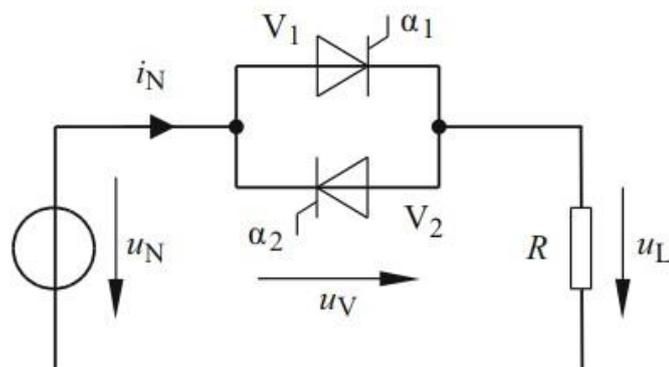


Abbildung 19 W1C – vollgesteuerte Wechselwegschaltung [9, S. 138]

Wird ein zweites Ventil antiparallel zur M1-Mittelpunktschaltung hinzugefügt, entsteht die W1-Wechselwegschaltung nach *Abbildung 19*. Damit sind nun positive und negative Halbwellen an der Last verfügbar. Die Ausgangsspannung u_L entspricht einer Wechselspannung. Daher müssen die Ventile für diese Schaltung steuerbar sein und mit dem gleichen Steuerwinkel betrieben werden ($\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$). Damit ergeben sich zwei

Anwendungsfälle. Einerseits kann über den Zündwinkel α durch verzögertes Einschalten der Thyristoren der Effektivwert der Lastspannung u_L gesteuert werden. Dies entspricht dem Einsatz als Wechselstromsteller und wird auch Phasenanschnittsteuerung genannt. Als Wechselstromschalter kommt die W1-Schaltung ebenfalls in Frage. Unverzögertes Einschalten der Thyristoren kann zum definierten Einschalten eines Wechselstromverbrauchers eingesetzt werden. Die Wechselwegschaltung funktioniert in dreiphasigen Systemen ebenfalls. Das Zusammenschalten von drei Wechselwegschaltungen ergeben einen W3-Drehstromsteller. [9, Kap. 7.6]

2.3.4 Die M2 Mittelpunktschaltung

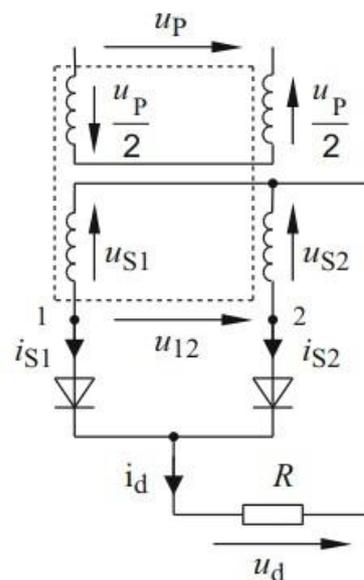


Abbildung 20 M2U – ungesteuerte Zweipuls-Mittelpunktschaltung [9, S. 144]

In *Abbildung 20* ist eine ungesteuerte Zweipuls-Mittelpunktschaltung in einer einfachen Ausführung als netzgeführter Stromrichter zu sehen. Der Transformator muss zweigeteilt ausgeführt sein bzw. muss ein Mittelpunktabgriff verfügbar sein. Ein Vorteil dieser Bauweise ist, dass zwei um 180° verschobene Spannungen u_{S1} und u_{S2} zur Verfügung stehen. Die positiven Halbwellen beider Spannungen werden durch die Dioden geleitet, sodass sich für u_d der doppelte Effektivwert im Vergleich zur M1-Schaltung ergibt. Im Gegensatz zur Schaltung in *Abbildung 20* gibt es die M2-Schaltung auch in gesteuerter Ausführung. Mit der Phasenanschnittsteuerung kann so der Effektivwert von u_d gestellt werden. [1, Kap. 3.2.1] [9, Kap. 8.1, Kap. 8.2]

2.3.5 Die B2 Brückenschaltung

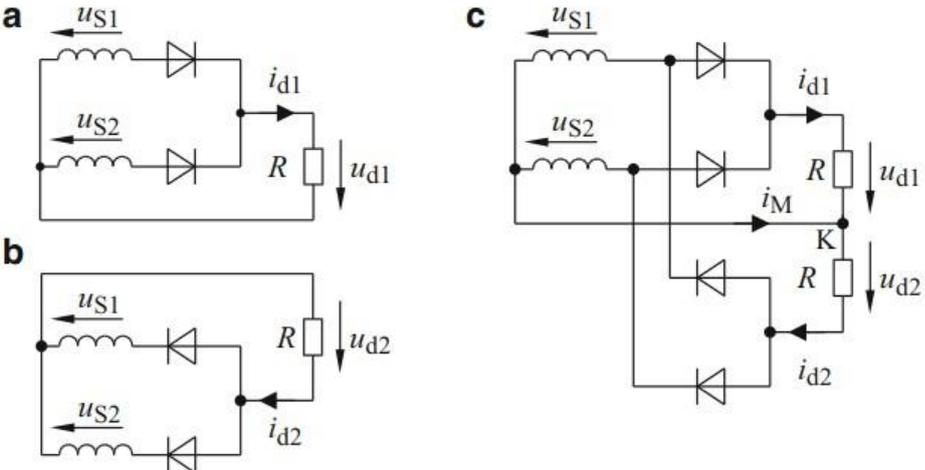


Abbildung 21 B2 – Herleitung der Brückenschaltung [9, S. 163]

Wird eine M2-Anoden- und eine M2-Kathodenschaltung, wie in *Abbildung 21* dargestellt, in Reihe zusammengefasst, entsteht daraus eine Vorstufe der B2-Brückenschaltung. Da für den Mittelleiterstrom $i_M = 0$ gilt, kann der Mittelleiter entfallen, sodass auf eine der Sekundärwicklungen verzichtet werden kann. In Ausführung mit steuerbaren Bauelementen entsteht daraus die vollgesteuerte Brückenschaltung nach *Abbildung 22*.

Ein Vorteil ist, dass durch die Reihenschaltung der Ventile die Gleichspannung u_d doppelt so groß ist, wie bei der M2-Mittelpunktschaltung. Für eine einfache Gleichspannung besteht die Möglichkeit, eine Wicklungshälfte bzw. den Transformator komplett wegzulassen. Damit wird die Ausführung des Transformators vereinfacht.

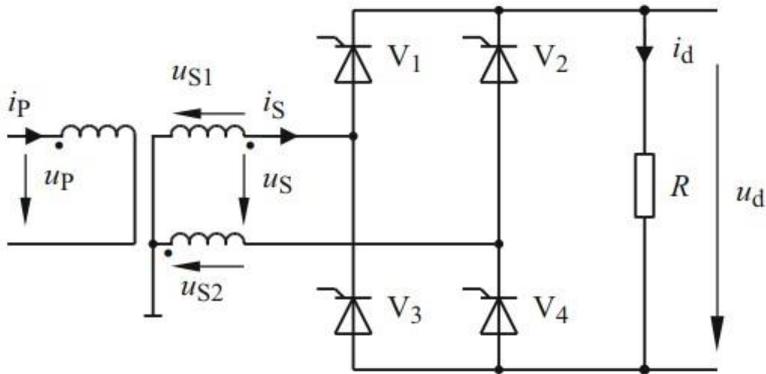


Abbildung 22 B2C – vollgesteuerte Zweipuls-Brückenschaltung [9, S. 163]

In vollgesteuerter Ausführung kann eine Brückenschaltung sowohl als Gleichrichter, als auch als Wechselrichter eingesetzt werden. Ungesteuert bleibt ihm nur die Funktion, eine

Wechselgröße gleichzurichten. In der halbgesteuerten Variante kann die Brückenschaltung gleichrichten und gleichzeitig mithilfe der Phasenanschnittsteuerung als Gleichstromsteller benutzt werden. In dieser Ausführung werden für den Aufbau zwei Dioden und zwei Halbleiterschalter benutzt. Ein Nachteil, der im Allgemeinen größere Schaltungen betrifft, liegt in höheren Durchlassverlusten. Sie werden umso höher, je mehr Ventile benutzt werden. Somit hat eine Brückenschaltung etwa doppelt so viele Verluste wie eine vergleichbare Mittelpunktschaltung. [1, Kap. 3.4.2] [9, Kap. 8.3]

2.3.6 Die M3 Mittelpunktschaltung

Auch für dreiphasige Systeme gibt es Stromrichterschaltungen. Aus dem Zusammenschluss von drei M1-Schaltungen entsteht die M3-Mittelpunktschaltung. *Abbildung 23* zeigt das vereinfachte Ersatzschaltbild einer vollgesteuerten Ausführung.

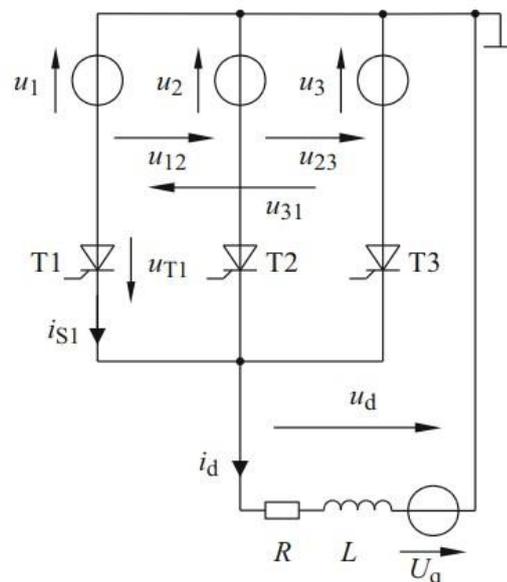


Abbildung 23 M3C – vollgesteuerte Dreipuls-Mittelpunktschaltung [9, S. 168]

Wie ebenfalls in *Abbildung 23* zu erkennen, wird für den Betrieb einer Mittelpunktschaltung an einem Drehstromsystem ein Transformator mit Mittelpunktabgriff benötigt. Die Ventile leiten abwechselnd jede positive Halbwelle der drei um 120° verschobenen Phasen. Effektivwerte der einzelnen Phasenspannungen sind bei Symmetrie gleich. Die natürliche Umschaltung der Ventile erfolgt im Schnittpunkt zweier Phasenspannungen, wie in *Abbildung 24* (S. 33) dargestellt. Gesteuerte Schaltungen reagieren erst bei einem Zündimpuls. Durch das Potential des Sternpunkts wird die Höhe der Gleichspannung bestimmt. [1, Kap. 3.3.1] [9, Kap. 9.1.1]

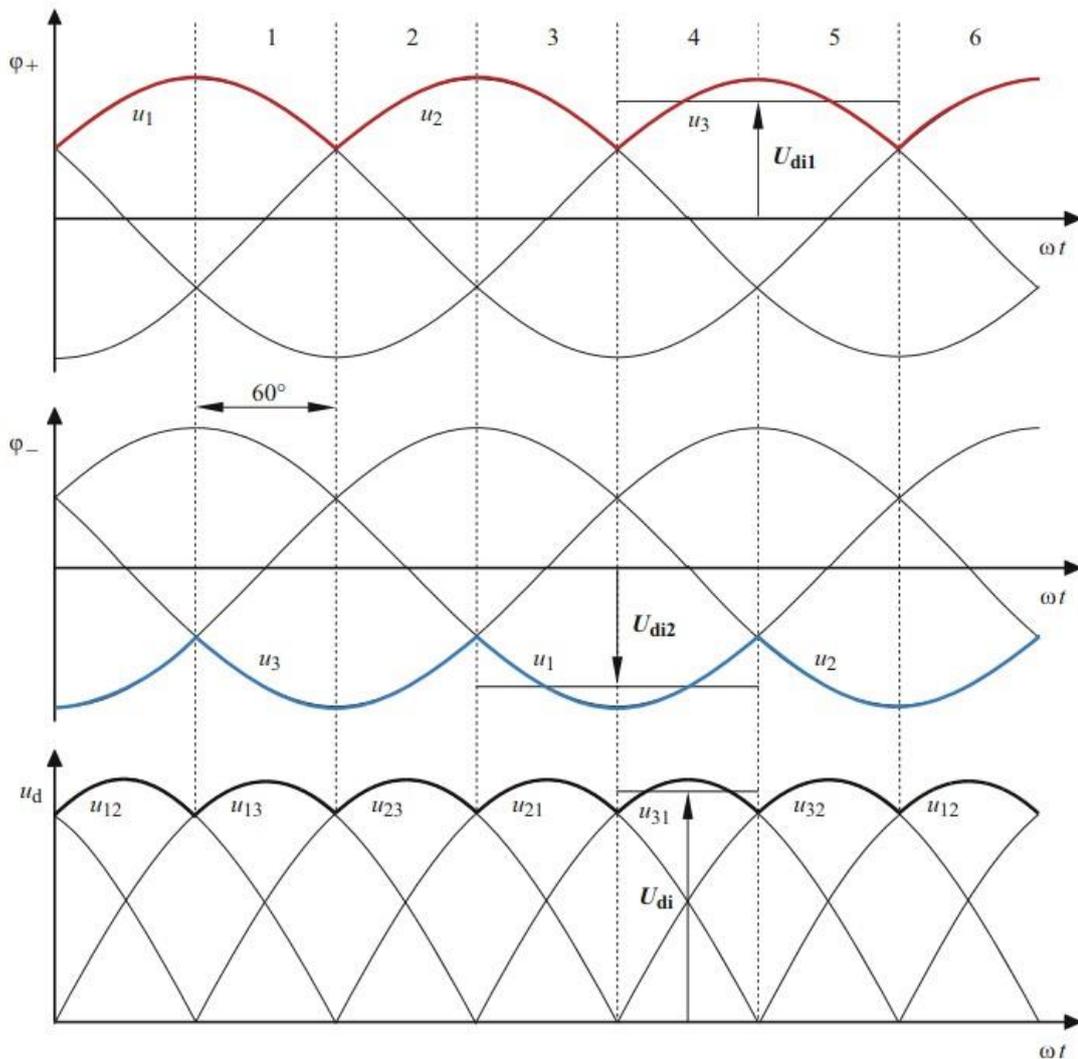


Abbildung 26 B6 – Gleichspannungsbildung [9, S. 185]

Die Ventile der positiven und der negativen Seite eines Brückenzeigs dürfen niemals gleichzeitig leitend sein. Daraus ergeben sich sechs Schalterstellungen, die pro Periode um 60° verschoben auftreten. *Abbildung 26* zeigt die Spannungsverläufe mit den Schalterstellungen. Die Schaltzustände für jede Stellung sind in *Tabelle 1* (S. 35) zu finden.

Gesteuerte Schaltungen öffnen die Ventile erst nach einem Zündimpuls von der Phasenanschnittsteuerung. Der Zeitraum pro Schalterstellung wird durch die Höhe von α verkürzt. Hinzu kommen jeweils Abschnitte, in denen beide Brückenhälften gesperrt sind. Jeder Schaltzustand, in dem ein Strom von einem an den nächsten Brückenzeig übergeben wird, entspricht einer Kommutierung. Daher arbeitet die dreiphasige Brückenschaltung sechspulsig.

Schalterstellung	Leitende Ventile	Phasenwinkel	Ausgangsspannung u_d
1.	V ₁ & V ₂	0° - 60°	u ₁₃
2.	V ₃ & V ₂	60° - 120°	u ₂₃
3.	V ₃ & V ₄	120° - 180°	u ₂₁
4.	V ₅ & V ₄	180° - 240°	u ₃₁
5.	V ₅ & V ₆	240° - 300°	u ₃₂
6.	V ₁ & V ₆	300° - 360°	u ₁₂

Tabelle 1 Schaltzustände und Ausgangsspannungen der B₆-Schaltung

Das alles sind Beispiele für den Grundaufbau einiger Stromrichterschaltungen. In der Literatur wird deren Wirkungsweise häufig mit dem Gleichrichten einer Wechselspannung erklärt. Mit steuerbaren Bauelementen ist es jedoch den meisten Schaltungen ebenso möglich, Gleichspannungen zu Wechselspannungen zu „zerhacken“. Dabei ist die Form der Schwingung abhängig von der Anzahl der Ventile und der Art deren Ansteuerung. Je mehr Ventile in der Schaltung vorhanden sind und je schneller diese geschaltet werden können, desto genauer kann die Sinusform moduliert werden. Um eine hinreichend gute Sinusschwingung zu erzeugen, reicht daher die Verwendung von Thyristoren aufgrund ihrer niedrigen Schaltfrequenz nicht aus. Die bestmögliche Qualität für die Ausgangswechselspannung erreichen Brückenschaltungen mit Transistoren als Ventile. Da die Kommutierung beim Wechselrichten meist auf der Gleichstromseite erfolgt, sind die meisten Wechselrichter selbstgeführte vollgesteuerte Stromrichter. [1, Kap. 3.4.1] [9, Kap. 9.2]

Wenn der Schaltungsaufbau und die verwendeten Bauelemente feststehen, bleibt die einzige Möglichkeit, die Ausgangsspannung zu verändern, die Art der Ansteuerung der Transistoren. Im Kapitel 2.4 wird ein Einblick in die zahlreichen Ansteuerungsmethoden geboten.

2.3.8 Selbstgeführter B₆-Wechselrichter mit eingprägter Gleichspannung

Als Wechselrichter am weitesten verbreitet ist die dreiphasige B₆-Stromrichterschaltung mit eingprägter Gleichspannung U_d nach *Abbildung 27* (S. 36). Die drei Halbbrückenarme werden U, V und W genannt. An den Mittelpunkten der Halbbrückenarme sind die einzelnen Phasen der Last angeschlossen. Die Bezeichnungen der Transistoren und Dioden unterscheiden sich zum vorhergehenden Kapitel. Die in *Tabelle 1* aufgeführten aktiven Schaltzustände sind genauso gültig, es unterscheiden sich aber die Indizes zwischen den folgenden Abbildungen und der Tabelle.

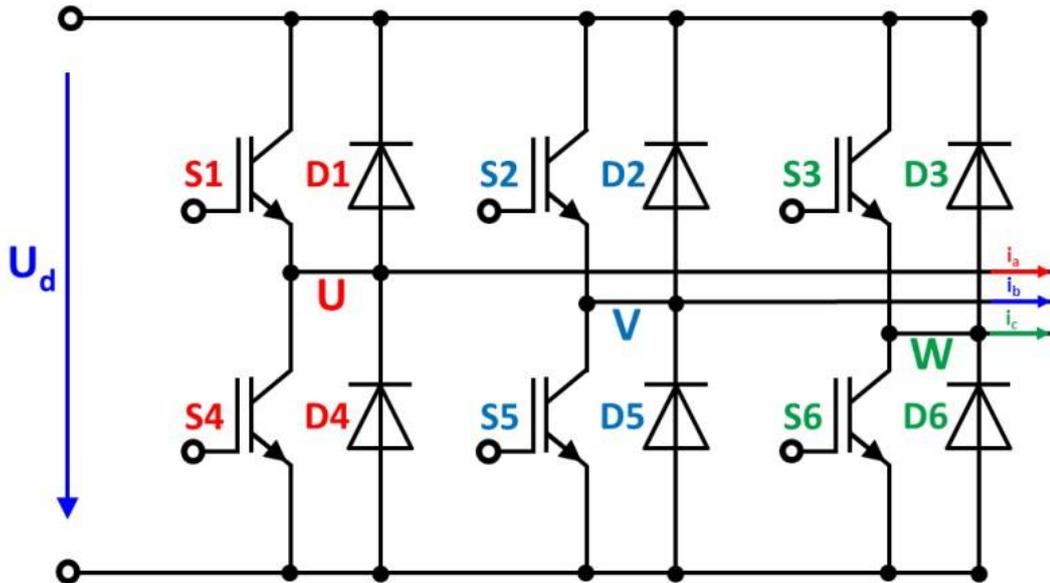


Abbildung 27 B6 – selbstgeführter Wechselrichter mit Schutzdioden [2, Kap. 4.3]

Anders als bei bisher betrachteten Stromrichterschaltungen werden bei einem Wechselrichter sogenannte Schutzdioden erforderlich. Diese sind notwendig, da es auf der Lastseite in der Realität immer induktive Anteile gibt. Die in der Last gespeicherte Energie sorgt für eine negative Spannung an den Transistoren. Da Transistoren Halbleiterbauelemente sind, können sie nur in eine Richtung leiten. Eine negative Spannung führt zur Zerstörung der Halbleiter. Mit einer zum Transistor antiparallel geschalteten Schutzdiode, auch Freilaufdiode genannt, kann die negative Spannung abgeleitet werden. In *Abbildung 27* sind sie als Dioden D_1 bis D_6 eingezeichnet. [1, Kap. 5.3] [2, Kap. 4.1] [9, Kap. 12.1.3]

2.3.9 Umrichter mit Gleichspannungszwischenkreis

Wie eingangs in Kapitel 2.3 erwähnt, ist eine Aufgabe der Leistungselektronik, eine Wechselspannung $U_1(f_1)$ in eine Wechselspannung anderer Frequenz und Amplitude $U_2(f_2)$ umzuformen. Anstelle eines Direktumrichters ist eine probate Lösung die Verwendung eines Umrichters mit Gleichspannungszwischenkreis. Dieser vereint einen Einspeisestromrichter (ESR) mit einem Zwischenkreiskondensator (UZK) und einem Wechselrichter, wie in *Abbildung 28* (S. 37) zu sehen. Die Umformung geschieht in zwei Stufen: Zuerst wird eine Wechselspannung gleichgerichtet. Diese wird im Zwischenkreiskondensator gespeichert und anschließend wieder zu einer Wechselspannung neuer Amplitude und Frequenz umgeformt. In der Abbildung ist das Schaltermodell für den Wechselrichter nur eine andere Darstellungsform der vollgesteuerten B6-Brückenschaltung. *Abbildung 28* (S. 37) zeigt eine dreiphasige Ausführung. Im Schaltermodell für den Wechselrichter sind die Schutzdioden für eine bessere Übersicht nicht eingezeichnet. [1, Kap. 5.1 - 5.3] [9, Kap. 12.1]

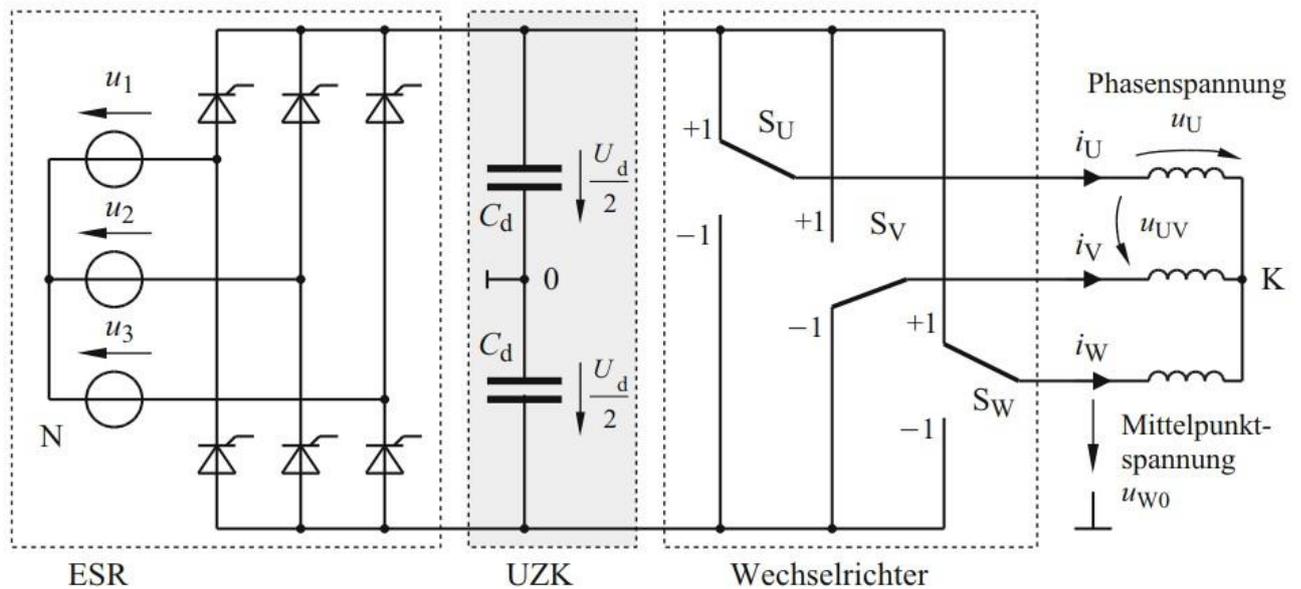


Abbildung 28 B6 – Umrichter mit Gleichspannungszwischenkreis [9, S. 246]

2.4 Überblick zu Ansteuerungsverfahren von Wechselrichtern

Die Aufgabe eines Wechselrichters ist das Erzeugen eines sinusförmigen Spannungssystems variabler Grundschwingungsfrequenz. Die Gleichspannung soll durch die Halbleiterschalter gepulst an die Last weitergegeben werden. Dabei bleibt der Klirrfaktor zunächst, unabhängig von der Schaltfrequenz, konstant. Erst durch die Filterung in der nachfolgenden Schaltung verbessert sich der Stromverlauf. Da in jeder realen Schaltung induktive Anteile vorkommen, ist auch immer eine minimale Filterung vorhanden. Durch zusätzliche Filterschaltungen können Oberschwingungen nahezu vollständig unterdrückt (herausgefiltert) werden. Eine elektrische Maschine als Last stellt ebenfalls einen solchen Filter dar.

Es gilt grundsätzlich, dass durch eine höhere Schaltfrequenz deutlich hochwertigere Ausgangsspannungen erzeugt werden können. Die Oberschwingungen werden reduziert, es werden deutlich geringere Filterwerte benötigt. Dies führt wiederum zu geringeren Anschaffungskosten der Anlage. Gleichzeitig steigen jedoch die Schaltverluste der Transistoren, was wiederum in einem schlechten Wirkungsgrad resultiert. Zusätzlich steigt der Kühlaufwand, was Kosten und Volumen der Anwendung wieder vergrößert. In diesem Gegensatz ist es Aufgabe der Projektierung, den besten Kompromiss zu finden.

Im Folgenden werden verschiedene Methoden zur Steuerung eines spannungseinprägenden Wechselrichters vorgestellt. Dabei gilt, dass alle Ansteuermethoden sowohl einphasig als auch dreiphasig betrachtet werden können. Wie

schon bei den Stromrichterschaltungen erklärt, entsprechen dreiphasige Systeme der Reihenschaltung von drei einphasigen Schaltungen. Die Phasen sind gegeneinander um 120° verschoben, funktionieren jedoch einzeln betrachtet genau wie ihr einphasiges Pendant. Genau so verhalten sich auch die Ansteuerungen. [2, Kap. 4.2] [9, Kap. 15]

2.4.1 Die Grundfrequenzsteuerung (Amplitudensteuerung)

Für die Grundfrequenzsteuerung existieren viele Namen. Sie ist ebenso unter den Namen Taktsteuerung oder Blocktaktung bekannt. Durch den verhältnismäßig geringen Aufwand ist sie sehr weit verbreitet. Die Ausgangsspannung u_{U0} des Wechselrichters ist ein symmetrisches Rechteck der Höhe $U_d/2$. Damit ist auch der Effektivwert gleich $U_d/2$. Der Spannungsverlauf wird in *Abbildung 29* demonstriert. An jedem Nulldurchgang des Sollwertsignals wechselt ein Brückenweig den Schaltzustand.

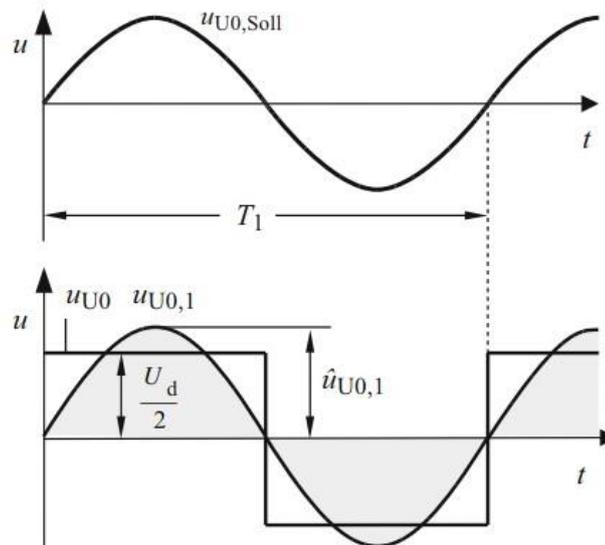


Abbildung 29 WR – Grundfrequenzsteuerung [9, S. 307]

In der Praxis kann für die Realisierung ein Komparator verwendet werden. Dies ist eine elektronische Schaltung, die eine eingehende Spannung mit einer Referenzspannung vergleicht und daraufhin definierte Spannungswerte ausgibt. [17]

Die Grundfrequenzsteuerung nutzt die Gleichspannung U_d maximal aus und sorgt gleichzeitig für die geringsten Schaltverluste. Es kann nur die Ausgangsfrequenz f_1 über die Taktfrequenz der Referenzspannung festgelegt werden. Ist die Gleichspannung U_d in ihrer Höhe veränderbar, kann auch der Effektivwert der Ausgangsspannung U_{U0} gesteuert werden. In einer solchen Ausführung heißt die Grundfrequenzsteuerung *Amplitudensteuerung*. [1, Kap 5.2.1] [9, Kap. 15.2]

2.4.2 Die Blocksteuerung

Die Blocksteuerung ist der Grundfrequenzsteuerung sehr ähnlich. Die Grundfrequenz f_1 kann verändert werden, die Höhe der Amplitude bei veränderbarer Gleichspannung ebenfalls. Zusätzlich wird die Blockbreite β der positiven und negativen Blöcke der Ausgangsspannung symmetrisch verändert. Der zeitliche Ablauf einer periodischen Funktion kann mit dem Phasenwinkel φ beschrieben werden. Dabei gilt für eine einzelne Periode $0 \leq \varphi \leq 360^\circ$. Eine halbe Periode hat demnach eine „Dauer“ von 180° . Die Blocksteuerung mit einer Blockbreite $\beta = 180^\circ$ entspricht somit der Grundfrequenzsteuerung (*Blocktaktung*). In *Abbildung 30* ist die Veränderung der Blockbreite dargestellt. Die Zeit t_1 entspricht β , T steht für die Periodendauer. Dabei ist es wichtig, die Blockbreiten von beiden Halbwellen gleichmäßig zu verändern. In einem dreiphasigen System muss darauf geachtet werden, dass sich die Blockbreiten aller drei Phasen symmetrisch verändern. [2, Kap. 4.2]

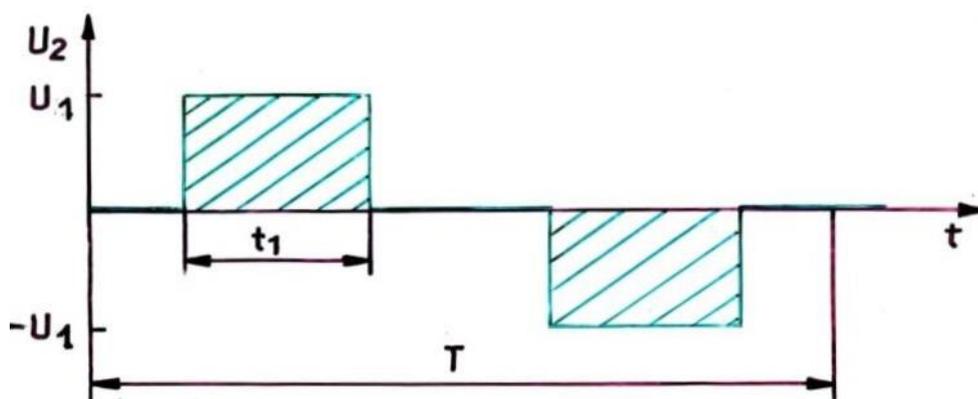


Abbildung 30 WR – Blocksteuerung [2, Kap. 4.2]

2.4.3 Die Pulsweitenmodulation (PWM)

Bei der Pulsweitenmodulation wird das Steuersignal durch einen Modulator erzeugt. Dieser vergleicht eine Sollwertgröße mit einem höherfrequenten Trägersignal. Der Träger hat meist die Form eines Dreiecksignals. Das Vergleichsergebnis ergibt dann die Schaltfunktion für einen Transistor. Dieser schaltet somit mit der Frequenz des Trägersignals. In *Abbildung 31* (S. 40) ist ein Vergleich der Signale abgebildet. Das rote Rechtecksignal entspricht dem Sollwert, das grüne Dreiecksignal stellt den Träger dar. An den Schnittpunkten beider Funktionen wird das unten abgebildete Steuersignal umgeschaltet. Da beide Signale gleicher Amplitude sind, erfolgt an den Spitzen des Dreiecksignals eine Umschaltung unendlich kurzer Dauer.

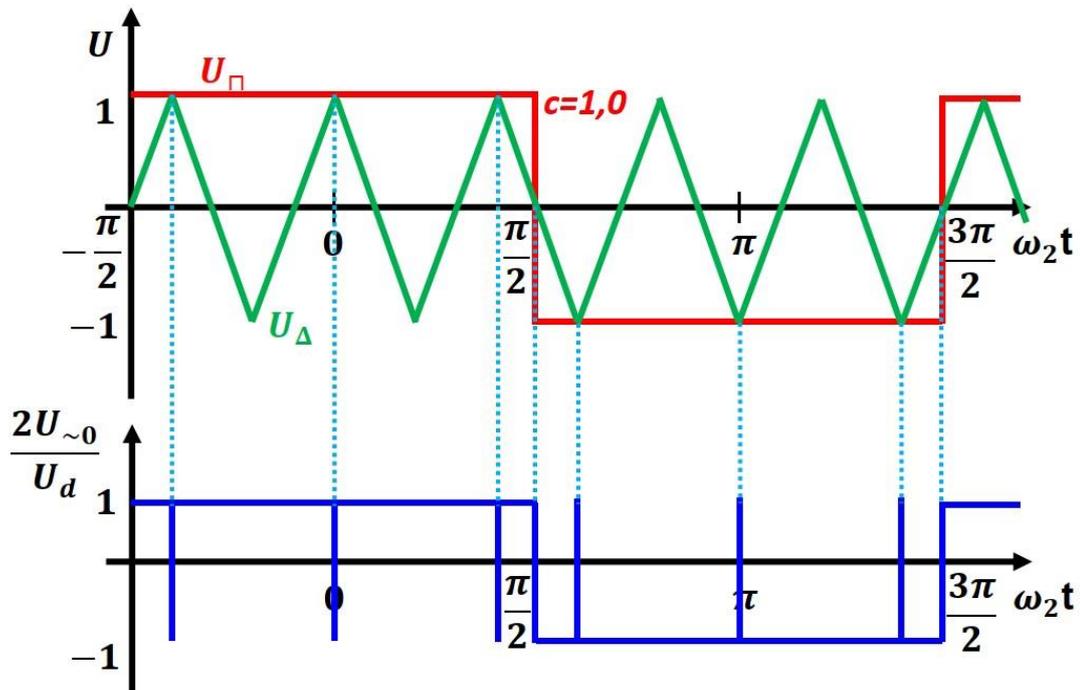


Abbildung 31 WR – PWM Erzeugung – $c = 1$ [2, Kap. 4.2]

Das Verhältnis der Frequenz des Trägersignals zur Grundfrequenz des Sollwerts nach Gleichung (2.8) ergibt den Parameter Lambda λ .

$$\lambda = \frac{f_{\Delta}}{f_{\Pi}} = \frac{f_{\Delta}}{f_{1,soll}} \quad (2.8)$$

In *Abbildung 31* wird genau eine Periode des Rechtecks mit fünf Perioden des Dreieckssignals durchlaufen. Somit gilt $\lambda = 5$.

Der zweite Parameter einer Pulsweitenmodulation ist die Aussteuerung c . Sie berechnet sich mit dem Verhältnis der Amplituden nach Gleichung (2.9). Wenn beide Amplituden gleicher Höhe sind, ist die Aussteuerung wie in *Abbildung 31* $c = 1$. Der Spannungsverlauf des Steuersignals entspricht dabei der Blocksteuerung mit 180° Blockbreite bzw. der Grundfrequenztaktung.

$$c = \frac{\hat{U}_{\Pi}}{\hat{U}_{\Delta}} = \frac{\hat{U}_{soll}}{\hat{U}_{\Delta}} \quad (2.9)$$

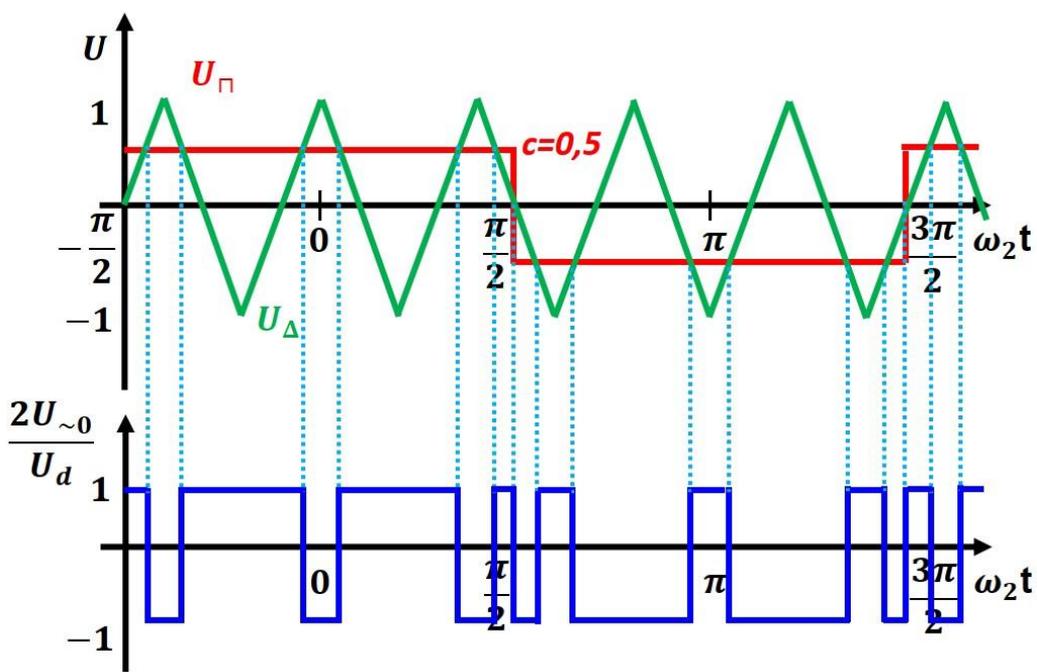


Abbildung 32 WR – PWM Erzeugung – $c = 0.5$ [2, Kap. 4.2]

Die Amplitude der Sollwertfunktion ändert den Effektivwert der Ausgangsspannung des Wechselrichters. Bei einer Rechteck-Dreieck-Modulation bleibt die Qualität der Ausgangsspannung unverändert. Dies wird in *Abbildung 32* verdeutlicht. Die Amplitude ist im Vergleich zur vollen Aussteuerung genauso hoch. Durch die kurzzeitigen Schaltzustände, in denen kein Strom fließt, verringert sich der Effektivwert.

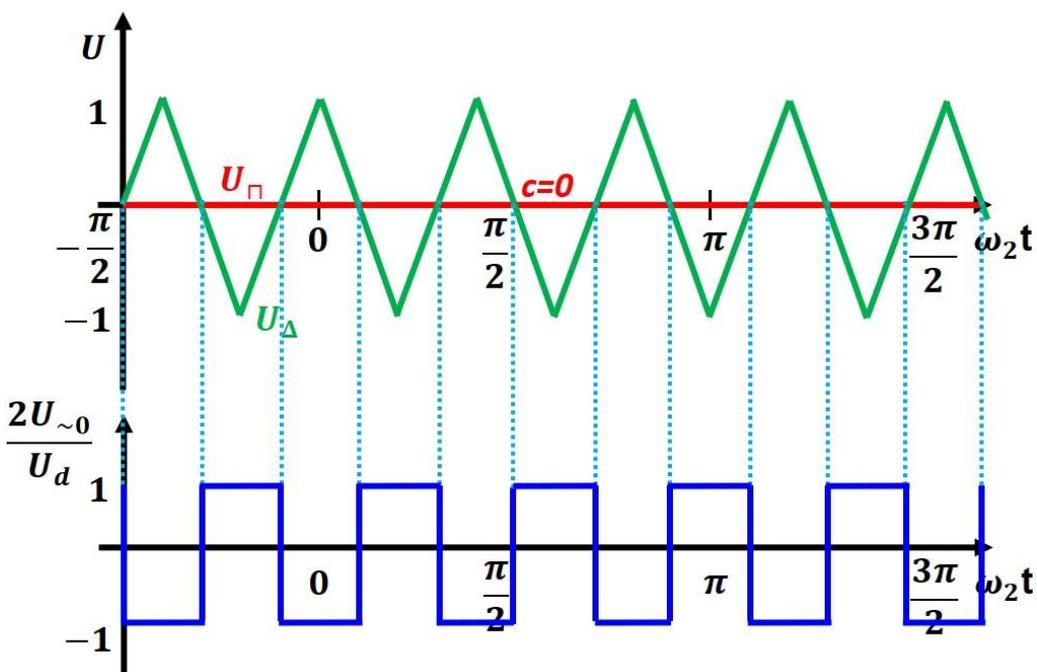


Abbildung 33 WR – PWM Erzeugung – $c = 0$ [2, Kap. 4.2]

Ein Beispiel für eine Aussteuerung von $c = 0$ bietet *Abbildung 33* (S. 41). Die Umschaltung erfolgt immer dann, wenn das Dreiecksignal die Polarität ändert. Somit ergibt sich für das Steuersignal eine Rechteckfunktion mit der Grundfrequenz des Trägersignals.

Wird anstelle eines Rechtecksignals ein Sinussignal als Sollwert festgelegt, ergibt sich die Schaltfunktion im mittleren Feld in *Abbildung 34*. Ein wesentlicher Unterschied sind die Längen der einzelnen Pulse. Während bei der Rechteck-Dreieck-Modulation die Pulse innerhalb einer Halbwelle gleich lang sind, unterscheiden sich bei der Sinus-Dreieck-Modulation die einzelnen Pulse in ihrer Dauer. Dies hat wiederum in der Ausgangsspannung eine bessere Qualität der Sinusform zur Folge. *Abbildung 34* zeigt im unteren Spannungsverlauf noch eine weitere Schaltfunktion an. Diese entspricht der Invertierung der Schaltfunktion im mittleren Feld und ist damit das Steuersignal des Transistors auf der negativen Seite der Brückenschaltung. Beide zusammen schalten eine Phase des Wechselrichters. Für mehrphasige Wechselrichter können dem Trägersignal weitere phasenverschobene Sollwertsignale hinzugefügt werden. Sie liefern die Schaltfunktionen für die anderen Brückenarme. Der Phasenversatz zwischen den Sollwerten entspricht dann dem Phasenversatz der Ausgangsspannungen.

Die gezeigten Spannungsverläufe und Schaltfunktionen in *Abbildung 34* entsprechen einer Sinus-Dreieck-Modulation mit Aussteuerung $c = 0.9$ und dem Verhältnis $\lambda = 5$.

[1, Kap. 4.5.2] [2, Kap. 4.2] [9, Kap. 15.3 - 15.4]

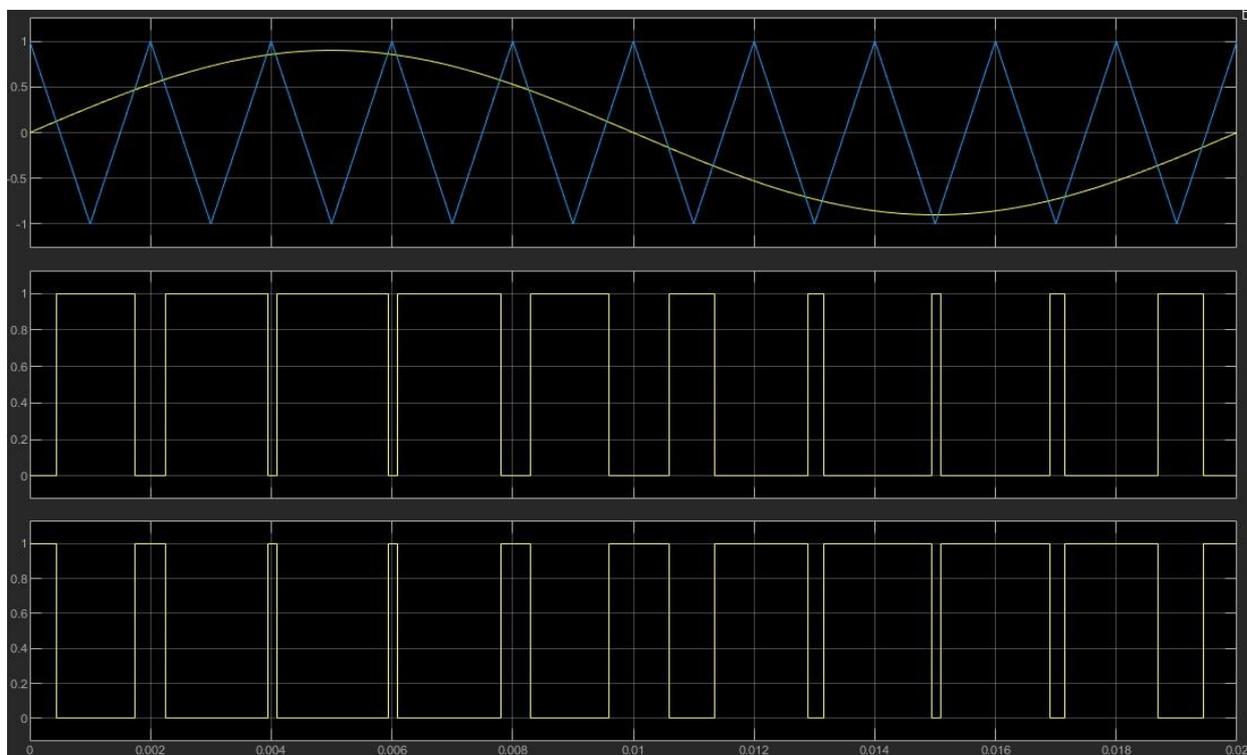


Abbildung 34 PWM – Sinus-Dreieck-Modulation – Simulink

3 Versuchsstand zur Ansteuerung eines B6-Wechselrichters

Der Versuchsstand AKTLE 4 wird derzeit für ein Praktikum eingesetzt, in dem Studenten die Wirkungsweise eines Wechselrichters und dessen Ansteuerung kennenlernen. Als Ansteuerungsmethode ist auf einem analogen Weg die Blocksteuerung realisiert. Durch die einfache mechanische Ausführung ist das System unflexibel und kann nicht weiter ausgebaut werden. Daher soll ein umfangreicher, neuer Versuchsstand entwickelt werden. Das im Jahr 2012 von Bernhard Hennig erstellte Entwicklungssystem für Steuerverfahren bietet die Grundlage dafür. Das Versuchsziel, die Wirkungsweisen der Ansteuerungsmethoden von Wechselrichtern zu untersuchen, bleibt dasselbe. Nur erfolgen diese zukünftig nicht mehr über den analogen Weg. Zur Erstellung des Steuersignals kommt ein Simulationssystem, bestehend aus den Simulationstools MATLAB/Simulink und dem Echtzeit Prozesssystem DS1103 der Firma dSPACE, zum Einsatz. Somit können unterschiedliche Ansteuerungen ohne zusätzlichen mechanischen Aufwand untersucht oder neu entwickelt werden.

Um das Entwicklungssystem zu einem Versuchsstand für die Leistungselektronik auszubauen, müssen in erster Linie die Komponenten auf einen aktuelleren Stand der Technik gehoben werden. Da sich ein Desktop-PC im Labor besser eignet als ein Laptop und der Support für Windows 7 eingestellt wurde, wird eine Optimierung im Austausch des Rechners und des Betriebssystems bestehen. Anschließend müssen die dSPACE-Programme auf dem neuen Windows-10-PC installiert werden, wofür eine Upgrade-Lizenz benötigt wird. Über die Programmierschnittstelle Simulink müssen nun weitere Steuerverfahren implementiert und mit ControlDesk visualisiert werden. Mit einer Wechselrichtersimulation im Simulationstool Portunus soll über die Ansteuerungsmethode der Blocksteuerung die korrekte Funktionsweise des Versuchsstandes nachgewiesen werden. Danach können die anderen Ansteuerungsmethoden untersucht werden. Nach der Aufnahme ausgewählter Messreihen wird ein Musterprotokoll formuliert, auf dessen Grundlage eine Versuchsanleitung für den Praktikumsversuch erarbeitet wird.

Nachfolgend werden die einzelnen Komponenten des Versuchsstandes genannt und deren Funktionsweise erklärt.

3.1 Komponenten des Versuchsstandes

Die Weiterentwicklung des bisherigen Versuchsstandes erforderte, dass einige Komponenten ausgeschlossen bzw. umgetauscht werden mussten.

Damit besteht der Versuchsstand nunmehr aus den folgenden Bauteilen:

- Desktop-PC (bluechip Computer AG)
 - ControlDesk 6.4 (dSPACE GmbH)
 - MATLAB/Simulink (The MathWorks, Inc)
 - Portunus (Adapted Solutions GmbH)
 - DS819 Link Board (dSPACE GmbH)

- 19"-Rack
 - DS1103 PPC Controller Board (dSPACE GmbH)
 - CLP1103 Connector / LED Combi Panel (dSPACE GmbH)
 - Spannungsversorgung (3,3V, 5V, 12V, $\pm 15V$)
 - Pegelanpassung (TTL \rightarrow CMOS, CMOS \rightarrow TTL)
 - Signalweiterleitung der Stromwandler

- Schaltnetzteil SNT MW100-15 (MEAN WELL ENTERPRISES CO., LTD.)
- Stromwandler HAL 50-S (LEM International SA) (10 Stück)
- Differentialastkopf TT-SI 9001 x10/x100, 25MHz (Testec Elektronik GmbH)
- Power Supply Controller PSC 232 (Delta Elektronik B.V.)
- DC Power Supply SM 70-45 D (Delta Elektronik B.V.)
- IGBT Power Electronics Teaching System AN-8005
- Ohmsche Last (variabel, $R_{Strang} = 27\Omega$, $I_{Strang} = 3A$)
- Asynchronmaschine KMR56K4 (VEM)

Alle relevanten Signalpfade sind über BNC-Kabel verbunden. Die stromführenden Pfade hingegen bestehen aus Leitungen mit Bananensteckern. Damit werden ein einfacher Umbau und eine hohe Flexibilität beim Messen erreicht. *Abbildung 35 (S. 45)* zeigt die vereinfachte Struktur des Versuchsstandes. Die dSPACE-Hardware Komponenten sind gelb eingefärbt, blau verdeutlicht die PC-Umgebung mit der Software, grün sind signalweiterleitende Komponenten. Die roten Formen stellen Elemente der Leistungsschaltung (und Messschaltung) dar, stromführende Pfade sind zusätzlich über einen roten Pfeil gekennzeichnet.

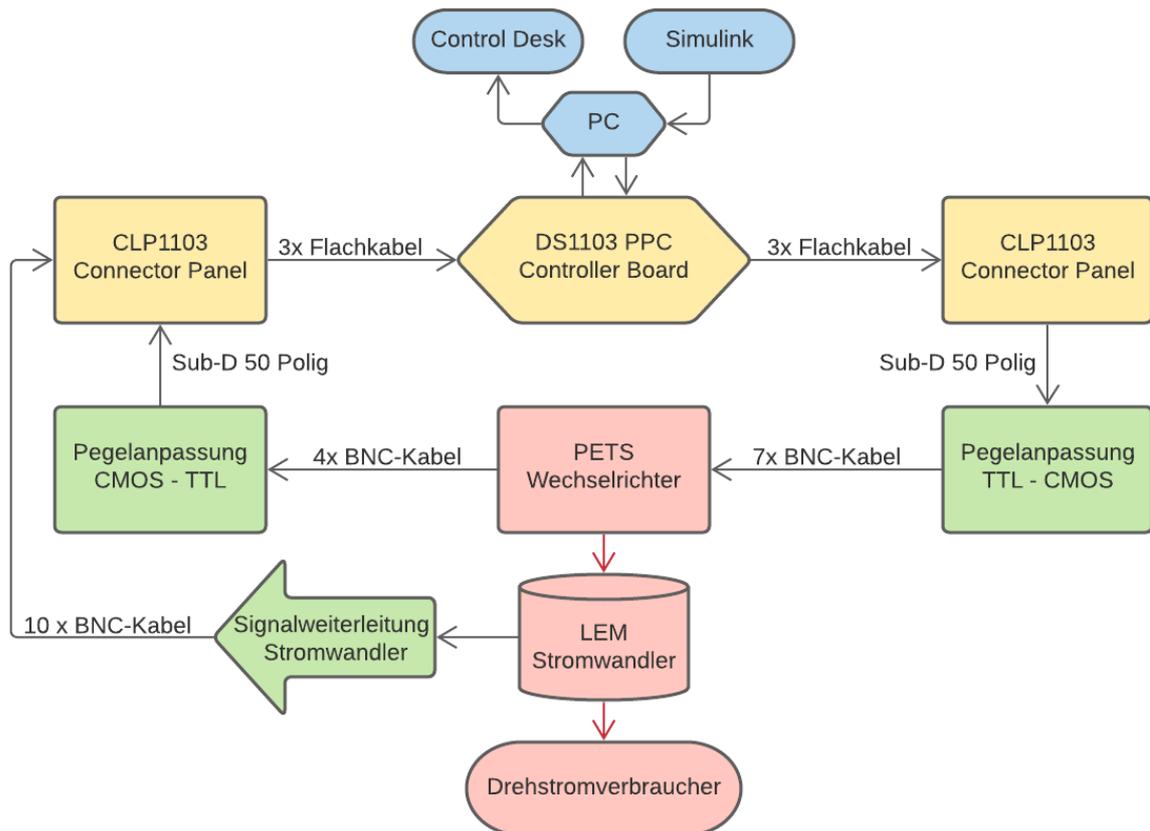


Abbildung 35 Übersicht / Signalfussplan Versuchsstand

3.1.1 Software

3.1.1.1 MATLAB/Simulink

MATLAB ist eine professionelle Mathematiksoftware des Unternehmens The MathWorks Inc.

Aufgrund des breiten Funktionsspektrums eignet sich MATLAB für eine Vielzahl von Anwendungen. Die Datenanalyse und eine große Auswahl an Grafiken ermöglichen das Untersuchen, Modellieren und Visualisieren von Daten. Es können Algorithmen entwickelt, und Web- und Desktop-Anwendungen erstellt werden. Außerdem unterstützt MATLAB die Nutzung verschiedener Programmiersprachen wie unter anderem C/C++ und Java. Berechnungen über Mehrkern-Prozessoren, Grafikprozessoren, Cluster, Grids und Clouds können ebenfalls ausgeführt werden. Ferner gibt es eine große Auswahl an Hardware, welche mit MATLAB kompatibel ist. Darunter ist auch die dSPACE-Hardware, welche über eine von dSPACE erstellte MATLAB-Erweiterung programmiert werden kann. [7]

Die Anwendungsbereiche von MATLAB sind durch sogenannte Toolboxen vielfältig erweiterbar. Eine der bekanntesten und wichtigsten Toolboxen ist *Simulink*. Sie dient zur

Simulation vielfältiger technisch-physikalischer Systeme. Entwickelt wurde sie für das Model-Based-Design, bei welchem in der Entwicklung komplexer Systeme mit Modellen gearbeitet wird. Ist das Modell einmal erstellt, können Systeme schon während der Entwicklung immer wieder simuliert und analysiert werden. Um den gesamten Simulationsprozess so einfach und schnell wie möglich zu machen, erfolgt die Modellbildung über Blockdiagramme. Das vereinfacht auch die Analyse des erstellten Modells. Zusätzlich kann mit Simulink Code generiert und auf Mikroprozessoren oder eingebettete Systeme geladen werden. [8]

Eine ähnliche Herangehensweise erfolgt auch beim Versuchsstand. Das DS1103 wird über Simulink programmiert und läuft danach autonom. Zur einfachen Implementierung sind Bibliotheken von dSPACE in Simulink integriert. Eine umfangreiche Einführung in Simulink und eine Erklärung des erstellten Modells folgen im Kapitel 3.2.

3.1.1.2 ControlDesk 6.4

Control Desk ist eine Experimentiersoftware der Firma dSPACE, erstellt für die Entwicklung von Steuergeräten. Sie vereint Funktionalitäten verschiedener Spezialwerkzeuge in einer Software. Mit ihr können in einer Arbeitsumgebung die meisten Aufgaben eines Experiments abgedeckt werden. Es ist ein Zugriff auf angeschlossene Bussysteme und Simulationsplattformen möglich. Über standardisierte Schnittstellen können Mess-, Applikations- und Diagnoseaufgaben durchgeführt werden. Die flexible, modulare Struktur ermöglicht es aber auch, Anforderungen für individuelle Anwendungsfälle zu erfüllen. Das vereinfacht das Handling spezieller Aufgaben, verringert Schulungskosten, bedarf weniger Rechenleistung und resultiert damit in einem kostengünstigen Gesamtpaket.

In der vorliegenden Anwendung wird die Überwachung und Steuerung von Parametern, sowie das Messen und Visualisieren von Ausgangsgrößen über ControlDesk ermöglicht. Über die Schnittstelle zu MATLAB/Simulink erfolgt die Implementierung der Variablen. Die umfangreiche Erklärung zur Implementierung des Simulink Modells und die Erstellung der Steuer- und Messoberflächen ist in Kapitel 3.2 zu finden.

ControlDesk ist ein Teil des neu erworbenen Lizenzupgrades. Um eine moderne Softwareumgebung zu bieten, ist es unerlässlich, neben dem Betriebssystem auch die Programme auf eine aktuellere Version zu bringen. Für das DS1103 wurde schon im November 2015 ein Supportende angekündigt. Der Software-Support endete dann im Dezember 2018 mit dem Release 2018-B, welches die Version 6.4 von ControlDesk beinhaltet. Trotz des hohen Alters der Hardware ist somit das Gesamtsystem auf einem modernen Stand der Technik und eignet sich sehr gut für die vorliegende Anwendung.

3.1.2 dSPACE Hardware

3.1.2.1 DS1103 PPC Controller Board

Das DS1103 PPC Controller Board ist ein leistungsstarker Mikrocontroller zur schnellen Entwicklung von Steuerungen verschiedenster Anwendungen. Es ist ein Single-Board-System, also ein Echtzeit-Mikroprozessor mit einer umfassenden Struktur für Ein- und Ausgänge auf einer einzelnen Leiterplatte. Eine CAN-Busschnittstelle und andere serielle Schnittstellen sind für Automotive Anwendungen vorbereitet. Außerdem wird besonders auf die hohe Geschwindigkeit und akkurate Funktionsweise der Ein- und Ausgänge hingewiesen. Damit ist das Controller Board nicht nur für Anwendungen im Automotive Bereich perfekt. Es eignet sich auch für Motorsteuerungen, Robotik, Positionierungssysteme, zur aktiven Vibrationskontrolle und für vieles mehr.

In *Abbildung 36* ist ein Blockdiagramm vom internen Aufbau des DS1103 abgebildet.

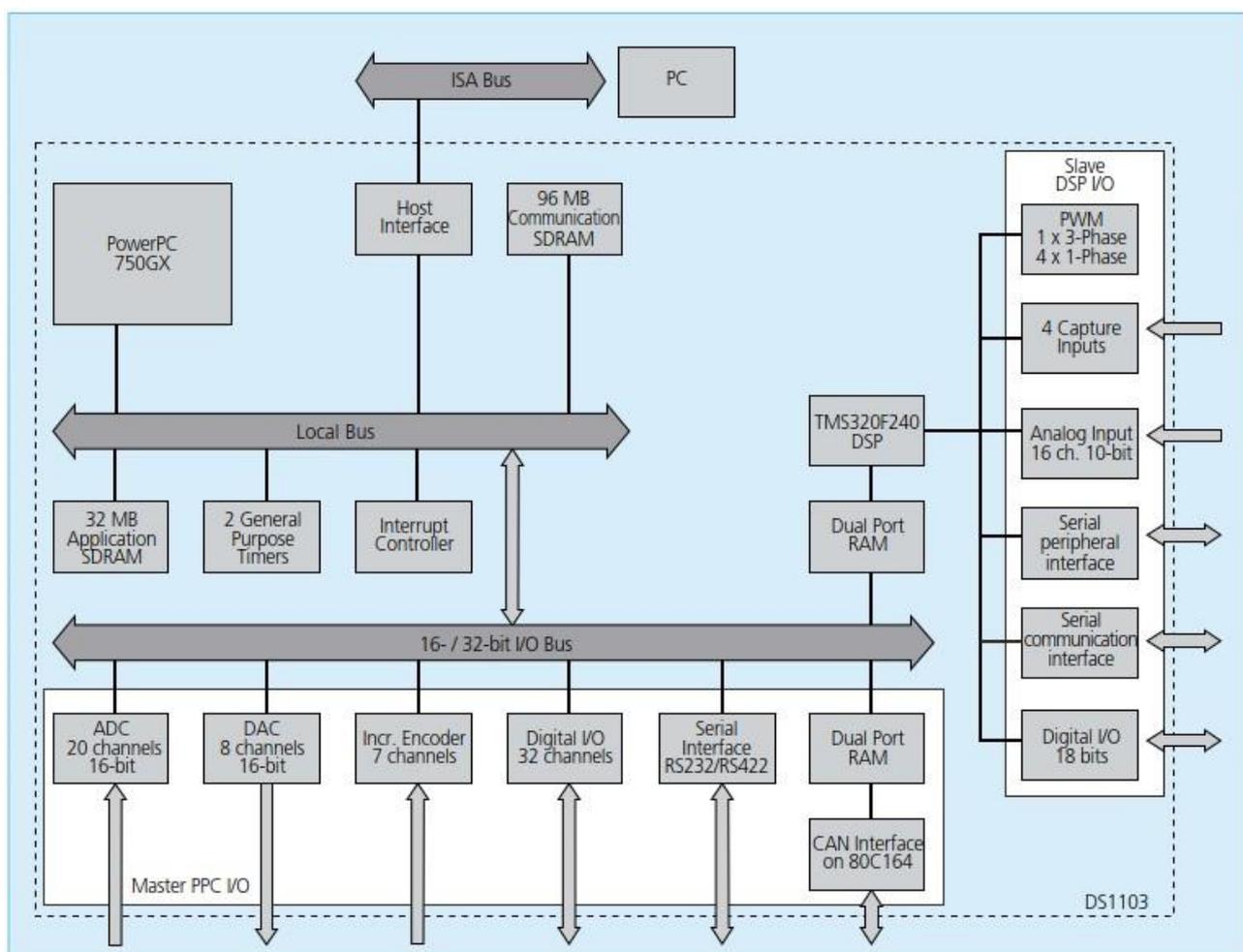


Abbildung 36 Blockdiagramm DS1103 [6, S. 329 (Datei: S. 4)]

PPC, auch PowerPC genannt, steht für eine Prozessorarchitektur. Die Prozessoren wurden seit 1991 in einem Zusammenschluss von Apple, IBM und Motorola (AIM) hergestellt und galten damals zu den leistungsstärksten und flexibelsten Prozessoren weltweit. [5, Kap. 1]

Mit dem Real-Time-Interface (RTI) kann das Controller Board vollständig über die Simulink-Umgebung mit Blockdiagrammen programmiert werden. Es ist ein Teil der Software von dSPACE und wird direkt als Plugin in MATLAB integriert. Ein weiterer großer Vorteil besteht darin, dass über das RTI auch die Ein- und Ausgangsstruktur grafisch konfiguriert werden kann. [6]

Es ist möglich, das DS1103 direkt in einem PC-Gehäuse oder in einer von dSPACE angebotenen Expansion Box zu positionieren. Zweites trifft auf die aktuelle Anwendung im Versuchsstand zu, wie in *Abbildung 39 (S. 51)* an der Nummer 1 zu erkennen. Es wird eine weitere Verbindung zwischen dem PC und der Expansion Box benötigt. Grundsätzlich wird diese Verbindung nur zum Installieren und Programmieren der dSPACE-Hardware gebraucht. Einmal programmiert, läuft das DS1103 autonom und könnte vom PC entkoppelt werden. Ein laufendes Programm kann jedoch auch über ControlDesk gesteuert werden. Darüber hinaus sind bei entsprechender Verbindungsgeschwindigkeit Echtzeitmessungen und deren Visualisierung möglich. Dies ist im vorliegenden Anwendungsfall ausdrücklich erwünscht. Außerdem ist es übersichtlicher, erspart es, einige Messungen mit einem PC auszuführen und verringert damit den Messaufwand.

Durch den Umstieg auf einen aktuellen Windows 10 Desktop-PC musste die ehemalige Verbindungsmethode überarbeitet werden. Das Einsetzen in das PC-Gehäuse erschien zunächst sinnvoll. Nach Beratung mit der Supportabteilung der Firma dSPACE wurde diese Idee jedoch wieder verworfen. Der Support für das vorhandene System ist eingestellt und bei einem Umbau in diesem Umfang würden größere Investitionskosten entstehen. Aus wirtschaftlichen Gründen war es also sinnvoll, das bereits vorhandene DS1103 in der Expansion Box zu belassen und nur dessen Verbindung zum PC zu betrachten.

3.1.2.2 DS819 Link Board

Die Verbindung zwischen dem PC und der dSPACE-Hardware muss für Echtzeitmessungen im vorliegenden Anwendungsfall mit hoher Geschwindigkeit arbeiten. *Abbildung 37 (S. 51)* zeigt die verschiedenen Verbindungsmöglichkeiten. Eine einfache Ethernet-Verbindung wäre zu langsam und mit einem größeren Umbau in der Expansion Box verbunden. Es wäre ein Kauf und der Einbau einer Slot-CPU notwendig geworden. Die anderen Optionen werden direkt über die in der Expansion Box vorinstallierten DS814-Schnittstelle verbunden.

Im alten System wurde die Verbindung am Host-PC über PCMCIA realisiert. Mit dem Umbau auf einen Desktop-PC fehlt jedoch die PCMCIA-Schnittstelle. Ein weiterer Adapter wird notwendig, was die ohnehin schon lange Kette von Konvertierungen noch vergrößert.

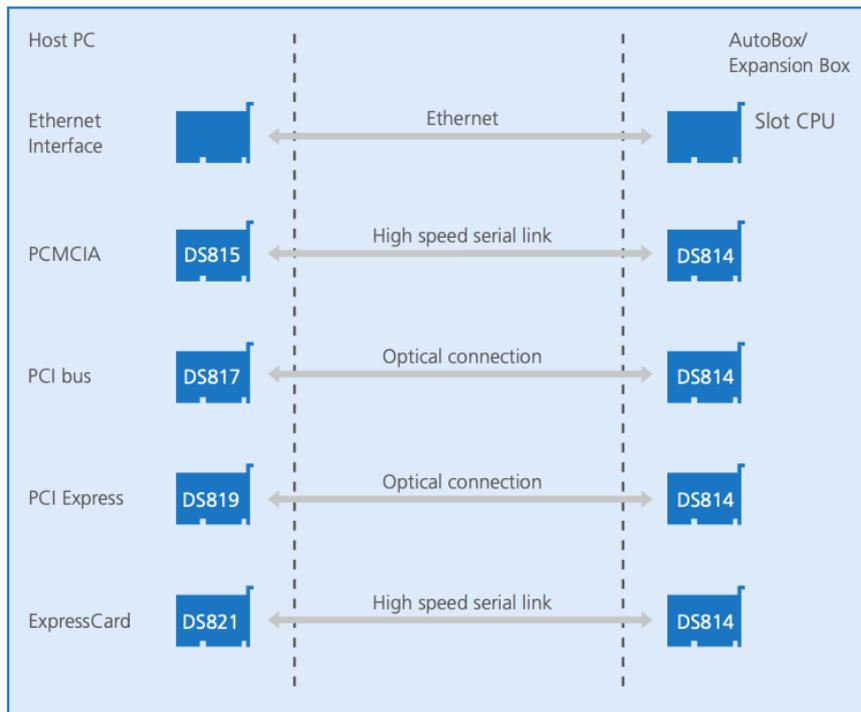


Abbildung 37 DS1103 Verbindungsmöglichkeiten [12]

Die Entscheidung fiel schließlich auf die Verbindung über die PCI-Express-Schnittstelle. Ein optisches Kabel war bereits durch die zuvor verwendete Verbindungsmethode vorhanden, wenn auch in der Grafik unzureichend dargestellt. Somit genügte der Kauf eines DS819 Link Board. [12]

Die Verbindung zwischen dem Host-PC und der dSPACE-Hardware erfolgt letztendlich über einen Adapter von PCI-Express auf die RJ45 Schnittstelle, welcher über ein Optisches Kabel mit der RJ45-Schnittstelle am DS1103 verbunden ist. (verdeutlicht in *Abbildung 38*). Die blau dargestellten Blöcke symbolisieren Bauteile innerhalb des PC-Gehäuses, während die gelben Blöcke die Bauteile im Schaltschrank verkörpern.

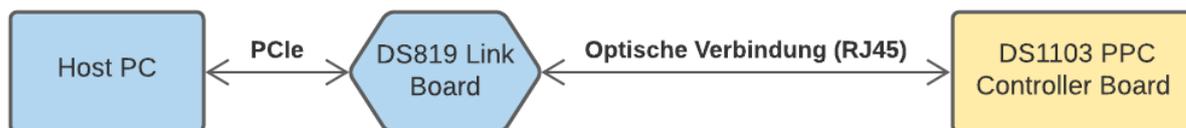


Abbildung 38 Verbindung Host-PC – DS1103

3.1.2.3 CLP1103 Connector / LED Combi Panel

Das CLP1103 ist ein Anschlussfeld, bestehend aus 28 BNC-Anschlüssen, einer 32 Bit D-Sub-, einer CAN-Schnittstelle und mehreren seriellen Schnittstellen. Darüber hinaus verfügt es über ein Feld mit 32 LEDs, die den Status der 32 digitalen Ein- und Ausgänge anzeigen. Die BNC-Anschlüsse teilen sich auf in 20 ADC-Eingänge und 8 DAC-Ausgänge. Von den Eingängen sind 4 direkt mit Analog-Digital-Wandlern verbunden. Weitere 16 Kanäle sind über einen 4:1 Multiplexer aufgeteilt. Somit beträgt deren Abtastrate nur $\frac{1}{4}$ der direkten ADC-Kanäle.

Das CLP1103 ist über drei Flachkabel mit dem DS1103 Controller Board verbunden. Digitale Signale, wie die Ansteuersignale der Wechselrichter, werden über einen 50-Pin-D-Sub-Stecker mit der Pegelanpassung verbunden, welche im nächsten Kapitel näher beleuchtet wird. Da die 32 LEDs den Status der Digitalausgänge zeigen, bieten sie eine Übersicht über den Schaltzustand der IGBTs im Wechselrichter. Zur Strommessung sind weiterhin 10 Stromwandler über BNC-Kabel an den ADC-Eingängen angeschlossen. Das Connector-Panel ist in *Abbildung 39* (S. 51) in Position der Nummer 2 zu sehen.

Es ist möglich, die Ein- und Ausgänge des Mikrocontrollers mit dem Real-Time-Interface in MATLAB/Simulink grafisch zu programmieren. Damit wird es dem Programmierer sehr einfach gemacht, die Hardware mit der Simulation zu verbinden. Beispielsweise können Signale an mehreren Digitalausgängen gleichzeitig ausgegeben werden, um diese außerhalb des Systems zu überprüfen. Auch kann eine vorhandene Anwendung leicht mit weiteren Komponenten ausgebaut werden. Die genaue Vorgehensweise wird in Kapitel 3.2 erklärt. Es werden über das RTI Blöcke in Simulink bereitgestellt, die der Eingangs- und Ausgangsstruktur des CLP1103 entsprechen. Damit kann jeder einzelne Anschluss am Connector-Panel in Simulink sichtbar gemacht werden bzw. darauf zugegriffen werden. Somit ist es bedeutungslos, welche Anschlüsse des Connector-Panels verwendet werden, es kommt vor allem darauf an, wie sie in Simulink miteinander verschalten sind. Gleichzeitig ist es möglich, für einzelne Signale mehrere Ausgänge zu definieren, damit sie über einen zweiten Ausgang abgegriffen werden können. [13, S. 127-132]

3.1.3 Der 19“-Schaltschrank

Gehäusesysteme nach dem 19“-Standard sind in fast allen industriellen Bereichen, in Forschungseinrichtungen u.v.m. zu finden. Da für die Komponenten des Versuchsstandes mehr Platz als für herkömmliche Praktikumsversuche benötigt wird, kommt hier ebenfalls ein 19“-Schranksystem zum Einsatz. Innerhalb des Schaltschranks befinden sich das dSPACE-System und einige weitere Komponenten. Die Expansion Box mit DS1103 (1) findet auf einem Einschub-Panel Platz, das Connector-Panel (2) hängt in einer speziell angefertigten Halterung daneben. Darunter befindet sich, am Schrank fest verschraubt, die steuerbare Gleichstromquelle SM 3000 (3) von Delta Elektronik BV. Das entsprechende Steuergerät PSC 232 (4) liegt neben der Expansion Box auf der Ablage. Im oberen Teil des

Schrank befindet sich das 19"-Rack mit der Spannungsversorgung (5), den Pegelanpassungen (6) und der Signalweiterleitung der Stromwandler (7). Alle genannten Komponenten sind in *Abbildung 39* nummeriert.

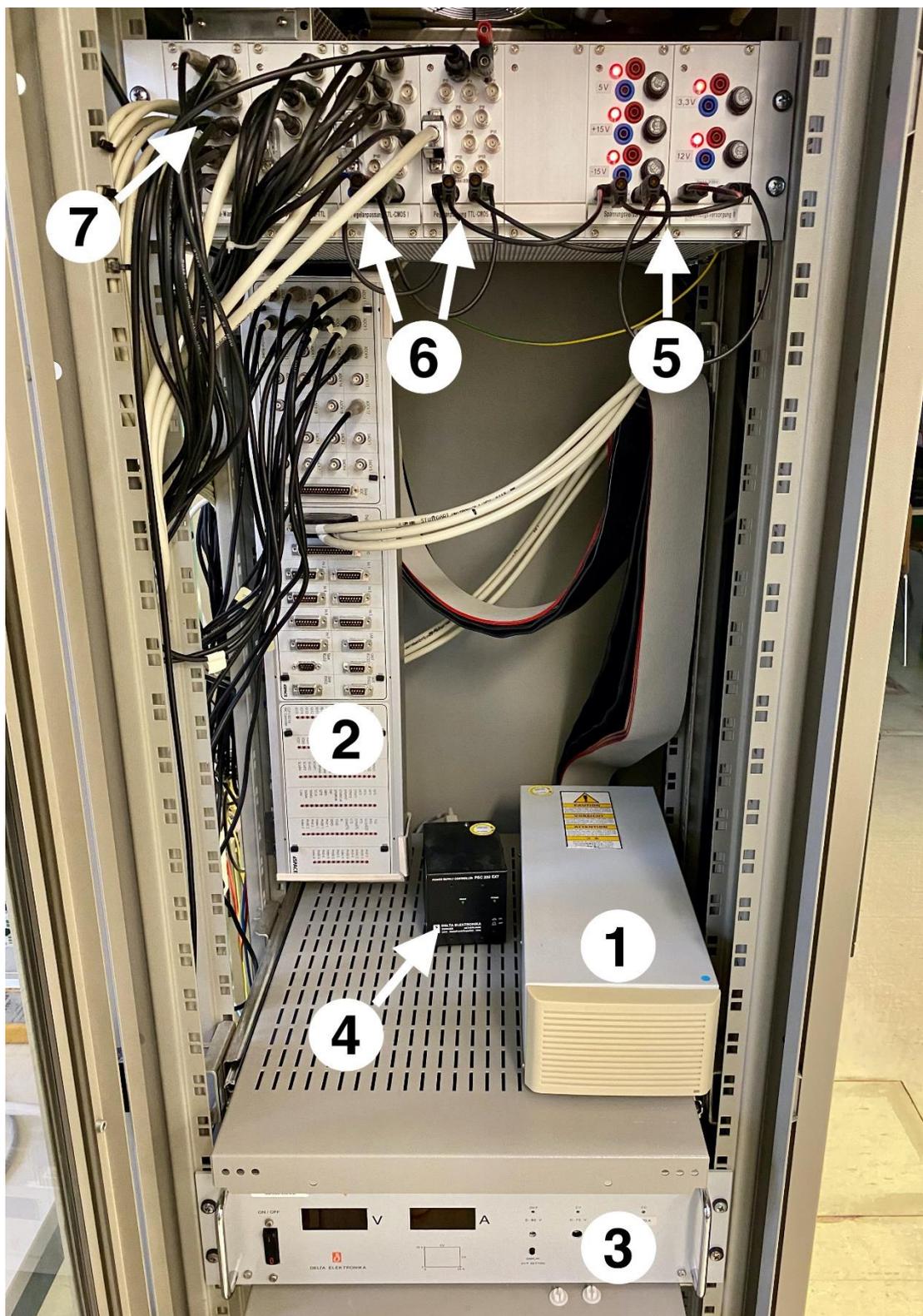


Abbildung 39 19"-Schaltschrank

Es sind nicht alle vorhandenen Komponenten im Versuch integriert. Die Spannungsversorgungen laufen nur über die Backplane, über die Frontplatte wird keine Spannung abgegriffen. BNC-Buchsen an den Pegelanpassungen und der Signalweiterleitung der Stromwandler sind ebenfalls in größerer Stückzahl vorhanden, als für die Anwendung benötigt. Gleiches ist im Simulationsmodell vorbereitet. Somit ist eine Erweiterung des Versuchsstandes und der zugrundeliegenden Simulation mit geringem Aufwand möglich.

3.1.3.1 DC Power Supply SM 70-45 D

Zur Erzeugung und Steuerung der Zwischenkreisspannung des Wechselrichters kommt die regelbare Gleichspannungsquelle SM 70-45 D von Delta Elektronika zum Einsatz. Sie leistet bis zu 3000W bei einer maximalen Ausgangsspannung von 70V und Strömen bis zu 45A. Damit sind genügend Leistungsreserven verfügbar, um die Versuche mit einer größeren Spannung bzw. höheren Strömen zu fahren. *Abbildung 40* zeigt die Frontansicht der Spannungsquelle.

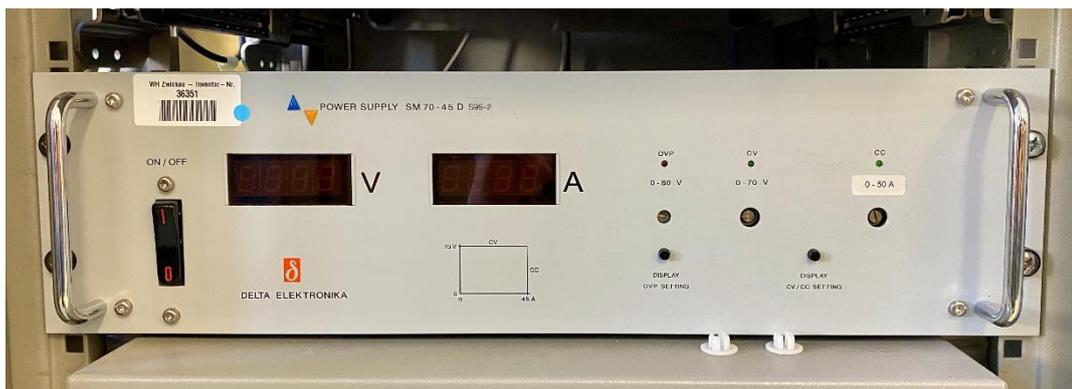


Abbildung 40 DC Power Supply SM 70-45 D

Der Power Supply Controller PSC 232, ein Steuergerät von Delta Elektronika, stellt die Schnittstelle zwischen dem PC und der Spannungsquelle dar. Über ein vom Hersteller zur Verfügung gestelltes LabVIEW Steuermodell können Werte für Spannung und Strom vorgegeben und gesteuert werden. Die Verbindung zum PC erfolgt über die RS232-Schnittstelle. Der PSC-232-Controller ist in *Abbildung 39* (S. 51) auf Position 4 zu sehen.

Leider steht die Funktion des Steuergeräts durch den Wechsel auf einen neuen PC nicht mehr zur Verfügung. Das LabVIEW Programm lässt sich auch nach mehrfacher Fehlersuche nicht mit dem Controller verbinden. Deshalb muss vorerst auf die manuelle Steuerung der Spannungsquelle zurückgegriffen werden. Dies erfolgt mithilfe eines Schraubendrehers an der Frontseite der Spannungsquelle. Sind Spannung und Strom einmal eingestellt, bleiben diese Werte auch nach Ausschalten der Quelle bestehen. Somit

stellt der Funktionsausfall des Steuergeräts keine Einschränkung bei der Versuchsdurchführung dar. [14]

3.1.3.2 Pegelanpassung TTL-CMOS

In der Digitaltechnik werden vor allem Schaltzustände betrachtet. Ein niedriger Spannungspegel signalisiert den Schaltzustand „Ausgeschaltet“, auch als „low“ oder „0“ bezeichnet. Ein hoher Pegel, auch „high“ oder „1“ bezeichnet, steht für „Eingeschaltet“. Diese Beschränkung auf zwei mögliche Zustände, auch Binärsystem, Zweiersystem oder Dualsystem genannt, ist beim Schalten allgegenwärtig. Um Bauelemente wie Transistoren über einen Mikrocontroller anzusteuern, muss dieser seine digitalen Schaltsignale ausgeben können. An die Steuereingänge der Bauelemente muss, um stabile Schaltzustände zu erreichen, ein konkreter Spannungspegel angelegt werden. Da Bauelemente unterschiedlich hohe Spannungspegel bereitstellen und andere Eingänge wiederum einen anderen Spannungspegel benötigen, müssen diese für die Kopplung angepasst werden.

Dafür sind kleine Schaltungen im 19“-Rack vorbereitet. Sie nehmen digitale Signale aus dem Connector-Panel mit dem 5V-TTL-Pegel auf (D-Sub). Anschließend heben sie die TTL-Signale auf einen 15V-CMOS-Pegel, und geben sie über die BNC-Buchsen an der Frontplatte wieder aus. Somit können die IGBTs des Wechselrichters mit dem benötigten 15V-CMOS-Pegel korrekt angesteuert werden.

Um genügend Platz und Anschlussmöglichkeiten für Erweiterungen zu haben, ist die Pegelanpassung TTL-CMOS doppelt ausgeführt. Beide Leiterplatten sind baugleich und mit einem 15V-Schaltnetzteil ausgestattet. Daher erfolgt die Spannungsversorgung über die Frontblenden mit Netzspannung. [10] [11] [15, Kap. 3.1.5] [18]

3.1.3.3 Pegelanpassung CMOS-TTL

Das PETS ist nicht nur für die IGBT-Ansteuerung auf einen 15V CMOS-Pegel ausgelegt. Es gibt auch die Error-Signale über BNC mit einem 15V Pegel aus. Die Eingänge des Connector-Panels benötigen jedoch wieder den 5V TTL-Pegel. Eine zweite Anpassung in die umgekehrte Richtung wird erforderlich.

Die vier Error-Signale mit CMOS-Pegel sind über BNC-Kabel mit der Frontplatte der Pegelanpassung CMOS-TTL verbunden. Die Schaltung konvertiert die Pegel und gibt anschließend die angepassten Signale über die D-Sub-Schnittstelle an das Connector-Panel weiter. Die Spannungsversorgung für CMOS-TTL erfolgt über die Backplane des 19“-Racks mit 5V.

Sollte in einem Fehlerfall die Pegelanpassung ausfallen, liegt am Digitaleingang des Connector-Panels der 15V CMOS-Pegel an. Das Datenblatt des Connector-Panels

beschreibt dazu einen Überspannungs-Sicherheitsschaltkreis. Alle Spannungen über 6V werden durch Suppressordioden gegen Erde kurzgeschlossen. Fällt die Pegelanpassung TTL-CMOS aus, werden die IGBTs nur mit 5V angesteuert. Es besteht die Gefahr von Funktionsausfällen bzw. von nicht definierten Schaltzuständen. [13, S. 169] [15, Kap. 3.1.5]

3.1.3.4 Spannungsversorgung

Für die Spannungsversorgung I und II wurden zwei Leiterplatten mit den Schaltnetzteilen TML 20103, TML 20112 und TML 40515 der Firma TracoPower ausgestattet. Über die Frontblenden werden sie mit Netzspannung versorgt. Dort finden sich isolierte 32A-Bananenbuchsen zum Abgriff der Spannungen 3.3V, 5V, 12V und $\pm 15V$ und zum Netzanschluss. Interne Baugruppen des Racks, wie die Pegelanpassung CMOS-TTL und die Signalweiterleitung der Stromwandler, erhalten die benötigte Spannung $\pm 15V$ und 5V über eine Backplane. Auf Primär- und Sekundärseite sind mit Feinsicherungen die Spannungen gegen Überlast geschützt. Rote Status-LEDs zeigen die Verfügbarkeit der Spannungen an.

Abbildung 41 zeigt das gesamte 19"-Rack mit den Frontblenden für die Signalweiterleitung der Stromwandler, den Pegelanpassungen und der Spannungsversorgung. Die BNC-Kabel an der Signalweiterleitung, links im Bild, stellen eine Verbindung zu den ADC-Eingängen des Connector-Panels her. Die zwei Pegelanpassungen daneben sind mit den Steuereingängen und Error-Ausgängen des PETS verbunden. Die Blende in der Mitte ist für die Pegelanpassung TTL-CMOS II und ist im aktuellen Entwicklungsstand nur zum Abgriff des Steuersignals des ersten IGBT vorgesehen. Die Spannungsversorgungen auf der rechten Seite werden über die Frontblende mit Netzspannung versorgt. Sie arbeiten im normalen Betrieb nur über die Backplane. [15, Kap. 3.1.5]



Abbildung 41 19"-Frontblenden

3.1.3.5 Signalweiterleitung und Stromwandler

Um auftretende Ströme zu messen, vor allem jedoch für die Phasenströme des Wechselrichters, sind die Stromwandler HAL 50-S der Firma LEM vorgesehen. Sie nutzen den Hall-Effekt, was eine hohe Messgenauigkeit von $\pm 1\%$ ermöglicht. Zudem sind Hall-Effekt-Wandler wenig störanfällig und arbeiten mit äußerst guter Linearität. Die Wandlerplatine wird über die Backplane mit $\pm 15V$ versorgt und verteilt die Spannung auf die Stromwandler. Über die Wandlerplatine erfolgt auch die Weiterleitung der Messsignale auf die BNC-Buchsen in der Frontblende (*links in Abbildung 41 (S. 54)*). Zusätzlich werden die Signale auf die Backplane geleitet – für mögliche neue Applikationen.

Für genug Freiraum für Weiterentwicklungen oder einen Ausbau der Messungen sind zehn der Messwandler vorbereitet. In der aktuellen Anwendung werden davon drei zur Messung der Phasenströme eingesetzt. Dazu werden die Phasenleitungen zwischen Wechselrichter und Last durch die Stromwandler geführt. Da in der Anwendung mit Strömen von etwa 2A gearbeitet wird, ist der Nennmessbereich von 50A mehr als ausreichend. Indem jeweils vier Wicklungen der Phasenleitungen durch die Wandler geführt werden, wird die Empfindlichkeit um das Vierfache erhöht. Der neue Nennmessbereich liegt somit bei 12,5A. Die Stromwandler mit den drei gewickelten Phasenleitern in Wandler 1 bis 3 sind in *Abbildung 42* aufgeführt. [15, Kap. 3.1.5]



Abbildung 42 Stromwandler mit drei gewickelten Phasenleitern

3.1.4 IGBT Power Electronics Teaching System AN-8005

Moderne Wechselrichtersysteme nutzen meist IGBTs als Halbleiterventile. Für einen sicheren Betrieb bedürfen sie einer komplexen Ansteuerung, verschiedenen Schutzmechanismen und Überwachungseinrichtungen (*siehe Kapitel 2.2.7*). Trotzdem sind

sie mit ihrer enormen Schaltfähigkeit und dabei geringen Durchlassverlusten die wichtigsten Halbleiterschalter der heutigen Leistungselektronik.

Die komplexen Mechanismen, die zum sicheren Betrieb von IGBTs benötigt werden, vereinen die IGBT-Module der Firma SEMIKRON Elektronik GmbH und Co. KG. Sie sind direkt für die Forschung und Entwicklung konzipiert und können als einzelne IGBT-Module oder als fertige Wechselrichterbaugruppen erworben werden. Damit ist bei der Entwicklung neuer Anwendungen nur noch die Ansteuerung von Bedeutung. Das Wechselrichtersystem ist bereits fertig entwickelt, abgesichert und praxistauglich.

Der Versuchsstand ist mit einem AN-8005-Wechselrichtersystem von SEMIKRON ausgestattet: Das Power Electronics Teaching System – PETS. Es entspricht einem Umrichter mit Gleichspannungszwischenkreis (siehe Kapitel 2.3.9). Der Wechselrichter besteht aus einer vollgesteuerten B6-Brückenschaltung mit IGBT-Modulen.

Abbildung 43 zeigt das PETS, die Anschlüsse sind in *Tabelle 2* (S. 57) aufgeführt.

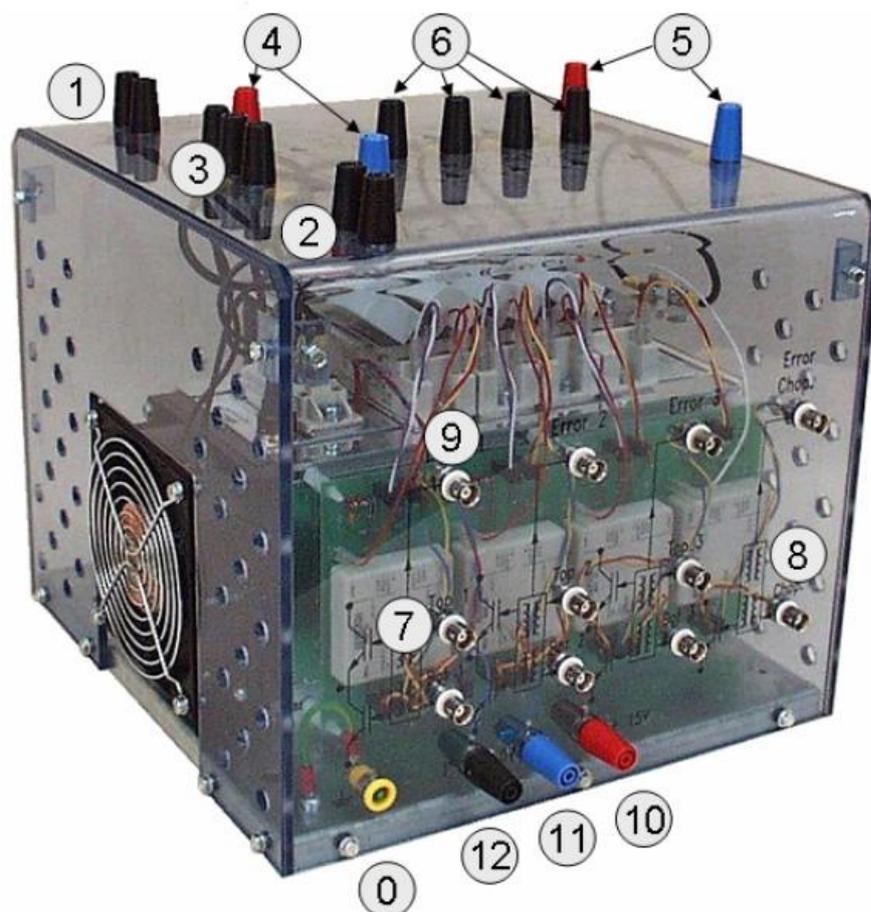


Abbildung 43 PETS – Power Electronics Teaching System [16, S. 2]

Nr.	Funktion	Spannungshöhe	I_{max}
0	Erdungsbuchse	0V	30 A
1	Eingang – Stromversorgung für Lüfter	230V / 50Hz	1 A
2	Übertemperaturschalter	15V	5 A
3	Eingang – Gleichrichter	230 / 400V	30 A
4	Ausgang – Gleichrichter	600VDC	30 A
5	Eingang – Zwischenkreisspannung	600VDC	30 A
6	Ausgang – Wechselrichter	400VAC / 600VDC	30 A
7	Eingang – Steuersignale Wechselrichter	0 / 15V CMOS	1 A
8	Eingang – Steuersignal Bremschopper	0 / 15V CMOS	1 A
9	Ausgang – Errorsignale	0 / 15V CMOS	1 A
10 / 11	Treiberspannung	15V	5 A
12	Ausgang – Temperatursensor 0V	15V	1 A

Tabelle 2 Anschlussbelegung PETS [16, S 2-3]

Die Signalpfade sind mit BNC-Buchsen realisiert. Alle leistungsführenden Pfade laufen über Bananenbuchsen. Wie schon eingangs erwähnt, ist das PETS ein Umrichter mit Gleichspannungszwischenkreis. Daher gibt es zwei Möglichkeiten, den Wechselrichter mit einer Zwischenkreisleistung zu versorgen. Die erste Möglichkeit besteht darin, den Umrichter an ein Drehstromnetz anzuschließen und die Wechselspannungen mit der integrierten fremdgeführten B6U-Schaltung gleichzurichten. Diese wird im Zwischenkreiskondensator gespeichert und anschließend durch den Wechselrichter zu einer dreiphasigen Wechselspannung umgerichtet. Die zweite Möglichkeit ist der direkte Anschluss einer Gleichspannung an den Zwischenkreis. Der Eingangsgleichrichter bleibt dabei ohne Funktion.

Aufgrund der höheren Flexibilität wird im Versuchsstand die zweite Variante verwendet. So kann die Höhe der Gleichspannung variiert werden und der sich einstellende Strom wird begrenzt. Außerdem ist die Möglichkeit der Variation von Spannung und Strom für Lehrzwecke hilfreich.

Bei der sehr hohen Zwischenkreiskapazität ist zu beachten, dass der Ableitungswiderstand nach Abschalten der Spannung ca. 46 Sekunden benötigt, um diese komplett abzuleiten. Ein Umbau des Versuchsstandes ist unbedingt während dieser Zeit zu vermeiden! Die obere Temperaturgrenze für die Treibereinheiten des PETS liegt bei 71°C. Danach werden die Treiber abgeschaltet und erst nach ausreichender Kühlung wieder zugeschaltet.

[15, Kap. 3.1.5] [16, S. 2-8]

3.2 Modellerstellung & Realisierung

3.2.1 MATLAB / Simulink – Programmierung DS1103

Die grundlegenden Programme, welche das DS1103-Controller-Board ausführen soll, entstehen in der MATLAB Toolbox Simulink. In Form von Blockdiagrammen werden Modelle erstellt, die anschließend in die Programmiersprache C übersetzt und auf das Controller Board übertragen werden. Selbes führt dann das übersetzte Simulink-Modell mit den entsprechenden Voreinstellungen aus. Dabei fehlt der Zugriff auf die Debug-Funktionen von Simulink. Das heißt, das Programm wird auch bei unerwünschten Ereignissen fortgesetzt und kann nicht mehr angehalten oder neu gestartet werden. Für einen Stopp wäre das Abschalten des DS1103 über den Hauptschalter an der Expansion-Box nötig. Ein Neustart des Programms wird dadurch jedoch auch nicht ausgelöst. Bei Wiedereinschalten startet der Mikroprozessor das Programm an der Stelle, an der es gestoppt wurde. Gleichzeitig spielt auch die Simulationsdauer eine wichtige Rolle. Das geladene Programm wird auch auf dem DS1103 nur so lange simuliert, wie vorher in den Simulink Modelleinstellungen festgelegt wurde. Um die dauerhafte Funktion zu gewährleisten, muss also eine unendlich lange Simulationsdauer gewählt werden.

Zur Modellbildung müssen mathematische Beschreibungen der Modelle in ein Blockschaltbild umgewandelt werden. Für bestimmte Funktionen bietet Simulink vorbereitete Funktionsblöcke an. Um Parameter von Funktionen während der Simulation zu variieren, wie beispielsweise die Amplitude und die Frequenz einer Sinusschwingung, können diese Funktionsblöcke jedoch nicht verwendet werden. Somit muss vorher klar sein, welche Parameter später in der Benutzeroberfläche variiert werden sollen. Diese Parameter müssen anschließend in Simulink als Konstanten definiert werden, somit können sie während der laufenden Simulation verändert werden.

Vorerst noch geteilt in mehrere Modelle, erscheint es unter diesen Aspekten sinnvoll, ein einzelnes Simulationsmodell entsprechend umfangreich zu gestalten. Abschaltmechanismen für Fehlerfälle und ein IGBT-Hauptschalter sorgen für Sicherheit und machen die Bedienung benutzerfreundlich. Darüber hinaus wird der Gebrauch wesentlich erleichtert, wenn zwischen den Ansteuermethoden gewechselt werden kann, ohne dafür ein anderes Modell laden zu müssen. Im Folgenden wird dieses Simulationsmodell Schritt für Schritt erklärt, auch um einen Ausbau oder die Erstellung weiterer Simulationen in Verwendung mit dem dSPACE-System zu ermöglichen. Es ist auf dem Host-PC über den Pfad {C:/Benutzer/Anwender/Dokumente/MATLAB} zu finden.

3.2.2 Simulink Bibliotheksbrowser – dSPACE Bibliotheken

Für die Verwendung von MATLAB/Simulink in Verbindung mit dem DS1103 gibt es nach Installation des RTI (siehe Kapitel 3.1.2.1) vorbereitete Bibliotheken. Dabei sind zwei Bibliotheken direkt für die Ansteuerung der Hardware vorgesehen, wogegen die dritte namens „dSPACE Versuchsstand“ nachträglich extra für den Versuchsstand vorbereitet wurde. Sie ist in Unterbibliotheken aufgeteilt, die wiederum Blöcke für Berechnungen von Messwerten, Realisierung der Ansteuermethoden und zur Kommunikation mit der dSPACE-Hardware beinhalten. Alle dSPACE-Bibliotheken sind im Simulink Bibliotheksbrowser zu finden. *Abbildung 44* zeigt den Bibliotheksbrowser mit der Bibliothek „dSPACE Versuchsstand“. In der Liste sind noch viele weitere dSPACE-Bibliotheken zu sehen. Die für die Ansteuerung des DS1103 relevanten Bibliotheken sind unter „dSPACE RTI1103“ zu finden.

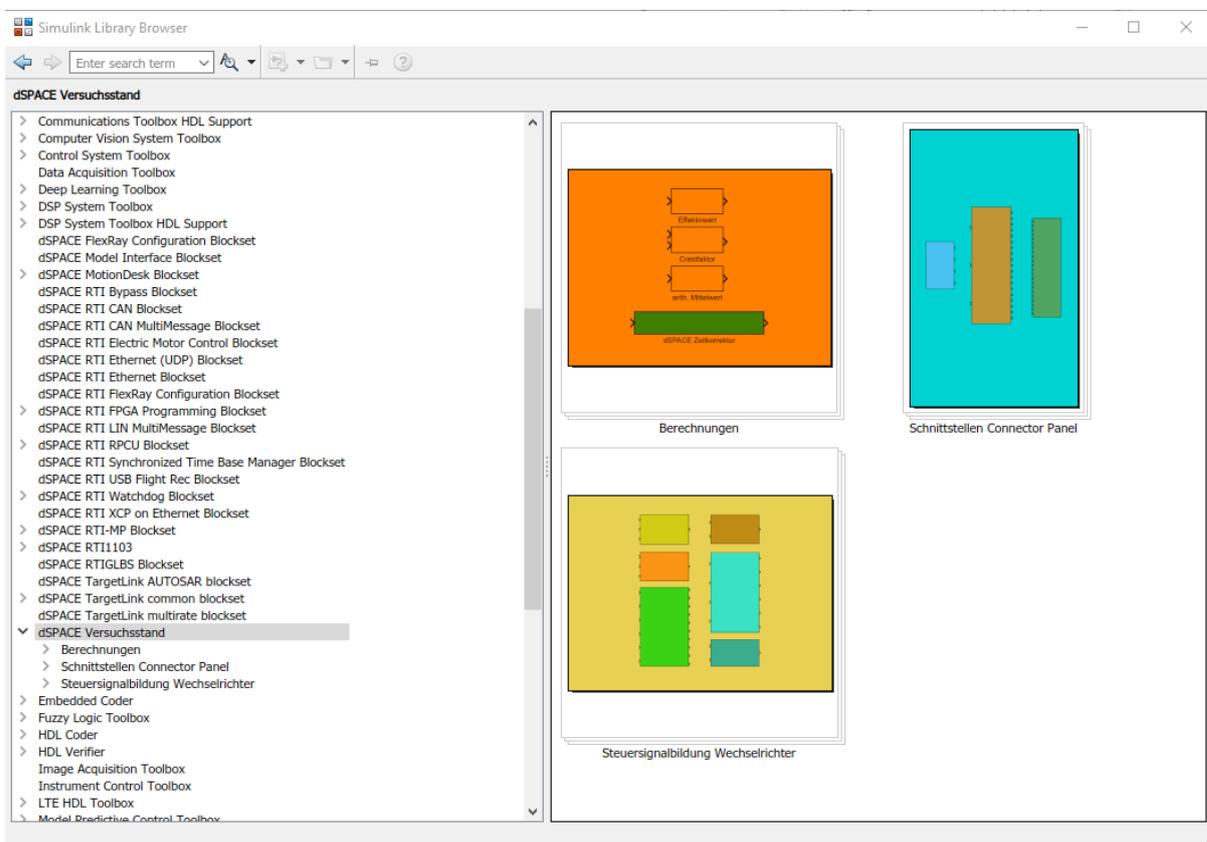


Abbildung 44 Simulink Bibliothek – „dSPACE Versuchsstand“

Die Bibliothek „dSPACE Versuchsstand“ ist am Host-PC des Versuchsstandes in MATLAB eingebunden, kann aber auch jedem anderen PC mit einer MATLAB-Installation hinzugefügt werden. Über den Pfad {C:/Benutzer/Anwender/Dokumente/MATLAB} ist auf dem aktuellen Host-PC der Ordner „dSPACE_Library“ zu finden, der die Bibliotheksdateien beinhaltet. Die MATLAB-Code-Datei „sblocks.m“ ist notwendig, dass die neue Bibliothek auch im

Bibliotheksbrowser eingebunden wird. Beide Dateien können über die Funktion „Set Path...“ manuell eingebunden oder über den gleichen Pfad in den MATLAB-Ordner kopiert werden. Die dSPACE-eigenen Bibliotheken sind automatisch nach Installation des RTI im Browser integriert. Dabei ist der Unterschied zwischen Funktionsblöcken und Subsystemen zu beachten.

Die dSPACE-eigenen Bibliotheken beinhalten Funktionsblöcke, die einen direkten Zugriff auf die dSPACE-Hardware gewährleisten. Sie entsprechen kleinen codierten Programmen und können nicht mit Blöcken nachgebildet werden. Subsysteme hingegen sind funktional zusammenhängende Teilsysteme, die zu einem Block mit selbst definierten Ein- und Ausgängen zusammengefasst werden. Im Nachhinein wird dann alles in Form von Code auf das Controller Board geschrieben, die Erstellung der Modelle ist jedoch mithilfe der Blockdiagramme wesentlich einfacher. Da innerhalb der vorbereiteten Subsysteme die Funktionsblöcke anderer dSPACE-Bibliotheken verwendet werden, ist es unerlässlich, für eine fehlerfreie Simulation der Subsysteme das RTI-Plugin zu installieren und zu lizenzieren.

Das Modell der Ansteuerung des Wechselrichters kann also nur dann fehlerfrei simuliert werden, wenn MATLAB mit dem integrierten RTI-Plugin installiert ist und die Bibliothek „dSPACE Versuchsstand“ über ihren eigenen Pfad oder den MATLAB Installationspfad eingebunden ist. Es wird ausdrücklich die Verwendung der „dSPACE-Versuchsstand“-Bibliothek empfohlen! Da die wichtigen Funktionsblöcke zur Hardwareanbindung direkt in den selbsterstellten Subsystemen integriert sind und auch deren Funktionsweise mehrfach geprüft wurde, vereinfacht deren Verwendung den Aufbau eines Modells stark. Außerdem können so die zwei dSPACE-eigenen Bibliotheken außer Acht gelassen werden.

3.2.2.1 Simulink Bibliothek: „dSPACE Versuchsstand“

Die selbsterstellte Simulink Bibliothek „dSPACE Versuchsstand“ teilt sich auf in drei Unterbibliotheken, wie ebenfalls in *Abbildung 44* (S. 59) zu sehen.

Blöcke zur Aufbereitung von Messwerten finden sich unter „Berechnungen“. Es wurde jeweils ein Block zur Berechnung des Effektivwertes, des Scheitelfaktors und des arithmetischen Mittelwerts vorbereitet. Sie berechnen die jeweiligen Werte nach den Formeln, die in Kapitel 2.2.1 aufgeführt sind. Darüber hinaus gibt es eine „dSPACE Zeitkorrektur“, die für einen korrekten zeitlichen Ablauf der Blocksteuerung notwendig ist. [15, Kap. 3.1.1]

Die Bibliothek „Schnittstellen Connector Panel“ fasst Blöcke zur Kommunikation mit der dSPACE Hardware zusammen. Der 50-polige Sub-D Stecker bietet nicht nur digitale Ausgänge, sondern auch Eingänge für das DS1103. Die BNC-Ausgänge für die Error-Signale des PETS sind über die Pegelanpassung CMOS-TTL mit dem D-Sub-Input des Connector-Panels verbunden. Außerdem sind die Messsignale der Stromwandler über

deren Signalweiterleitung an den ADC-Eingängen angeschlossen. Somit werden Fehlermeldungen des PETS in die Simulation eingespeist. Eine Überwachung der Ausgangsströme des PETS ist ebenfalls möglich. [15, Kap. 3.1.1]

Die dritte Bibliothek heißt „Steuersignalbildung Wechselrichter“ und fasst alle benötigten Blöcke für die Ansteuerungsmethoden zusammen. Es sind Sinus-, Rechteck- und Dreiecksignalgeneratoren mit veränderlichen Parametern vorbereitet. Ein Block namens „PWM Generator“ dient als Modulator. Der Block „variable dead time delay“ verzögert ein eingehendes Signal um einen einstellbaren Wert. Ein Block namens „Block-Erzeugung“ ist für die Blocksteuerung vorgesehen. Er funktioniert nach einem anderen Prinzip als die PWMs und war bereits im ehemaligen Versuchsstand integriert. Eine genaue Erklärung dessen Funktionsweise folgt in Kapitel 3.2.5.

Im Bibliotheksbrowser erscheinen die Blöcke der Signalgeneratoren, der PWM Generator, sowie die Totzeitverzögerung als Unterbibliotheken. Dies liegt an der Definition als Subsystem. Sie können trotzdem wie normale Funktionsblöcke betrachtet werden und einfach per Drag and Drop oder über die Kopieren/Einfügen-Funktion in die Simulink-Modelle eingebunden werden.

3.2.3 Pulsweitenmodulationen

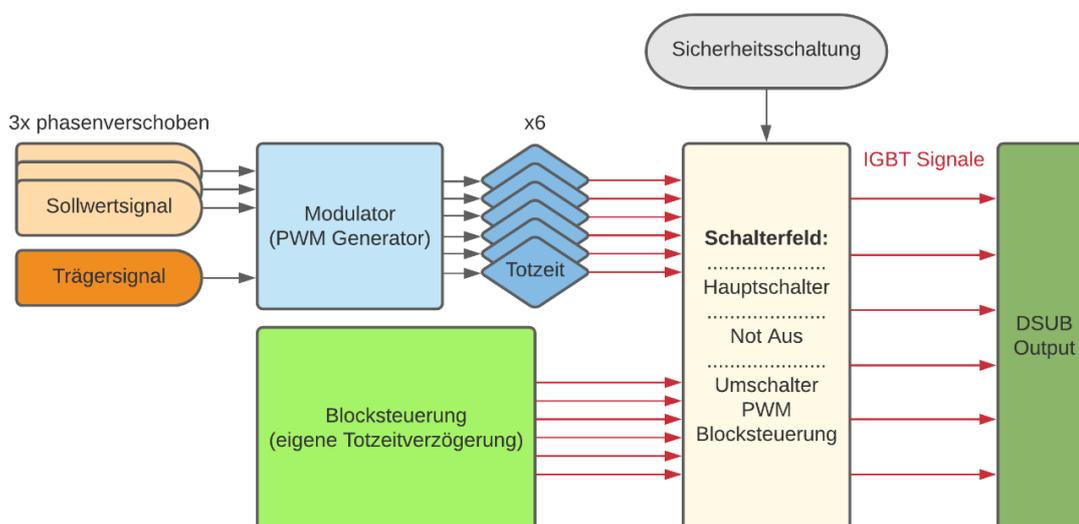


Abbildung 45 Simulationsmodell – Ersatzdarstellung

Um eine Übersicht über das Simulink-Modell für den Praktikumsversuch zu bekommen, ist eine Ersatzdarstellung hilfreich. *Abbildung 45* fasst das gesamte Simulationsmodell übersichtlich zusammen. Die als Sollwertsignal bezeichneten Signalgeneratoren sind im

Simulink-Modell separat für Sinus und Rechteck. Sie müssen über Schalter je nach Modulationsart umgeschaltet werden. Der Modulator heißt in der Simulation „PWM Generator“. Er vergleicht Sollwert und Trägersignal und bildet daraus die Steuersignale der IGBTs. Der Block „Totzeit“ entspricht dem „variable dead time delay“ in Simulink. In sechsfacher Ausführung verzögert er alle Transistorsignale und sorgt somit für eine konstante Totzeit vor jedem einzelnen Einschaltbefehl. Das „Schalterfeld“ ist in der realen Simulation mit vielen einzelnen Schaltern verwirklicht, sodass jedes Transistorsignal einzeln abgeschaltet werden kann. Sollte die Sicherheitsschaltung einen Fehler melden, werden alle Transistoren abgeschaltet. Das Gleiche passiert, wenn über den Hauptschalter abgeschaltet wird. Ein dritter Mechanismus schaltet die Transistorsignale zwischen der Blocksteuerung und den Pulsweitenmodulationen um. Die aus dem Schalterfeld ausgehenden Signale werden anschließend über den „DSUB Output“ an das Connector-Panel ausgegeben. Es ist die direkte Schnittstelle zwischen der realen Hardware und der Simulation.

In Simulink wird die Umschaltung über Konstanten realisiert. Es wird ein Schalter verwendet, für den über einen dritten Eingang ein Schaltkriterium festgelegt werden kann. Mit diesem Eingang ist eine Konstante verbunden, die bei Wertänderung alle Schalter gleichzeitig betätigt. Die Werte können über ControlDesk geändert werden. Auch die Umschaltung zwischen dem Rechteck- und dem Sinussignal als Sollwert ist mit dieser Methode möglich.

Eine Übersicht über das gesamte Simulink-Modell ist in Anlage 1 zu finden. Aufgrund der Größe des Modells wird jedoch empfohlen, die Datei „dSPACE_Ansteuerung_WR“ im Programm MATLAB aufzurufen.

3.2.3.1 Signalgeneratoren

Da nur Konstanten während der Simulation verändert werden können, sind fertige Simulink-Funktionsblöcke als Signalgeneratoren ungeeignet. Um auf die Parameter der verschiedenen Schwingungen zuzugreifen, müssen diese mit Konstanten mathematisch beschrieben werden. Dafür sind zahlreiche verschiedene mathematische Operatoren in Simulink vorhanden. Somit müssen die Blöcke nur nach den entsprechenden trigonometrischen Funktionen miteinander verschaltet werden.

Eine Sinuswelle kann mathematisch nach Formel (3.1) beschrieben werden. Umgesetzt in ein Blockschaltbild entspricht sie *Abbildung 46* (S. 63).

$$g_{\sim}(t) = A \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi) \quad (3.1)$$

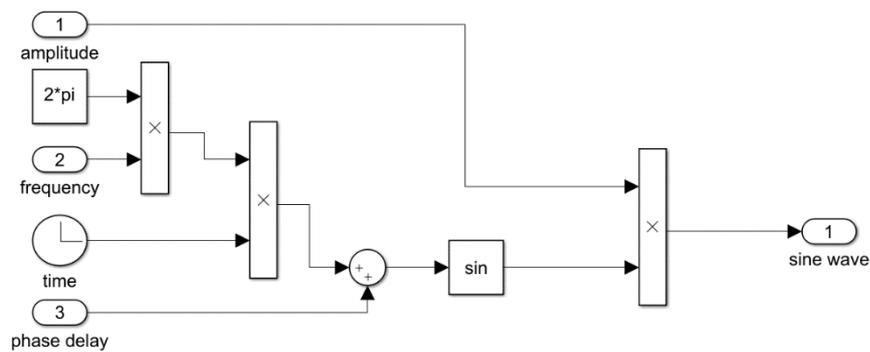


Abbildung 46 Simulationsmodell – Sinusgenerator

Das Rechtecksignal wird mathematisch unter anderem nach Formel (3.2) beschrieben. Es entspricht exakt dem Sinussignal, welches mit der Vorzeichenfunktion auf nur zwei Funktionswerte beschränkt wird. *Abbildung 47* zeigt die Umsetzung als Blockschaltbild.

$$g_{\square}(t) = A \cdot \text{sgn}(\sin(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi)) \tag{3.2}$$

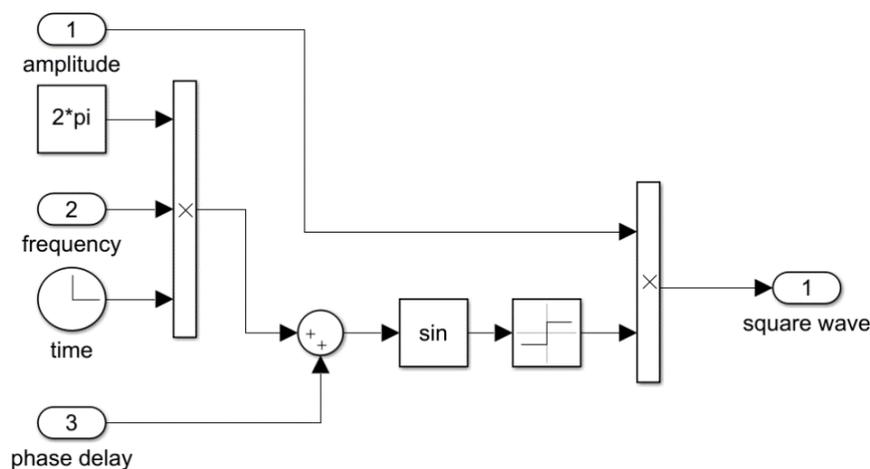


Abbildung 47 Simulationsmodell – Rechteckgenerator

Nach Formel (3.3) kann ein Dreiecksignal mathematisch ausgedrückt werden. Umgewandelt in ein Blockschaltbild wird es nach *Abbildung 48* (S. 64) generiert. [20]

$$g_{\Delta}(t) = \frac{2 \cdot A}{\pi} \cdot \sin^{-1}(\sin(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi)) \tag{3.3}$$

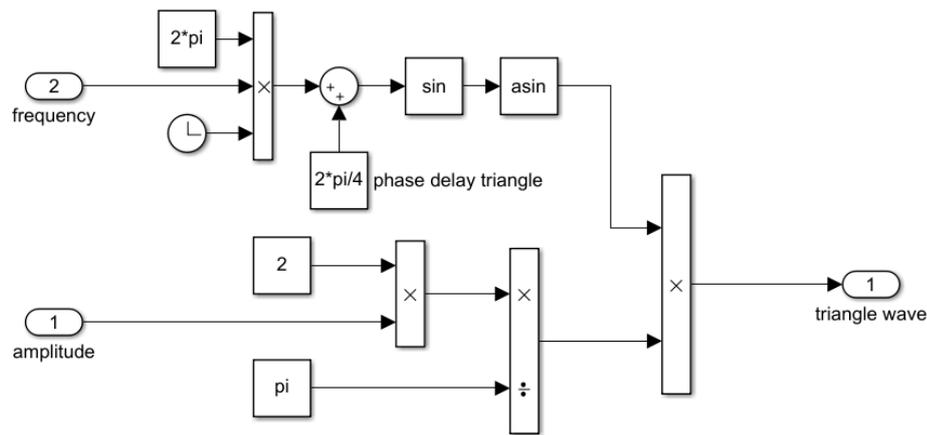


Abbildung 48 Simulationsmodell – Dreiecksgenerator

3.2.3.2 PWM Generator

In *Abbildung 49* ist das Subsystem des PWM Generators (*Modulator*) dargestellt. Er vergleicht die Sollwertsignale mit dem Trägersignal und erstellt daraus die Schaltfunktionen der einzelnen Wechselrichterphasen. Es wird genau im Schnittpunkt von Sollwert- und Trägersignal geschaltet. Wird der Sollwert größer als das Trägersignal schaltet der Transistor ein, ist das Trägersignal wieder größer erfolgt das Abschalten. Es wird nur ein Trägersignal als Vergleich für die Sollwerte der drei Phasen benötigt. Die logische Operation liefert für jede Phase das Steuersignal des Transistors auf positiver Seite. Die Komplementärsignale, die Invertierung der Steuersignale der positiven Transistoren, dient als Ansteuerung der Transistoren auf der negativen Seite.

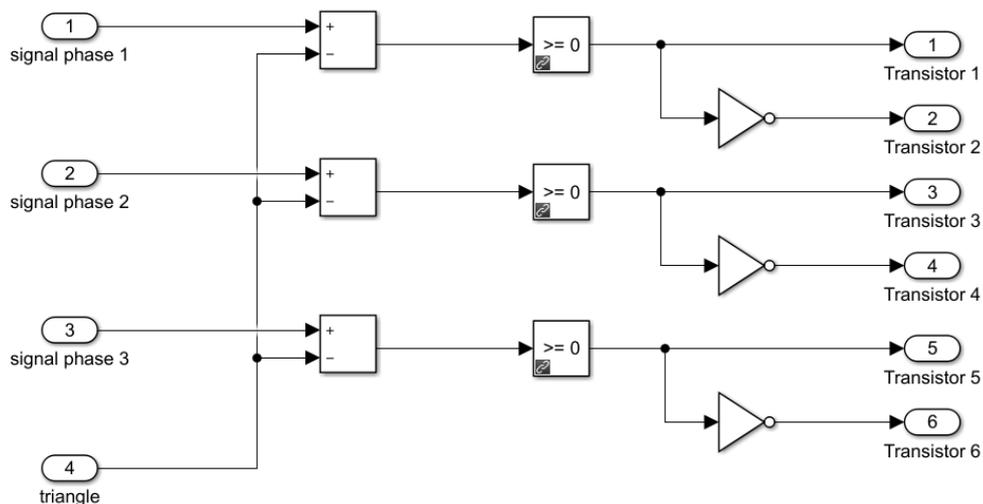


Abbildung 49 Simulationsmodell – PWM Generator

3.2.4 Sicherheits- und Messschaltung

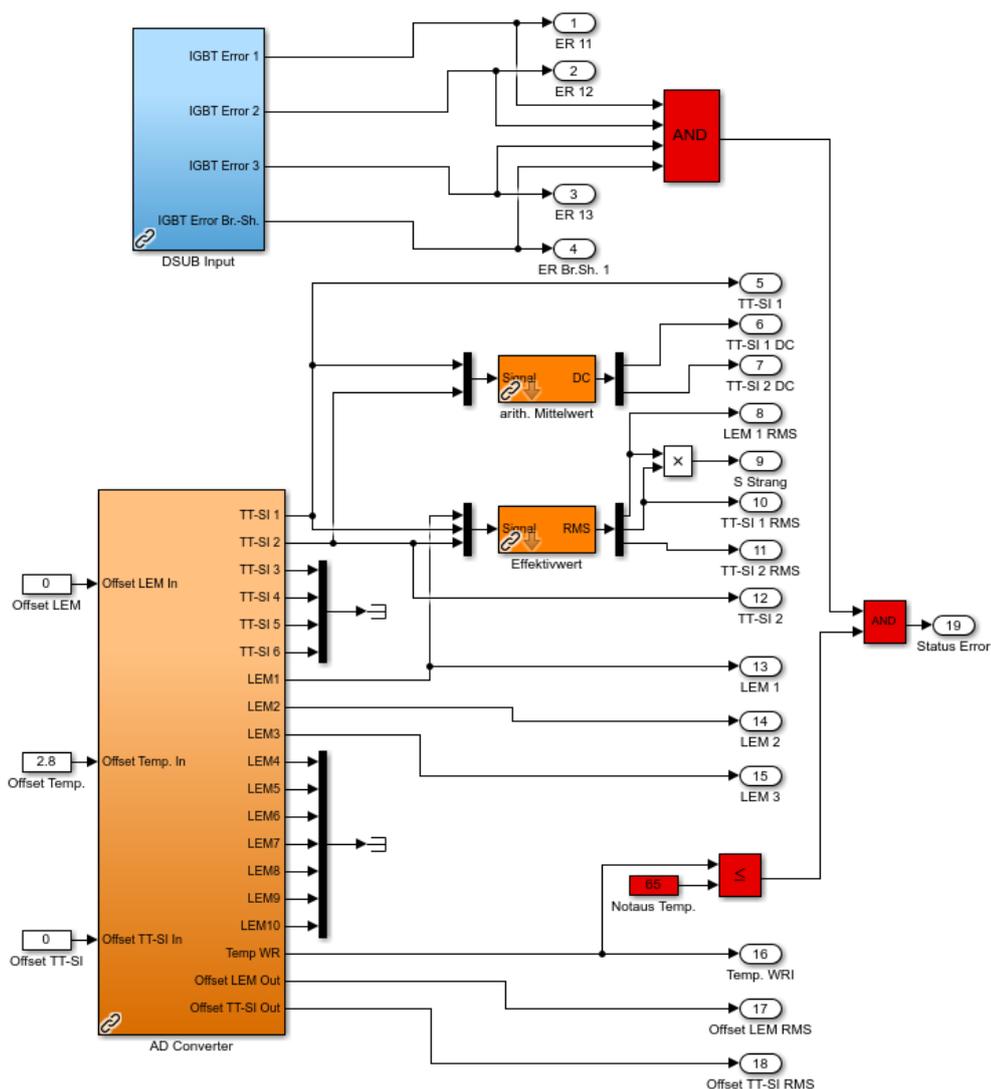


Abbildung 50 Simulationsmodell – Sicherheits- und Messschaltung

Abbildung 50 zeigt das Subsystem „Sicherheits- und Messschaltung“. [15, Kap. 3.2.1]

Die BNC-Ausgänge für die Error-Signale des PETS sind über die Pegelanpassung CMOS-TTL mit dem D-Sub-Input des Connector-Panels verbunden. Sie werden durch den blauen Block „DSUB Input“ in die Simulation eingespeist und miteinander über ein AND-Gatter verglichen. Damit ist gewährleistet, dass die Simulation die IGBTs ausschaltet, egal welches Error-Signal ausgelöst wurde.

Die Messsignale der Stromwandler sind über deren Signalweiterleitung mit den ADC-Eingängen verbunden. Auch der Temperatursensor des PETS ist an einem ADC-Eingang des Connector-Panels angeschlossen. Der Eingang und eine Aufbereitung der Messwerte finden im orangenen Block „AD Converter“ statt. Die kleinen weißen Ovale dienen als Ausgänge (Outport). Sie erscheinen als Ausgang eines Subsystems und können auch in

ControlDesk visualisiert werden. Messwerte oder auch Simulationsbestandteile wie z.B. Signale können so auf die Anzeigeeinstrumente in ControlDesk übertragen werden. Die kleinen weißen Rechtecke (Constant), im Bild z.B. an den Eingängen von „AD Converter“, stellen das Gegenteil dar. Sie können während der laufenden Simulation verändert werden und eignen sich deshalb auch zum Stellen der Parameter der Ansteuerungsmethoden. In ControlDesk werden sie mit Schaltern und Knöpfen verbunden, die sie dann mit neuen Werten überschreiben können. Mit dieser Methode werden auch die Parameter der Signalgeneratoren geändert und die Schalter betätigt, wie bereits in Kapitel 3.2.2.1 erwähnt.

Der Temperatursensor des PETS wird in den unteren zwei roten Blöcken mit einem Maximalwert verglichen. Dieser Vergleich führt zusammen mit dem Vergleich der Error-Signale in ein weiteres AND-Gatter, welches dann in einem Outport namens „Status Error“ resultiert. Der Outport dient als einer der Ausgänge des Subsystems „Sicherheits- und Messschaltung“. Er ist mit dem Schalterfeld aus *Abbildung 45 (S. 61)* verbunden und hat die höchste Priorität. In einem Fehlerfall werden alle IGBTs konsequent abgeschaltet.

3.2.5 Blocksteuerung

Einer der bereits vorbereiteten Blöcke ist die Block-Erzeugung. Darin werden die Steuersignale nach dem Verfahren der Blocksteuerung erzeugt. Unter *Abbildung 51 (S. 67)* ist die Schaltung des Subsystems „Block-Erzeugung“ zu finden.

Die Steuerung der drei Phasen erfolgt bei der Blocksteuerung über die symmetrische Veränderung der Blockbreite β pro Halbperiode. Durch den Vergleich berechneter Schnittpunkte der vorgegebenen Blockbreite mit einem Sinussignal werden die Blöcke erzeugt. Daraus ergeben sich die Steuersignale für die einzelnen IGBTs. Der Zweig für die Bildung der drei Sinussignale ist in *Abbildung 51 (S. 67)* orange dargestellt. In Blautönen erscheinen die Blöcke für den Phasenversatz. Dieser wird für die Bildung der Sinussignale noch zur zweiten und dritten Phase hinzuaddiert. In Gelb ist der Pfad der Blockbreite eingefärbt. Über Vergleichsoperatoren werden zusammen mit den drei Sinussignalen die Steuersignale der sechs Transistoren gebildet.

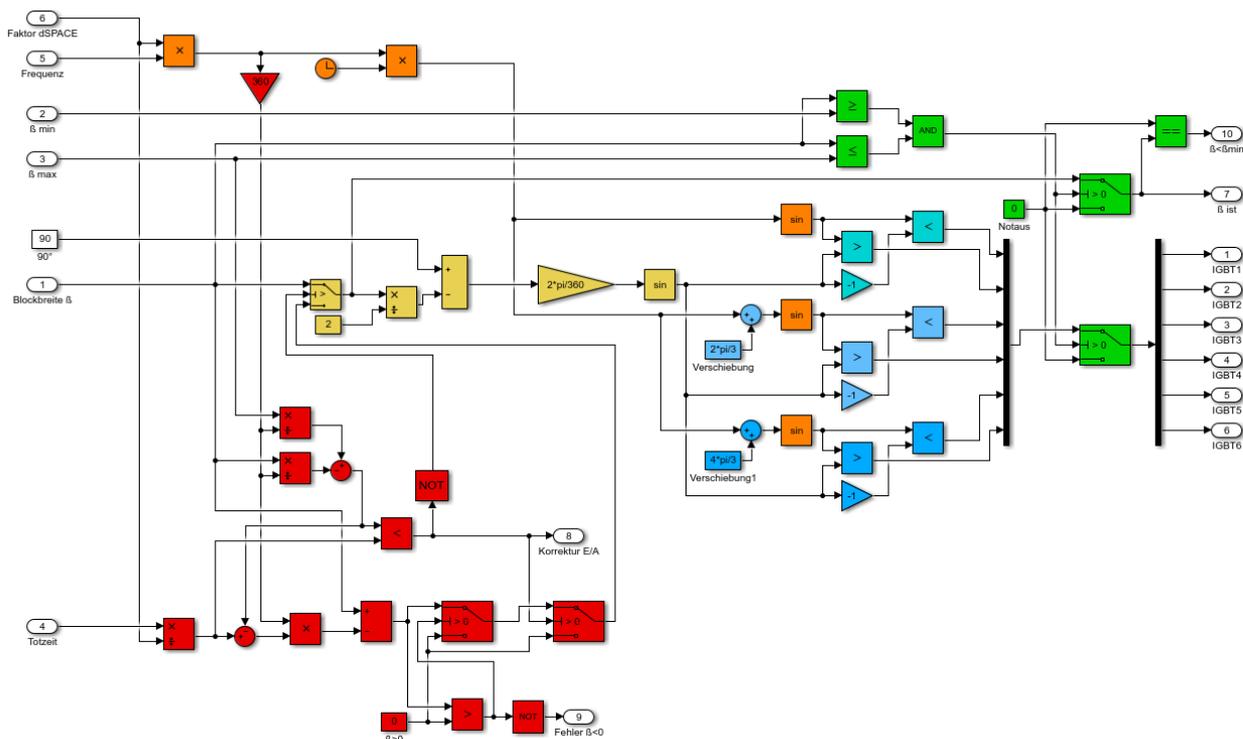


Abbildung 51 Simulationsmodell – Block-Erzeugung

Damit bei der Blocksteuerung auch die Totzeit eingehalten werden kann, wurde für diese Ansteuerungsart eine andere Methode verwendet. Daher erfolgt auch die Totzeiteinstellung in der Simulation für Blocksteuerung und Pulsweitenmodulation getrennt. Die Blöcke für die Totzeitberechnung der Blocksteuerung sind in der Abbildung rot eingefärbt. Sie greifen direkt in die eingestellte Impulsbreite des Blocks ein und verringern diese, falls sonst die Totzeit nicht mehr eingehalten werden kann. Erfolgt eine Korrektur, wird dies über die Variable „Korrektur E/A“ gemeldet. Über diesen Algorithmus wird auch die Blockbreite auf $0^\circ \leq \beta \leq 180^\circ$ begrenzt. [15, Kap. 3.2.1]

3.2.6 ControlDesk 6.4 – Digitale Bedien- und Messoberfläche

Wie schon in Kapitel 3.1.1.2 erwähnt, ist ControlDesk von dSPACE die Experimentiersoftware zur Steuergerätentwicklung. Sie wird zur Überwachung und Steuerung von Parametern der Simulation genutzt. Beispielsweise können damit die Amplituden und die Frequenzen der Signalgeneratoren verändert werden. Alle Parameter, die in Simulink als Konstanten definiert wurden, können mit ControlDesk im laufenden Betrieb neu beschrieben werden. Es ist aber auch möglich, Ausgangsgrößen zu visualisieren. Signale, die in Simulink mit einem Ausgang (Output) versehen sind, können über verschiedene Anzeigeelemente dargestellt werden. Nach dieser Art werden auch die Messsignale der Stromwandler visualisiert.

Wird das DS1103-Controller-Board mit einem Simulink-Modell programmiert, entsteht eine Datei mit einer Beschreibung der verwendeten Variablen. Diese Datei stellt die Verbindung zwischen ControlDesk und dem geladenen Simulink-Modell her. Sie wird durch das RTI in MATLAB generiert und ist anschließend auf dem MATLAB-Speicherpfad {C:/Benutzer/Anwender/Dokumente/MATLAB} mit der Endung „.sdf“ zu finden.

Die vorbereiteten Bedien- und Messoberflächen sind nach Start von ControlDesk über „File → Open → Project + Experiment“ und den in *Abbildung 52* dargestellten Pfad zu finden. Alternativ ist auch eine Abkürzung über „File → Recently Used → Steuerverfahren für B6-Wechselrichter“ möglich.

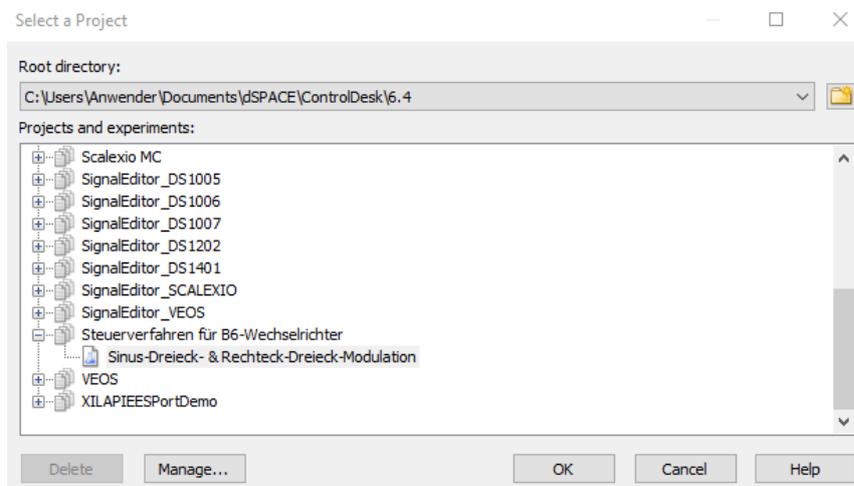


Abbildung 52 ControlDesk – Speicherpfad „Steuerverfahren für B6-Wechselrichter“

Ist das Projekt aufgerufen, muss es zunächst mit der dSPACE-Hardware verbunden werden (Siehe *Abbildung 53* (S. 69)). Dies geschieht über die Schaltfläche „Go Online“. Ist die Verbindung hergestellt, können Parameter bereits über ControlDesk beschrieben werden. Die Visualisierung der Messsignale (Outports) ist jedoch erst möglich, wenn über „Start Measuring“ die Messung gestartet wird. Um eine Verbindung zum DS1103 herzustellen, muss das auf dem DS1103 laufende Simulink-Modell mit der geladenen Variablendatei übereinstimmen. Sollte dies nicht der Fall sein, kann ControlDesk nicht mit dem Controller verbunden werden. Wurden nur kleine Neuerungen im Simulationsmodell vorgenommen und dabei die vorhandenen Variablen nicht verändert, kann die Variablendatei vor der Verbindung auch aktualisiert werden. Wie ebenfalls in der Abbildung zu sehen, können mit einem Rechtsklick auf „Plattform [...]“ auch neue „Variable Descriptions“ hinzugefügt werden.

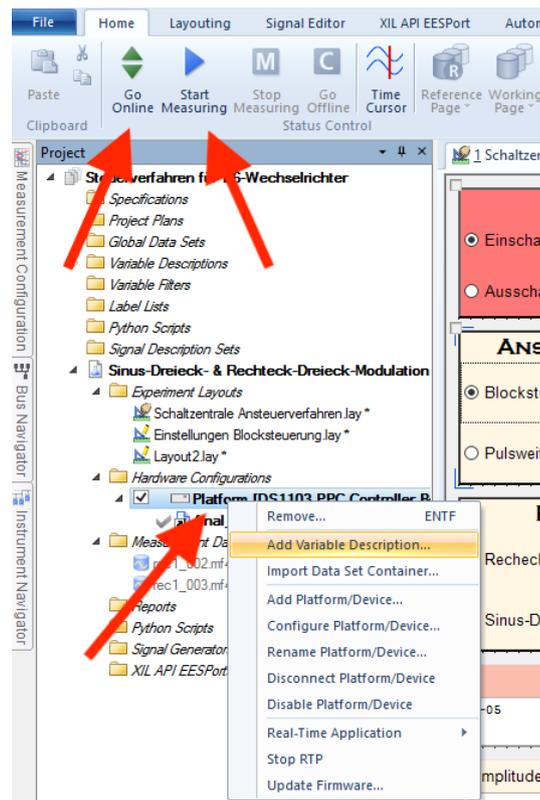


Abbildung 53 ControlDesk – Verbindung zum Controller Board

Ist die Verbindung zur dSPACE-Hardware hergestellt sind die Oberflächen mit ihren Bedien- und Anzeigeelementen freigeschaltet. Alles was hier eingestellt wird, ändert sich auch in der Simulation auf dem Controller Board und damit auch am PETS. Daher ist es besonders wichtig, die Simulink-Modelle schon bei der Erstellung vor fehlerhaften Eingaben zu schützen. Die Eingabewerte der Bedienelemente können auch in ControlDesk eingeschränkt werden, jedoch nicht ausreichend, um vor mutwilligen Falscheingaben zu schützen.

Das ControlDesk Projekt für die Ansteuerung eines B6-Wechselrichters ist aufgeteilt in drei Layouts. Eines dient als Zentrale für alle Steuerverfahren und zum Ein- und Ausschalten des Hauptschalters. Das zweite Layout ist speziell für die Blocksteuerung entwickelt, während das dritte Layout eine Übersicht über einige Messwerte der Stranggrößen gibt. Die Layouts werden im Folgenden näher betrachtet.

3.2.6.1 Schaltzentrale Ansteuerungsverfahren

Das erste und wichtigste Layout heißt „Schaltzentrale Ansteuerungsverfahren“. Es bietet neben dem Umschalten zwischen den Ansteuermethoden auch einen Hauptschalter und die Parametereinstellungen der Pulsweitenmodulationen. Außerdem sorgt ein großes Zeitdiagramm für eine übersichtliche Darstellung der Sollwert- und Trägersignale, und der PWM-Ansteuersignale für den ersten Brückenarm des Wechselrichters. Das Layout wird in *Abbildung 54* (S. 70) gezeigt.

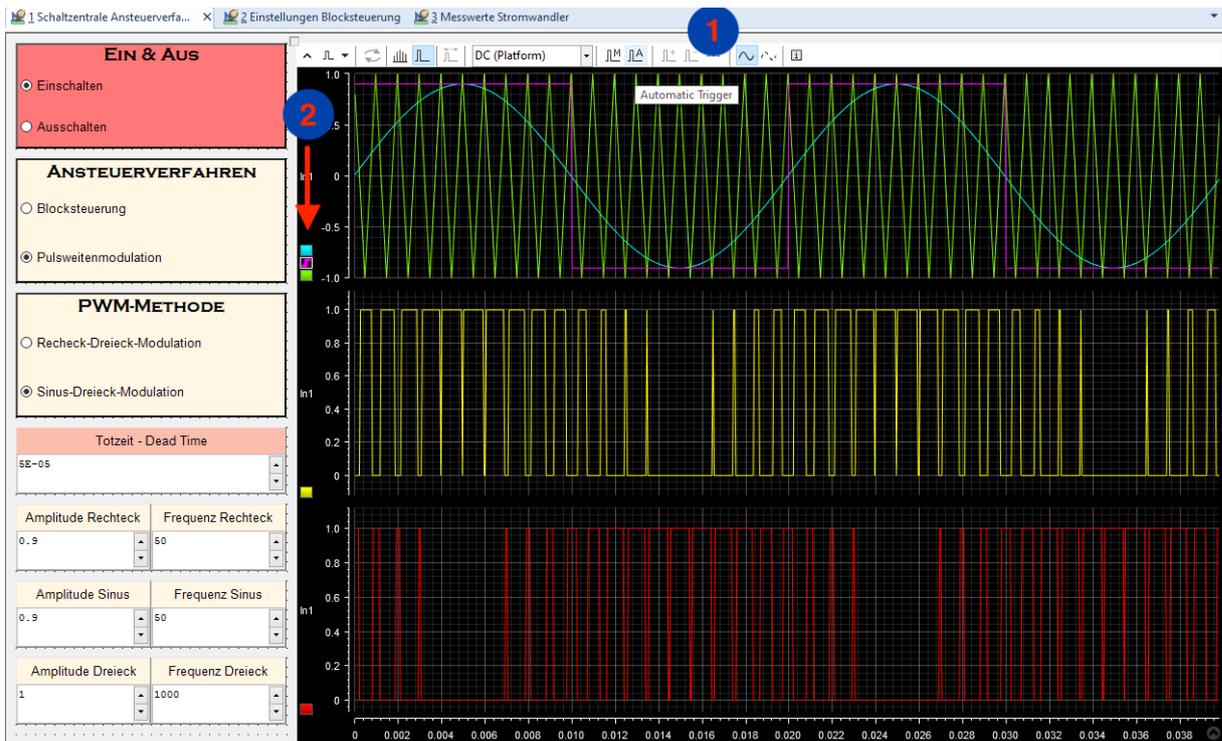


Abbildung 54 ControlDesk – Schaltzentrale Ansteuerverfahren

Der Hauptschalter für das gesamte Simulationsmodell ist auf der roten Fläche namens „Ein & Aus“ zu finden. Ein Klick auf „Ausschalten“ bewirkt, dass alle IGBTs das Signal „null“, bzw. dauerhaft abgeschaltet bleiben. Alle anderen Einstellungen sind in der Kette weiter hinten, somit kann nichts über diesen Hauptschalter hinweg die IGBTs zum Einschalten zwingen. Die Schaltfläche „Ansteuerverfahren“ ermöglicht das Umschalten zwischen den PWMs und der Blocksteuerung. Ist die Pulsweitenmodulation ausgewählt, können alle Parameter auf demselben Layout variiert werden. Die dritte Schaltfläche mit der Überschrift „PWM-Methode“ schaltet die Sollwertsignale vor dem PWM-Generator (siehe Kapitel 3.2.3) zwischen drei phasenverschobenen Rechteck- und drei Sinussignalen um.

Unterhalb der Schaltflächen befinden sich die Eingabefenster der Parameter für die Totzeit und für die Signalgeneratoren. Für jedes Signal können Amplitude und Frequenz verändert werden. Die Totzeit kann ebenfalls variiert werden. Dabei ist jedoch zu beachten, dass das dSPACE-System mit einer festen Simulationsschrittweite von $50 \mu\text{s}$ arbeitet und somit nur Totzeitwerte realisiert werden können, die ein ganzzahliges Vielfaches von $50 \mu\text{s}$ sind.

Einen Großteil des Fensters nimmt das Zeitdiagramm zur Überwachung der Pulsweitenmodulation ein. Im oberen Teil sind die Sollwertsignale und das Trägersignal abgebildet. Sie sind bewusst übereinandergelegt, sodass die Schaltzeitpunkte der Transistoren in den zwei Feldern darunter je nach der Modulationsart nachvollzogen werden können. Die zwei unteren Anzeigen entsprechen immer den Steuersignalen der IGBTs, auch bei Blocksteuerung. Im Bild mit einem roten Pfeil unterhalb der „2“ markiert sind die

Legendeneinträge für die angezeigten Signale. Ein Doppelklick auf eine dieser farbigen Flächen bewirkt die Ausblendung des entsprechenden Signals. Um das Fenster richtig zu formatieren, muss der Mauszeiger über bestimmten Bereichen „schweben“. Auf Höhe der „2“, also auf der y-Achse, kann die vertikale Ansicht verändert werden. Mit dem Mausekranz wird der Wertebereich vergrößert und verkleinert, „Drag and Drop“ verschiebt die Anzeige vertikal. Schwebt der Mauszeiger über der x-Achse, bzw. über den Kurven, kann der Definitionsbereich bearbeitet werden. Hier ist vor allem das Verschieben entlang der x-Achse über „Drag and Drop“ relevant.

Der Definitionsbereich wird vorrangig über den Trigger eingestellt, in *Abbildung 54* (S. 70) sind das die Schaltflächen unterhalb der roten „1“. Wurde das ControlDesk Projekt zum ersten Mal gestartet, kann es vorkommen, dass im Zeitdiagramm keine Funktionen angezeigt werden. Nachdem sichergestellt ist, dass ControlDesk mit dem Controller Board verbunden ist („Go Online, Start Measuring“), muss ein Trigger eingestellt werden. Über „Automatic Trigger“ sucht ControlDesk selbstständig nach der jeweiligen Triggereinstellung, standardmäßig nach einer steigenden Flanke. Als Triggersignal dient das angewählte Signal in der Legende. Über die Schaltfläche neben „Automatic Trigger“ wird eingestellt, wie viele Perioden des getriggerten Signals auf dem Zeitdiagramm abgebildet werden sollen. Für die Einstellung in der *Abbildung* sollte also bestenfalls eines der niederfrequenten Sollwertsignale als Triggersignal ausgewählt, und über zwei Perioden aufgezeichnet werden.

3.2.6.2 *Einstellungen Blocksteuerung*

Für die Ansteuerungsmethode der Blocksteuerung dient das zweite Layout. Es wurde bereits zur Entwicklung des Versuchsstandes aufgebaut und funktioniert nach einem etwas anderen Prinzip als die Schaltzentrale. In *Abbildung 55* (S. 72) ist das Layout „Einstellungen Blocksteuerung“ dargestellt.

Hier kommen die Variablen zur Überwachung der Blocksteuerung (siehe Kapitel 3.2.5) und zur Überwachung und Messwertausgabe der Sicherheits- und Messschaltung (siehe Kapitel 3.2.4) zum Einsatz. In der linken oberen Ecke ist eine Einrichtung zur Überwachung des Error-Status und der Temperatur des Wechselrichters zu finden. Ist alles in Ordnung, leuchten die virtuellen LEDs grün. Sollte eine LED rot aufleuchten, liegt ein Fehler vor und die IGBTs schalten ab. In so einem Fall muss das PETS über die Unterbrechung der Steuerspannung neu gestartet werden. [15, Kap. 3.2.2]

Im Simulink-Modell sind neben den Stromwandlern auch mehrere Anschlüsse für Differentialtastköpfe vorgesehen. Diese werden bei aktuellem Entwicklungsstand des Versuchsstandes mit einem Oszilloskop verbunden. Trotzdem ist über die dafür vorgesehenen Eingänge eine Kompensation des Nullpunktfehlers sowohl für die Stromwandler als auch für die Differentialtastköpfe vorbereitet. Es werden Mittelwerte der

Fehler aller angeschlossenen Messwandler gebildet. Für die Stromwandler kann dieser über die „Offset“-Schaltfläche unter „Abweichung LEM“ manuell abgeglichen werden. (siehe Abbildung 55) Die Differentialastköpfe haben für ihren Nullpunktfehler eine identische Schaltfläche rechts daneben. Sind die Nullpunktfehler abgeglichen, kann auch mit den Messwerten im Feld darunter gearbeitet werden. Für den Offset-Wert des Temperatursensors ist keine Anpassung notwendig. (Spannungswerte in der Abbildung falsch, da die Tastköpfe nicht am Connector-Panel angeschlossen waren) [15, Kap. 3.2.2]



Abbildung 55 ControlDesk – Einstellungen Blocksteuerung

Unterhalb der Statusfelder ist eine analoge Anzeige zur Überwachung der drei Strangströme zu finden. Darunter befindet sich ein weiteres Zeitdiagramm, welches das Steuersignal des ersten IGBT anzeigt. Das Herzstück für die Einstellung der Blocksteuerung findet sich jedoch in der Mitte des Layouts unter „Istwert Blockbreite β “. Hier können alle relevanten Einstellungen zur Ansteuerungsmethode getätigt werden. Wird „ β Wunsch ($^\circ$)“ verändert, dann die Entwicklung des Steuersignals direkt im Zeitdiagramm verfolgt werden. Über den roten STOP-Button unten rechts, wird die Blockbreite auf 0° gestellt. Nach diesem Prinzip funktionieren bei der Blocksteuerung alle Schutzmechanismen. [15, Kap. 3.2.2]

3.2.6.3 Messwerte Stromwandler

Das dritte Layout ist weniger relevant für die Versuchsdurchführung und bietet vor allem Übersicht über die Messwerte. Wie in *Abbildung 56* zu sehen, besteht das Layout aus zwei Zeitdiagrammen, die Messwerte der Stromwandler und der Differentialastköpfe anzeigen. Da die Differentialastköpfe nicht angeschlossen sind, erscheint im oberen Diagramm kein relevanter Spannungs-Zeitverlauf. Die Spannungsverläufe im unteren Diagramm entsprechen den Messwerten der Stromwandler. Sie werden im Versuch am Oszilloskop angezeigt. Ein Vergleich der zwei Messmethoden beweist die korrekte Funktionsweise der Stromwandler.

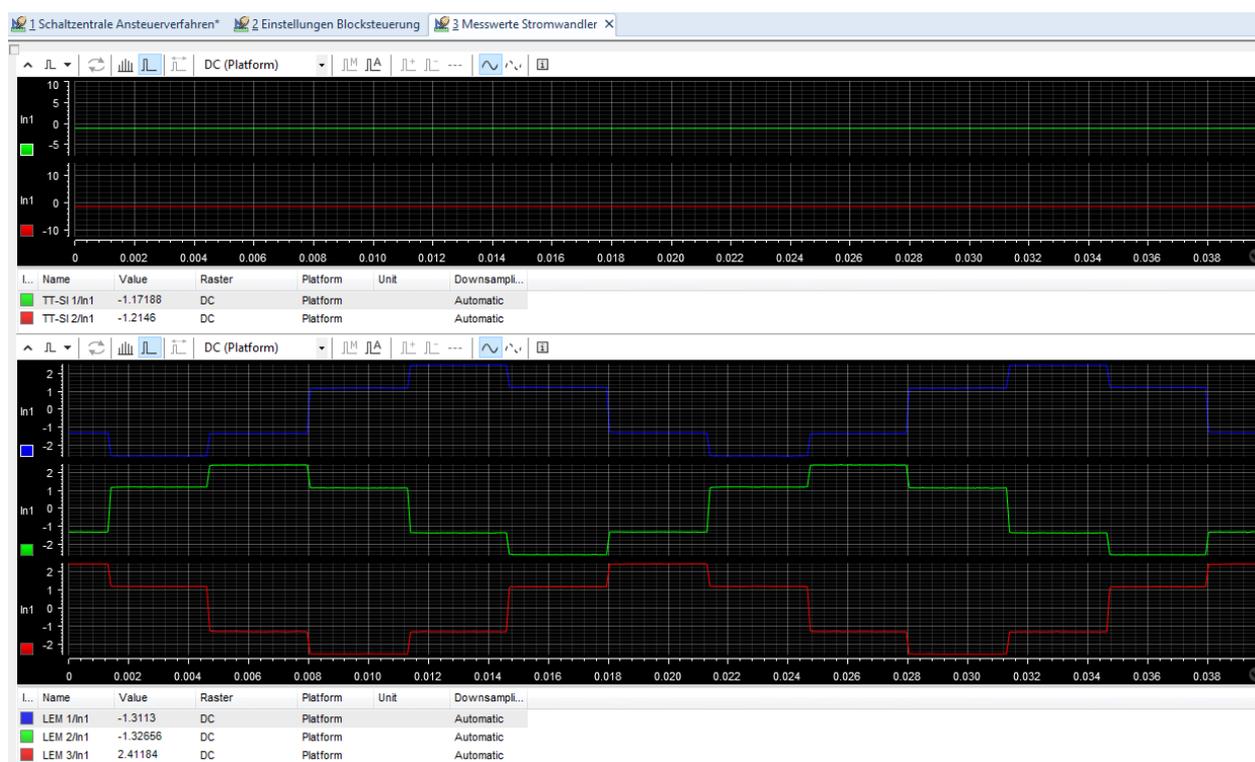


Abbildung 56 ControlDesk – Messwerte Stromwandler

In diesem Layout werden die Ausbaumöglichkeiten der Anwendung deutlich. Während ein Oszilloskop meist auf vier Kanäle beschränkt ist, ist es mit ControlDesk problemlos möglich sich viele Signale gleichzeitig auf einem Bildschirm übersichtlich abbilden zu lassen. Umfangreiche Versuchsaufbauten sind mit wesentlich geringerem Messaufwand zu bewältigen. Vor allem werden, wie Eingangs schon in Kapitel 3.1.1.2 erwähnt, viele verschiedene Spezialwerkzeuge nicht benötigt, da ControlDesk alles virtuell zusammenfasst. Viele Arbeitsschritte benötigen nunmehr ein Programm.

4 Versuch – Ansteuerung eines B6-Wechselrichters

4.1 Versuchsbeschreibung

Nach Einschalten des dSPACE-Systems, der Messeinrichtungen und dem Start von ControlDesk kann mit der Versuchsdurchführung begonnen werden. Ziel ist es, verschiedene Ansteuerungsmethoden für einen selbstgeführten B6-Wechselrichter kennenzulernen und währenddessen die Ausgangsgrößen zu analysieren. Als Last dient ein dreiphasiger ohmscher Verbraucher. Die Zeitverläufe der Stranggrößen werden mit einem Oszilloskop überwacht, Messungen sind mit dem Frequenzanalysator Fluke 41 durchzuführen.

Es sind folgende Stranggrößen zu messen:

- Spannungseffektivwert (U_{RMS}) \tilde{U} [V]
- Spannungsscheitelwert (U_{PK}) \hat{U} [V]
- Scheinleistung S [VA]
- Klirrfaktor (THDR) \tilde{I}_h/\tilde{I} [%]
- Crestfaktor (CF) \hat{I}/\tilde{I}

Um die korrekte Funktionsweise des Versuchsstandes festzustellen, soll zunächst ein Wechselrichter im Simulationstool Portunus betrachtet werden. Die Simulationsergebnisse werden anschließend mit den Ausgangsgrößen des PETS verglichen. Als Ansteuerungsmethode für diesen Vergleich dient die Blocksteuerung. Sie eignet sich besonders gut, da bei ohmscher Last gut vergleichbare, charakteristische Verläufe auftreten. Nachfolgende Messungen werden jeweils für die Blockbreiten 90° , 120° , 150° und 180° durchgeführt.

Für vergleichbare Messungen muss der Widerstand eines Strangs des dreiphasigen Verbrauchers am Versuchsstand gemessen werden. Dieser darf während der Messungen nicht mehr verändert werden! Der gemessene Wert wird dann in Portunus für die Lastwiderstände eingesetzt. Die zugrundeliegenden Messwerte im folgenden Kapitel sind bei einem Widerstandswert von $R_{Strang,Last} = 3,5\Omega$ gemessen worden.

Im zweiten Teil des Praktikums sollen die Pulsweitenmodulationen untersucht werden. Dafür wird das dSPACE-System zunächst auf die Rechteck-Dreieck-Modulation umgeschaltet. Für die erste Messung werden die Amplituden des Rechteck- und des Dreiecksignals so eingestellt, dass eine Aussteuerung $c = 1$ zustande kommt. Ist die Aussteuerung korrekt eingestellt, wird anschließend die benötigte Frequenz des

Dreiecksignals ausgewählt. Die Frequenz des Sollwertsignals bleibt für die Messungen bei 50Hz. Sollwert- und Trägersignal werden zusammen mit den Schaltfunktionen der ersten zwei Transistoren zur Überprüfung in ControlDesk angezeigt. Sind alle Messungen mit den gewünschten Frequenzverhältnissen durchgeführt, wird die Aussteuerung für die nächsten Messreihen angepasst. Wenn alle Messreihen der Rechteck-Dreieck-Modulation aufgenommen sind, muss auf die Sinus-Dreieck-Modulation umgeschaltet werden. Folglich werden die Messungen nach dem gleichen Schema erneut durchgeführt.

Es sind für beide Modulationsarten je acht Messreihen aufzunehmen. Die Messungen erfolgen nach dem Schema:

- $c = 1$ - $\lambda = 5$ / $\lambda = 20$
- $c = 0,9$ - $\lambda = 5$ / $\lambda = 20$ / $\lambda = 50$
- $c = 0,5$ - $\lambda = 5$ / $\lambda = 20$ / $\lambda = 50$

Die benötigte Frequenz für das Dreiecksignal kann für jeden gewünschten λ -Wert mit der Gleichung (2.8) berechnet werden. Für die Aussteuerung c , bzw. für die Berechnung der Amplitude des Sollwertsignals, wird Gleichung (2.9) eingesetzt. Beide Gleichungen sind in Kapitel 2.4.3 (S. 40) zu finden.

4.2 Auswertung

4.2.1 Blocksteuerung – Effektivwert und Scheitelwert

Die Effektivwerte und Scheitelwerte für die Strangspannung U_{L1} bei ohmscher Last und aus der Simulation mit Portunus sind in *Abbildung 57 (S. 76)* dargestellt. Der Scheitelwert bei der Blocksteuerung ist für die Blockbreiten von 90° bis 120° fast konstant, steigt anschließend stark bis auf 150° und bleibt bis 180° wieder auf einem ähnlichen Niveau. Die Trendlinie nach dem Polynom 3. Grades ergibt bei etwa 105° das globale Minimum und das globale Maximum bei ca. 165° . Der Scheitelwert der Simulation ist im globalen Minimum etwas niedriger und verläuft anschließend wieder nahezu parallel.

Die Effektivwerte für die ohmsche Last und die Simulation weichen noch weniger voneinander ab. Sie steigen zunächst von 90° stark an. Ab 120° verläuft die Steigung beinahe linear, aber etwas weniger stark.

Die Legendeneinträge kennzeichnen die Quelle der Messwerte. „PETS“ steht für das Wechselrichtersystem im Versuchsstand und verdeutlicht die Messung unter realen Bedingungen. „Portunus“ ist ein Simulationsprogramm, mit dem die Vergleichsmessungen durchgeführt wurden.

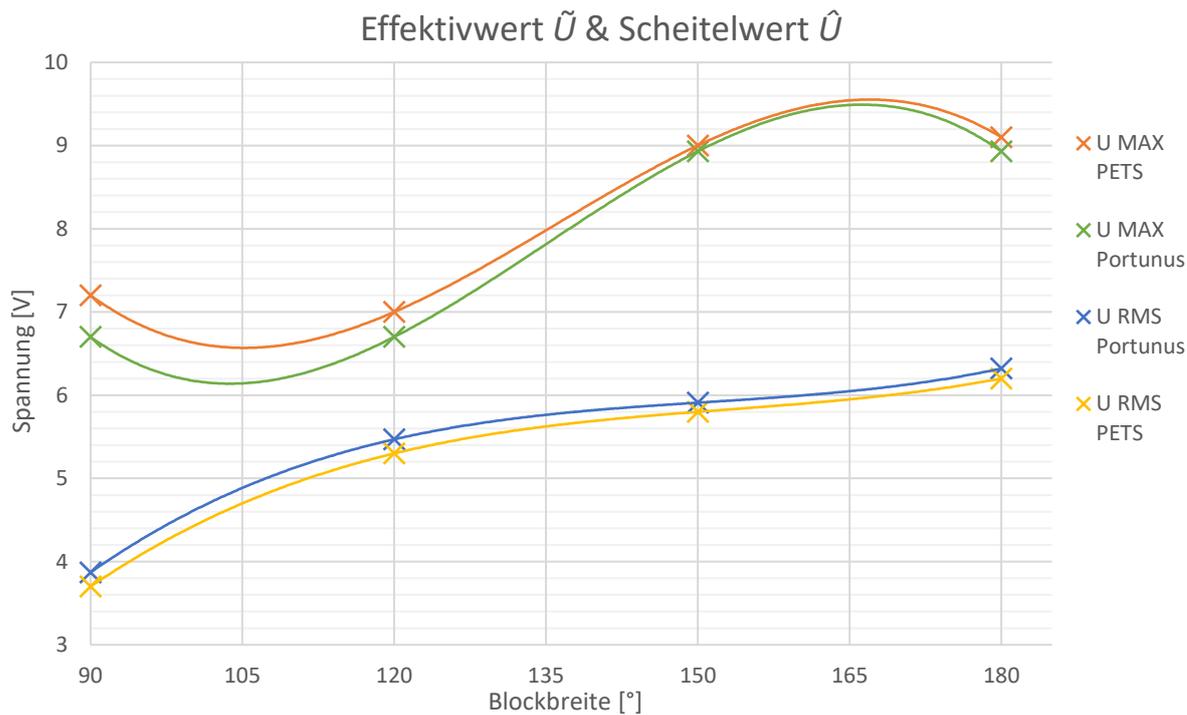


Abbildung 57 Blocksteuerung – Effektiv- und Scheitelwert

4.2.2 Blocksteuerung – Scheinleistung

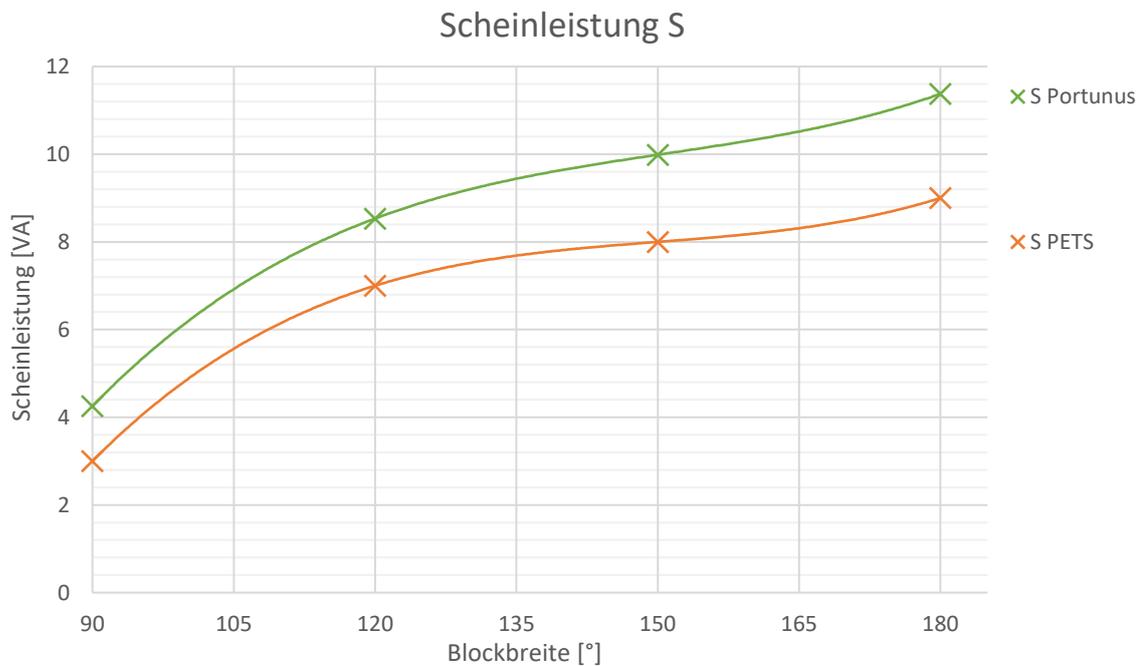


Abbildung 58 Blocksteuerung – Scheinleistung

Die Verläufe der Scheinleistung nach *Abbildung 58* (S. 76) liegen nahezu parallel zueinander und ähneln den Effektivwertverläufen. Von 90° bis 120° steigen sie stark an, danach nimmt die Steigung ab. Ab 150° nimmt die Steigung wieder etwas zu. Der Verlauf der Simulation liegt insgesamt leicht über dem Verlauf der ohmschen Last und steigt bis 180° Blockbreite noch etwas höher.

4.2.3 Blocksteuerung – Klirrfaktor

Der Wert THD_R wird Klirrfaktor genannt und gibt das Verhältnis des Effektivwerts der Oberschwingungen zum Effektivwert des Gesamtsignals an. Die Qualität des Stromverlaufs ist hierfür interessanter, da dieser durch das induktive Verhalten der Last besser geglättet wird als der Spannungsverlauf. Eine hohe Wechselstromqualität ist vor allem für die Ansteuerung von Drehstrommaschinen wichtig.

Es ergeben sich zwischen Simulation und realen Bedingungen nach *Abbildung 59* wieder sehr ähnliche Verläufe. Nach der Parabelform fallen sie mit steigender Blockbreite bis auf ein Minimum bei etwa 150° und steigen bis 180° wieder leicht an. Der Simulationsverlauf startet dabei auf einem höheren Wert, fällt stärker, hat sein Minimum kurz vorher und steigt bis 180° minimal weniger als der Verlauf mit ohmscher Last.

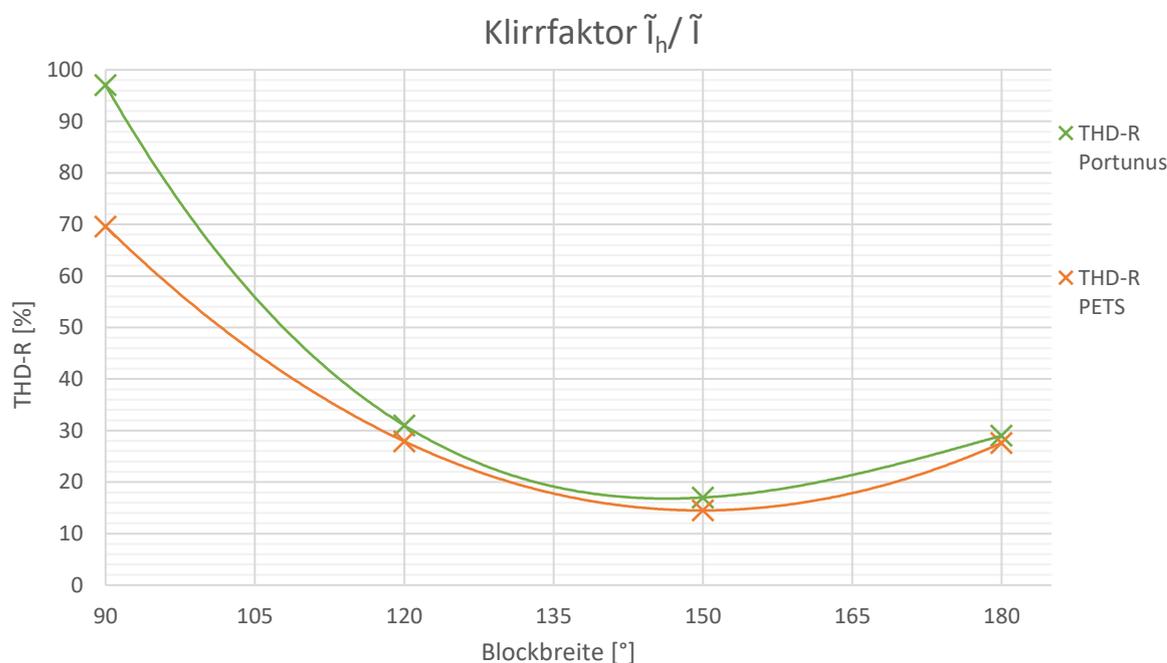


Abbildung 59 Blocksteuerung – Klirrfaktor

4.2.4 Blocksteuerung – Crestfaktor

Da der Crestfaktor (CF) ein weiteres Merkmal für die Qualität eines Werteverlaufs ist, sollte dieser ebenfalls aus dem Stromverlauf gemessen werden. Es ergeben sich nach *Abbildung 60* erneut ähnliche Verläufe, die sich jedoch mehr als bei anderen Messungen voneinander unterscheiden. Für eine Blockbreite von 90° starten beide Verläufe mit dem höchsten Wert der Messungen. Dieser sinkt bis ca. 120° stark und bildet dort ein Minimum. Das Minimum der Portunus Simulation tritt laut Trendlinie nach Polynom 3. Grades kurz vor 120° Blockbreite auf und liegt dabei deutlich unter dem Minimum bei ohmscher Last. Bis 150° Blockbreite steigen beide Verläufe wieder auf einen nahezu identischen Wert. Der CF-Wert für 180° Blockbreite liegt wiederum niedriger, weshalb sich für beide Verläufe bei etwa 165° ein Maximum bildet.

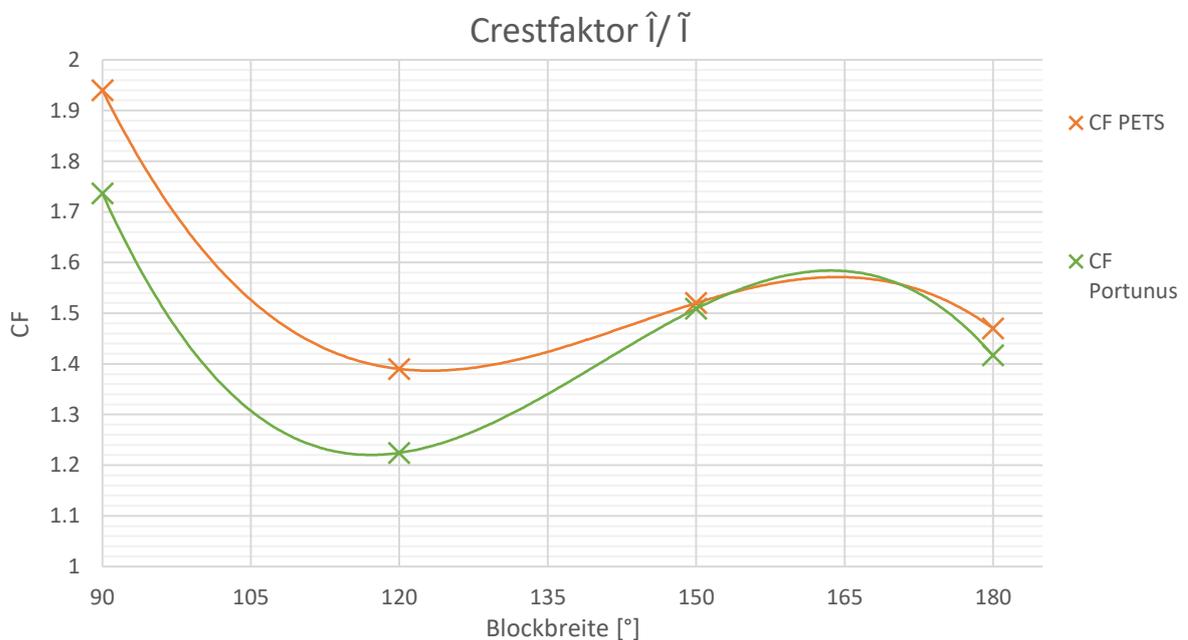


Abbildung 60 Blocksteuerung – Crestfaktor

4.2.5 PWM – Effektivwert

Der Effektivwert für die Pulsweitenmodulationen ist in *Abbildung 61* (S.79) aufgezeigt. Die Legendeneinträge in den Diagrammen sind systematisch beschriftet. „Rechteck“ steht dabei für die Rechteck-Dreieck-Modulation, „Sinus“ steht für die Sinus-Dreieck-Modulation. Der Dezimalwert dahinter entspricht der Aussteuerung. Beispielsweise bedeutet der Legendeneintrag „U RMS Rechteck 0.9“: „Effektivwert der Spannung U_{L1} bei Rechteck-Dreieck-Modulation mit einer Aussteuerung $c = 0,9$ “. Ein Messwert für $\lambda = 50$ konnte nicht aufgenommen werden, da sich mit den eingestellten Parametern kein Stromfluss mehr bilden kann. Dafür steht der Messwert $\lambda = 40$, mit dem die Trendlinie an passenden Stellen erweitert werden kann.

Der Effektivwert aller PWMs sinkt linear mit steigendem λ . Für die Rechteck-Dreieck-Modulation bei Aussteuerung $c = 0,9$ nimmt die Steigung über den Verlauf hinweg etwas zu. Bei der Sinus-Dreieck-Modulation mit einer Aussteuerung $c = 0,5$ sinkt die Steigung ein wenig. Die effektiv nutzbare Spannung ist nach Rechteck-Dreieck-Modulation am höchsten und sinkt immer weiter, je größer das Verhältnis der Träger- zur Grundfrequenz wird.

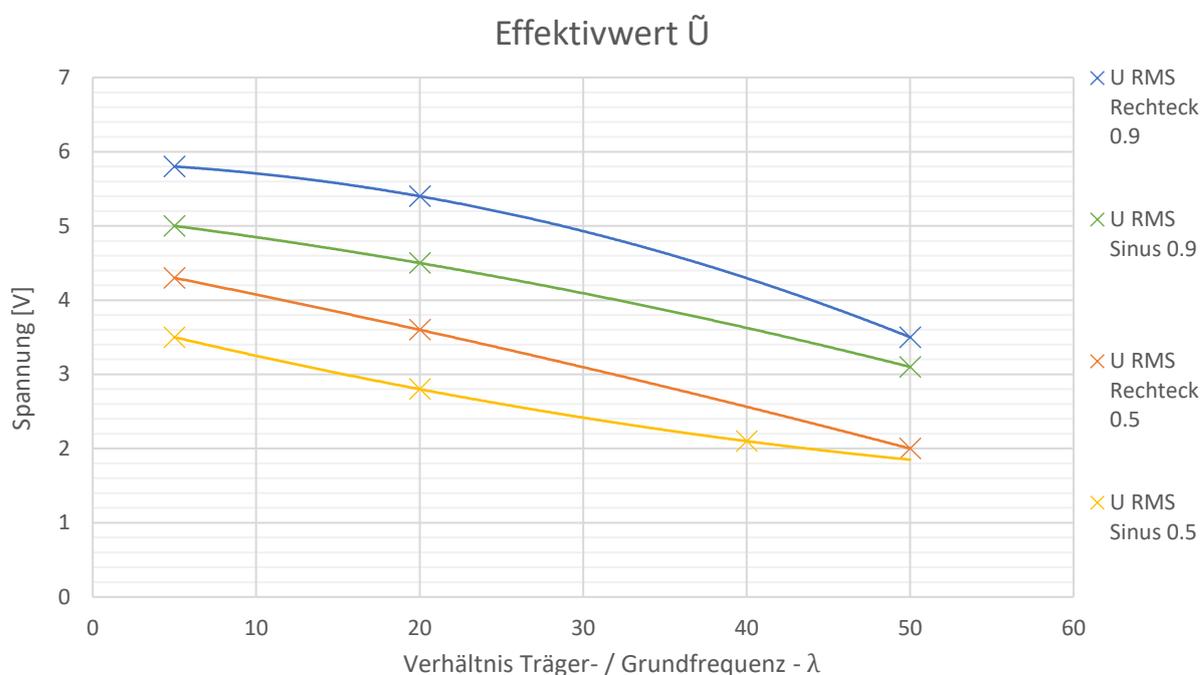


Abbildung 61 PWM – Effektivwert

4.2.6 PWM – Scheitelwert

Die Verläufe für den Scheitelwert mit PWM-Methode, zu sehen in *Abbildung 62* (S. 80), sinken bei einer Aussteuerung $c = 0,9$ stetig. Die Ausgangsspannung nach Sinus-Dreieck-Modulation nimmt linear ab, nach Rechteck-Dreieck-Modulation sinkt sie leicht exponentiell. Bei der Aussteuerung $c = 0,5$ ergeben sich parabelförmige Verläufe. Die Spannungen sinken bis auf ein Minimum und steigen anschließend wieder. Die Minima liegen mit der Rechteck-Dreieck-Modulation bei ca. $\lambda = 37$ und mit Sinus-Dreieck-Modulation bei etwa $\lambda = 23$.

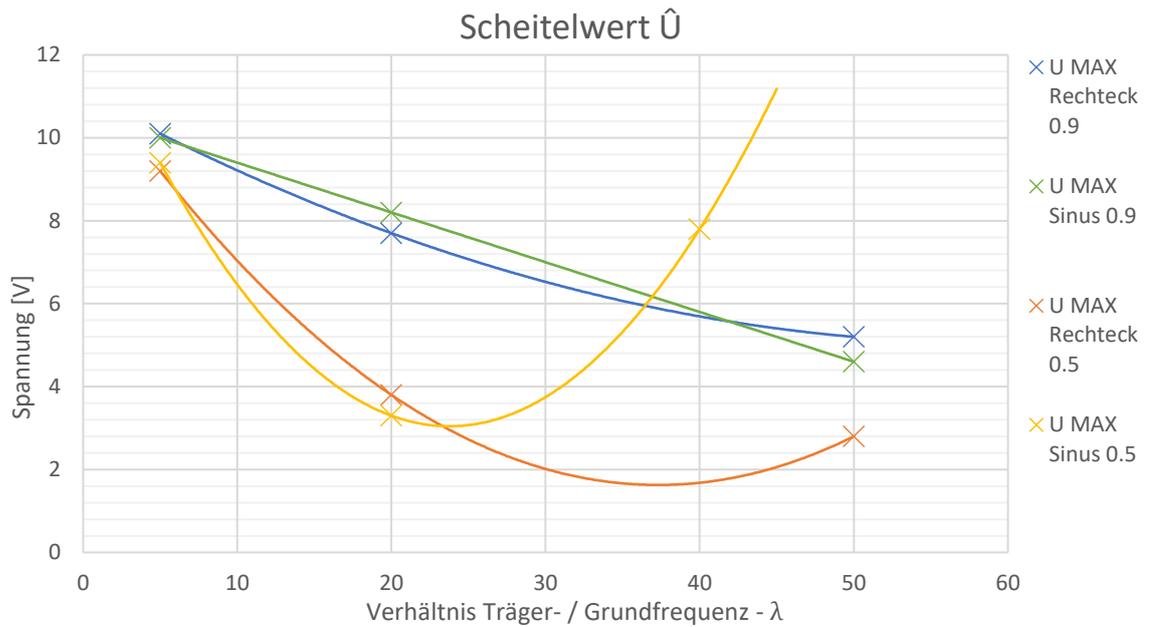


Abbildung 62 PWM – Scheitelwert

4.2.7 PWM – Scheinleistung

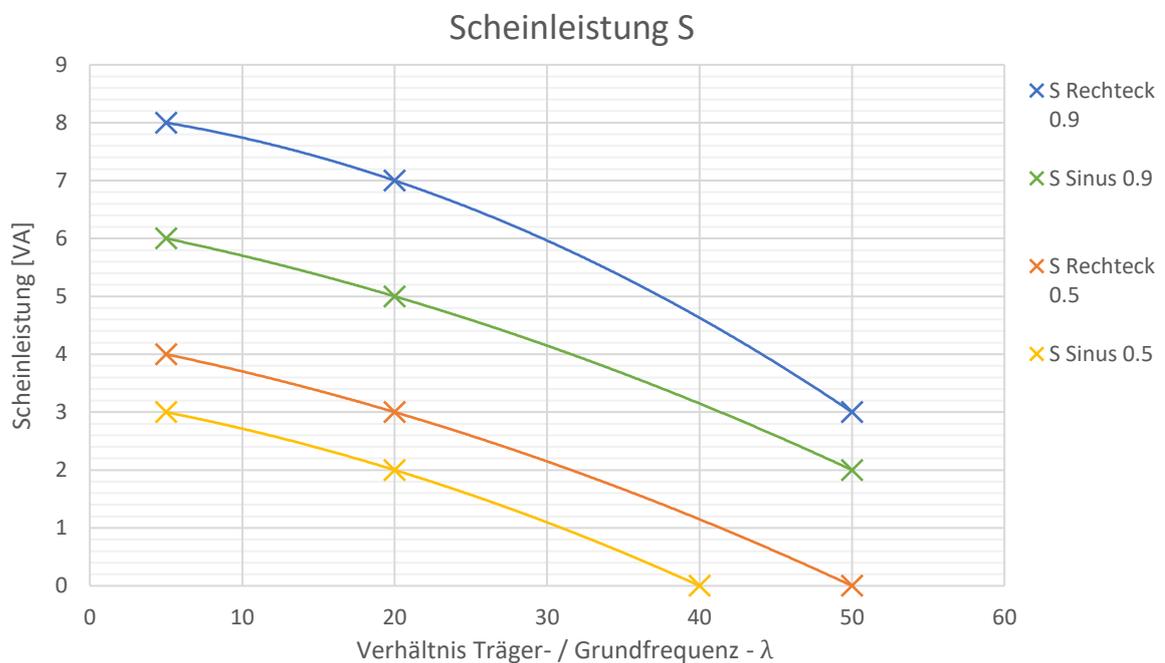


Abbildung 63 PWM – Scheinleistung

In *Abbildung 63* sind die Verläufe der umgesetzten Scheinleistung aufgezeigt. Sie sinken stetig, wobei mit größerem λ auch die Steigung leicht zunimmt. Alle Verläufe verhalten sich

sehr ähnlich und liegen nahezu parallel zueinander. Bei Rechteck-Dreieck-Modulation mit Aussteuerung $c = 0,9$ sinkt ab $\lambda = 20$ der Graph noch stärker. Mit der Sinus-Dreieck-Modulation konnte bei der Aussteuerung $c = 0,5$ und einem Verhältnis $\lambda = 40$ bereits keine Scheinleistung mehr gemessen werden.

4.2.8 PWM – Klirrfaktor

Die Verläufe für den Klirrfaktor unterscheiden sich wesentlich stärker als bisher betrachtete. Eine Gemeinsamkeit ist, dass alle vier Graphen mit den jeweils höchsten Funktionswerten der Messreihe starten. Sie sind in *Abbildung 64* zu finden.

Beide Verläufe für die Aussteuerung $c = 0,9$ sinken weniger stark als bei geringerer Aussteuerung. Der Klirrfaktor der Sinus-Dreieck-Modulation sinkt dabei stetig bis auf den geringsten gemessenen Wert bei $\lambda = 50$. Für die Rechteck-Dreieck-Modulation ergibt sich bei etwa $\lambda = 35$ ein Minimum. Die Steigung und der vorherige Abfall sind jedoch sehr gering, die Funktionswerte liegen nicht weit auseinander.

Für eine Aussteuerung $c = 0,5$ ergeben sich hingegen wesentlich höhere Steigungen bei parabelförmigen Verläufen. Das Minimum für die Sinus-Dreieck-Modulation liegt ca. bei $\lambda = 30$, für die Rechteck-Dreieck-Modulation etwas dahinter bei $\lambda = 36$. Die Steigungen sind bei der Sinus-Dreieck-Modulation am größten.

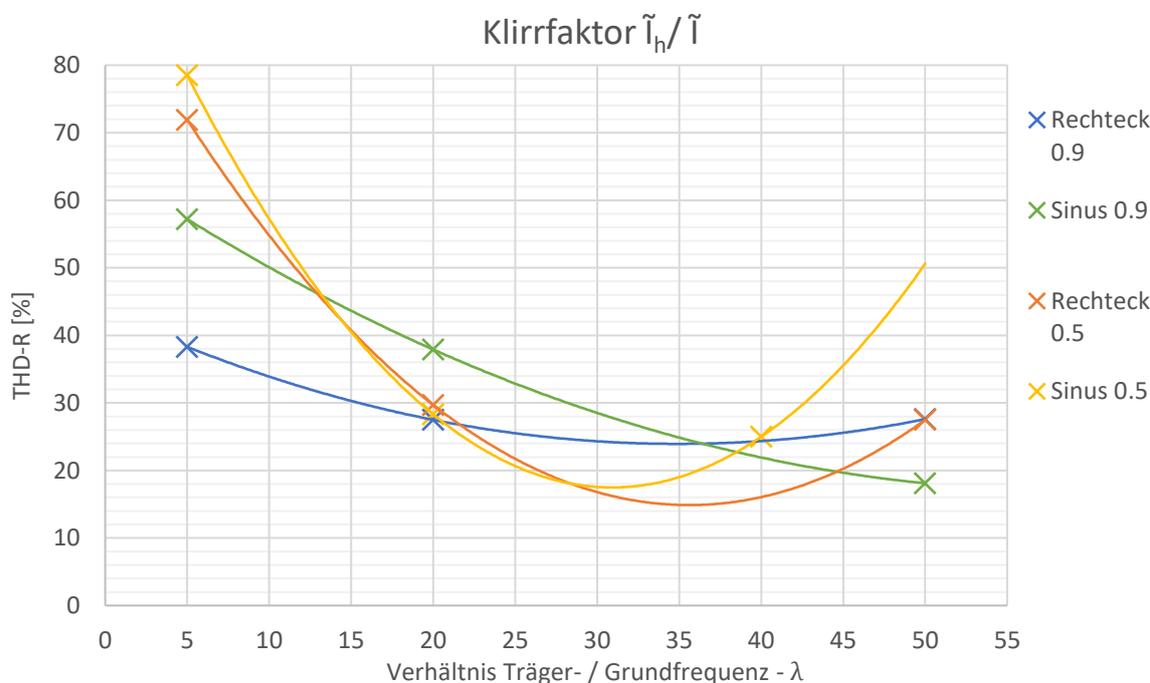


Abbildung 64 PWM – Klirrfaktor

4.2.9 PWM – Crestfaktor

In *Abbildung 65* ist der Graph für den Crestfaktor der PWM-Messreihen zu finden. Die Verläufe ähneln jeweils stark den Klirrfaktorverläufen aus dem vorhergehenden Kapitel. Der CF der Sinus-Dreieck-Modulation einer Aussteuerung $c = 0,9$ sinkt linear. Die Rechteck-Dreieck-Modulation bringt erneut einen parabelförmigen Verlauf sehr geringer Steigung hervor. Das Minimum liegt bei etwa $\lambda = 32$. Für die Aussteuerung $c = 0,5$ bei Sinus-Dreieck-Modulation bildet sich erneut ein parabelförmiger Verlauf mit großer Steigung. Das Minimum liegt leicht vor dem des Klirrfaktors bei ca. $\lambda = 27$. Der Crestfaktorverlauf der Rechteck-Dreieck-Modulation kann nicht mit einer Trendlinie approximiert werden, da die Werte sonst geringer als eins werden. Da der Crestfaktor physikalisch bedingt nicht geringer als 1 werden kann, kann eine Trendlinie nicht unterhalb dieses Wertes gezeichnet werden. Somit steigt der Verlauf nach Rechteck-Dreieck-Modulation ab $\lambda = 23$ wieder.

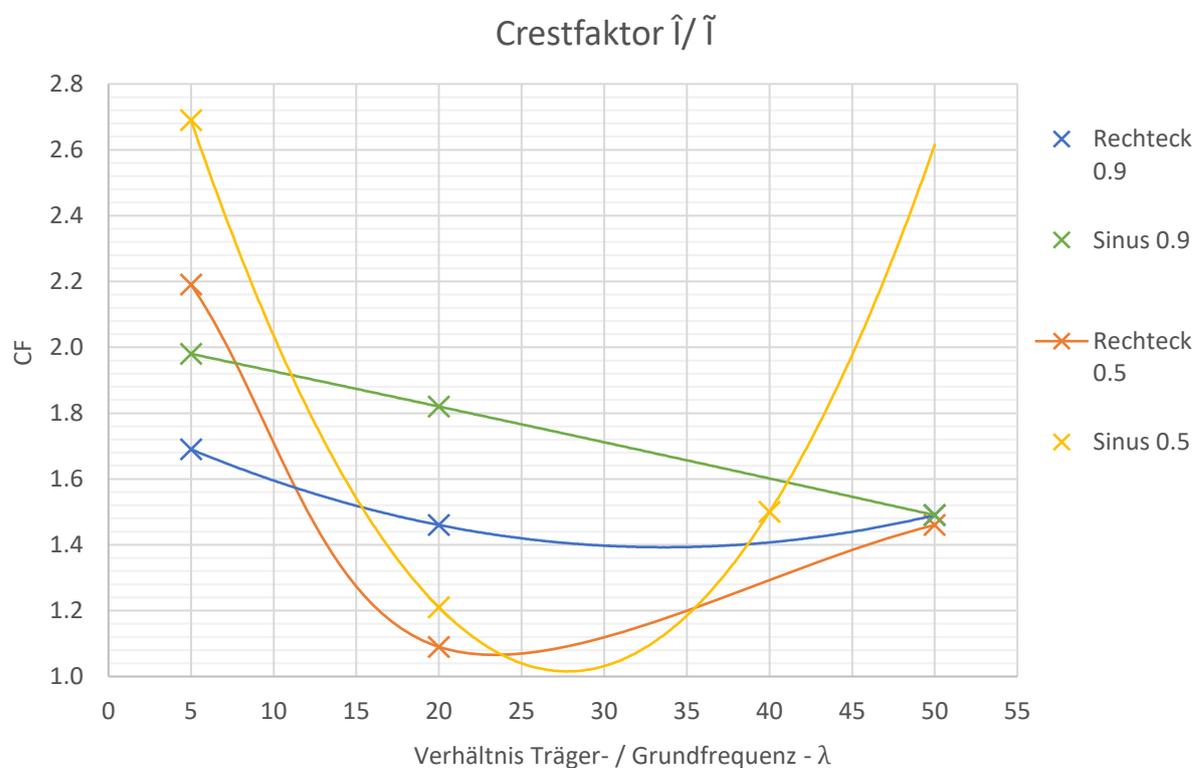


Abbildung 65 PWM – Crestfaktor

5 Zusammenfassung / Fazit

Die vorliegende Arbeit beschreibt Umbau, Erweiterung und Inbetriebnahme eines Versuchsstandes für die Leistungselektronik zur Ansteuerung eines Drehstromverbrauches mittels dSPACE-System.

Mit einer ausgiebigen Literaturrecherche zum Thema Leistungselektronik, steuerbare Halbleiterschalter, fremd- und selbstgeführte Stromrichterschaltungen und deren Ansteuermethoden konnte ein Grundverständnis für die Anforderungen an den Versuchsstand geschaffen werden.

Die Einarbeitung in das dSPACE-System und den bereits realisierten Versuchsstand als Entwicklungssystem für Steuerverfahren gelang mit der umfangreichen Dokumentation von Bernhard Hennig. Es wurden einige Komponenten für die neue Anwendung angepasst, andere Bestandteile aus dem System ausgeschlossen. Das gesamte System wurde auf eine neue Rechentechnik übertragen und in Betrieb genommen. Damit war auch eine Übertragung der ehemaligen Simulation auf neuere Softwareversionen verbunden.

Um den Versuchsstand für die neue Rechentechnik anzupassen, war es notwendig, Kontakt mit dem dSPACE-Support aufzunehmen. Leider waren damit auch Verzögerungen bei der Bearbeitung der Aufgabe verbunden. Durch einen internen Kommunikationsfehler seitens dSPACE kam es zu einer Falschlieferrung. Gleichzeitig wurden Lizenzupgrades mitgeliefert, die die veralteten Programme auf die neue Rechentechnik lizenzieren sollten. Nachdem die Lizenzierung durchgeführt war, konnte nicht mehr auf die Simulationsdateien und ControlDesk-Oberflächen des ursprünglichen Projekts zugegriffen werden. Leider wurde die falsche Verbindungsmethode zum Host-PC geliefert, weshalb das System ab diesem Zeitpunkt einem Totalausfall unterlag. Erst nach Rücksprache und interner Überprüfung des Kommunikationsverlaufs durch dSPACE konnte ein Umtausch in die Wege geleitet werden. Die zeitliche Verzögerung war erheblich.

Mit den aktualisierten Programmen wurde dann ein neues Simulationsmodell erstellt. Mithilfe von Subsystemen konnten alle Ansteuerungsmethoden in einem Modell übersichtlich vereint werden. Es beinhaltet zwei Modulationsarten, die Blocksteuerung und die Sicherheits- und Messschaltung. Dadurch können Gemeinsamkeiten und Unterschiede der Steuerverfahren in einer Arbeitsumgebung erprobt werden. Die Umschaltung zwischen den Ansteuerungen erfolgt sehr schnell und ohne weiteren Aufwand. Zusätzlich wurden Bibliotheken zum Versuchsstand in Simulink überarbeitet und teilweise neu erstellt, um eine einfache Erweiterung des Simulationsmodells zu ermöglichen.

Für die grafische Benutzeroberfläche wurde das Programm ControlDesk vorgesehen. Layouts zur Bedienung des Versuchsstandes wurden angefertigt und erprobt. Bereits in Simulink vorbereitete Sicherheitsmechanismen schützen vor Falscheingaben oder verbotenen Zuständen. Eine Beschreibung über die Vorgehensweise zur Erstellung der

Layouts bietet Möglichkeiten zur einfachen Erweiterung. Dabei wurde stets auf das Zusammenspiel von MATLAB und ControlDesk Wert gelegt.

Die Versuchsdurchführung und Aufnahme von Messwerten runden die Aufgabenstellung ab. Die Messungen sind an das ehemalige Leistungselektronische Praktikum „AKTLE4 – Harmonische Analyse an einem selbstgeführten Wechselrichter in Drehstrombrückenschaltung“ angelehnt. Blindleistungsmessungen sind bewusst ausgeschlossen, da diese bei ohmscher Last nicht zielführend sind. Damit ist auch die Messung des Leistungsfaktors hinfällig. Wegen der starken Ähnlichkeit zu THD_R , wird auf die Messung des Grundschiebungsklirrfaktors THD_F ebenfalls verzichtet. Um dem begrenzten Zeitrahmen eines studentischen Praktikums gerecht zu werden, werden auch die Oberschwingungen nicht aufgenommen. Der Klirrfaktor THD_R sollte genügend Auskunft über die Qualität der Ausgangsgrößen bieten. Die Ansteuerungen zu vergleichen ist mit Crestfaktor und Klirrfaktor genauso gut möglich.

Das System bietet noch umfangreiche Erweiterungsmöglichkeiten. Die dSPACE-Hardware ist mit der aktuellen Anwendung kaum ausgelastet. Das Connector-Panel bietet deutlich mehr Schnittstellen zum Anschluss weiterer Sensoren. Darüber hinaus stehen sieben unbenutzte Stromwandler betriebsfertig zur Verfügung. So sind einer Erweiterung erneut kaum Grenzen gesetzt. Als Last könnte in Zukunft eine Drehfeldmaschine zum Einsatz kommen. Die Entwicklung der feldorientierten Regelung einer Synchronmaschine wäre eine Möglichkeit. Es könnten umfangreiche Motorsteuerungen in realitätsnahen Simulationsumgebungen erprobt werden. Für eine praxisnahe Zielstellung einer wissenschaftlichen Arbeit wäre auch die Entwicklung einer geberlosen Regelung denkbar.

6 Literaturverzeichnis

1. **Probst, Uwe.** *Leistungselektronik für Bachelors*. München : Carl Hanser Verlag, 2011.
2. **Prof. Dr.-Ing. Matthias Würfel.** Skript Leistungselektronik - ELT04800. Zwickau : WHZ, 2020.
3. **Dipl.-Ing. Stefan Fassbinder.** Analyse und Auswirkungen von Oberschwingungen. *Elektropraktiker*. Berlin, 2013, 9, S. 679-681.
4. **Elkonet.** Fourieranalyse. [Online] [Zitat vom: 09. 10 2021.]
https://ueba.elkonet.de/static/ueba/kundenauftraege/elkonet.de/home/ausbilder_bc/bc/Kernauftrag_02/fachliche%20grundlagen/fachtheorie/fourieranalyse.aspx.htm.
5. **ApfelWiki.** PowerPC. [Online] 18. 05 2006. [Zitat vom: 28. 10 2021.]
<http://www.apfelwiki.de/Main/PowerPC>.
6. **dSPACE GmbH.** DS1103 PPC Controller Board. *dSPACE Catalog*. Paderborn : dSPACE GmbH, 2009.
7. **The MathWorks, Inc.** MATLAB. [Online] 2021. [Zitat vom: 03. 11 2021.]
<https://de.mathworks.com/products/matlab.html>.
8. **Dipl.-Ing. Stefan Luber und Nico Litzel.** Bigdata Insider. [Online] 14. 01 2019. [Zitat vom: 03. 11 2021.] <https://www.bigdata-insider.de/was-ist-matlab-a-789607/>.
9. **Specovius, Joachim.** *Grundkurs Leistungselektronik*. Wiesbaden : Springer Vieweg, 2018.
10. **Elektronik-Kompendium.** MOS-Schaltkreisfamilie. [Online] [Zitat vom: 22. 12 2021.]
<https://www.elektronik-kompendium.de/sites/dig/0205283.htm>.
11. **Cai, Jinlong.** Slidetodoc. [Online] [Zitat vom: 22. 12 2021.]
<https://slidetodoc.com/logik-jinlong-cai-referat-in-projektlabor-1-logik/>.
12. **dSPACE GmbH.** Link Boards. *dSPACE Catalog*. Paderborn : dSPACE GmbH, 2019.
13. **dSPACE GmbH.** Hardware Installation and Configuration. *DS1103 PPC Controller Board*. Paderborn : dSPACE GmbH, 2014. Release 2014-B.
14. **Delta Elektronika BV.** SM 3000 - Series. *SM 3000 PowerSupply*. Baden-Baden : Delta Elektronika BV, 2007.
15. **Hennig, Bernhard.** Entwicklungssystem für Steuerverfahren von Wechselrichtern im Automotivebereich. *Diplomarbeit*. Zwickau : WHZ, 2012.
16. **SEMIKRON Elektronik GmbH & Co. KG.** Application Note AN-8005. *Semikron AN 8005 WR*. Nürnberg : SEMIKRON Elektronik GmbH & Co. KG, 2008.
17. **Elektronik-Kompendium.** Komparator. [Online] [Zitat vom: 23. 12 2021.]
<https://www.elektronik-kompendium.de/sites/slt/0311261.htm>.

18. **Microchip Technology Inc.** Logic-Input CMOS Quad Drivers. *DS21425B*. 2002.
19. **Chemie-Schule.** [Online] [Zitat vom: 30. 12 2021.] <https://www.chemie-schule.de/KnowHow/Scheitelfaktor>.
20. **Wikipedia.** [Online] [Zitat vom: 19. 11 2021.] https://en.wikipedia.org/wiki/Triangle_wave.

7 Anlagenverzeichnis

Anhang A1 – Simulationsmodell Ansteuerverfahren – Simulink

Anhang A2 – Musterprotokoll

Anhang A3 – Versuchsanleitung

Musterprotokoll – Ansteuerung B6-WR

Messwerte Blocksteuerung

β	90°	120°	150°	180°
\tilde{U} [V]	3.7	5.3	5.8	6.2
\hat{U} [V]	7.2	7	9	9.1
\tilde{I}_h/\tilde{I} [%]	69.4	27.9	14.5	27.6
\hat{I}/\tilde{I}	1.94	1.39	1.52	1.47
S [VA]	3	7	8	9

Messwerte Rechteck-Dreieck-Modulation

c = Aussteuerung

λ = Verhältnis Träger- / Grundfrequenz

c	1	1	0.9	0.9	0.9	0.5	0.5	0.5
λ	5	20	5	20	50	5	20	50
f_{Δ}	250	1000	250	1000	2500	250	1000	2500
\tilde{U} [V]	6.2	6	5.8	5.4	3.5	4.3	3.6	2
\hat{U} [V]	9.3	9.4	10.1	7.7	5.2	9.2	3.8	2.8
\tilde{I}_h/\tilde{I} [%]	28.2	28.3	38.3	27.5	27.6	71.9	29.7	27.5
\hat{I}/\tilde{I}	1.51	1.57	1.69	1.46	1.49	2.19	1.09	1.46
S [VA]	9	9	8.	7.	3	4	3	0

Messwerte Sinus-Dreieck-Modulation

Bei der Sinus-Dreieck-Modulation mit einer Aussteuerung $c = 0.5$ konnten für $\lambda = 50$ keine Messwerte mehr aufgenommen werden. Daher wurde die Messreihe für $\lambda = 40$ aufgenommen und in den Diagrammen erweitert.

c	1	1	0.9	0.9	0.9	0.5	0.5	0.5
λ	5	20	5	20	50	5	20	40
f_{Δ}	250	1000	250	1000	2500	250	1000	2000
\tilde{U} [V]	5.2	4.7	5	4.5	3.1	3.5	2.8	2.1
\hat{U} [V]	9.4	8.2	10	8.2	4.6	9.4	3.3	7.8
\tilde{I}_h/\tilde{I} [%]	51.4	37.5	57.2	37.9	18.1	78.5	28.3	25
\hat{I}/\tilde{I}	1.76	1.75	1.98	1.82	1.49	2.69	1.21	1.5
S [VA]	7	5	6	5	2	3	2	-

Blocksteuerung – Effektivwert und Scheitelwert

Die Effektivwerte und Scheitelwerte für die Strangspannung U_{L1} bei ohmscher Last und aus der Simulation mit Portunus sind in *Abbildung 1* dargestellt. Der Scheitelwert bei der Blocksteuerung ist für die Blockbreiten von 90° bis 120° fast konstant, steigt anschließend stark bis auf 150° und bleibt bis 180° wieder auf einem ähnlichen Niveau. Die Trendlinie nach dem Polynom 3. Grades ergibt bei etwa 105° das globale Minimum und das globale Maximum bei ca. 165° . Der Scheitelwert der Simulation ist im globalen Minimum etwas niedriger und verläuft anschließend wieder nahezu parallel.

Die Effektivwerte für die ohmsche Last und die Simulation weichen noch weniger voneinander ab. Sie steigen zunächst von 90° stark an. Ab 120° verläuft die Steigung beinahe linear, aber etwas weniger stark.

Die Legendeneinträge kennzeichnen die Quelle der Messwerte. „PETS“ steht für das Wechselrichtersystem im Versuchsstand und verdeutlicht die Messung unter realen Bedingungen. „Portunus“ ist ein Simulationsprogramm, mit dem die Vergleichsmessungen durchgeführt wurden.

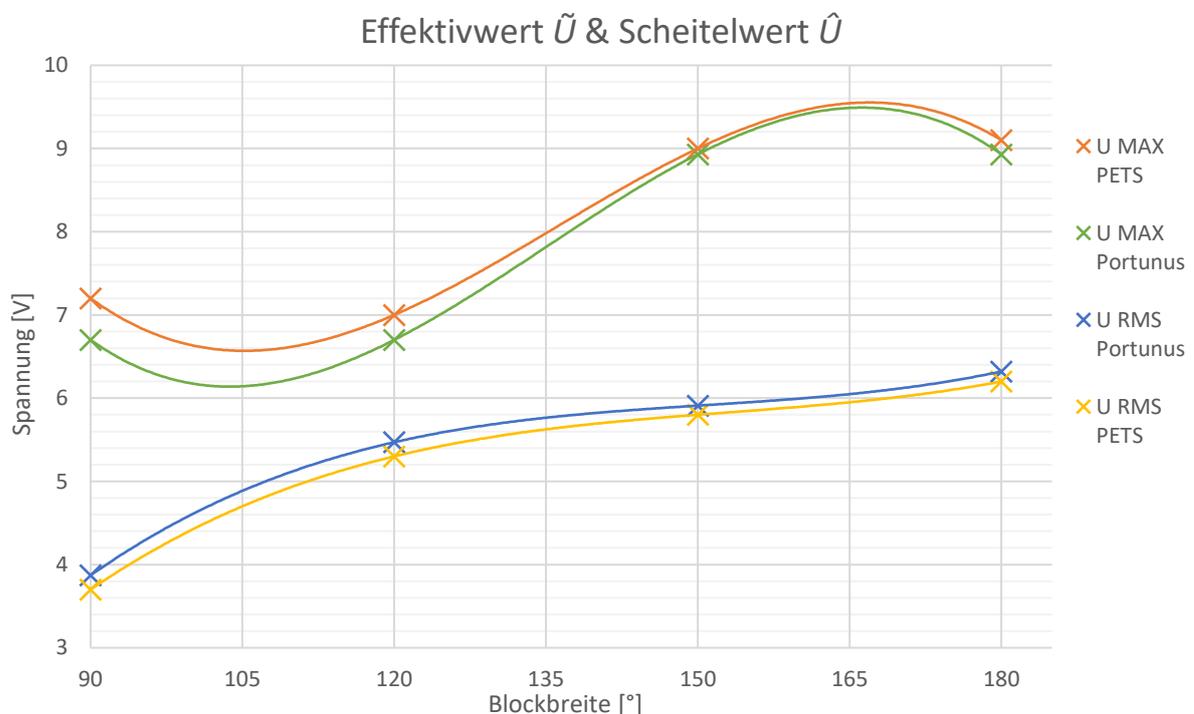


Abbildung 1 Blocksteuerung – Effektiv- und Scheitelwert

Blocksteuerung – Scheinleistung

Die Verläufe der Scheinleistung nach *Abbildung 2* liegen nahezu parallel zueinander und ähneln den Effektivwertverläufen. Von 90° bis 120° steigen sie stark an, danach nimmt die Steigung ab. Ab 150° nimmt die Steigung wieder etwas zu. Der Verlauf der Simulation liegt insgesamt leicht über dem Verlauf der ohmschen Last und steigt bis 180° Blockbreite noch etwas höher.

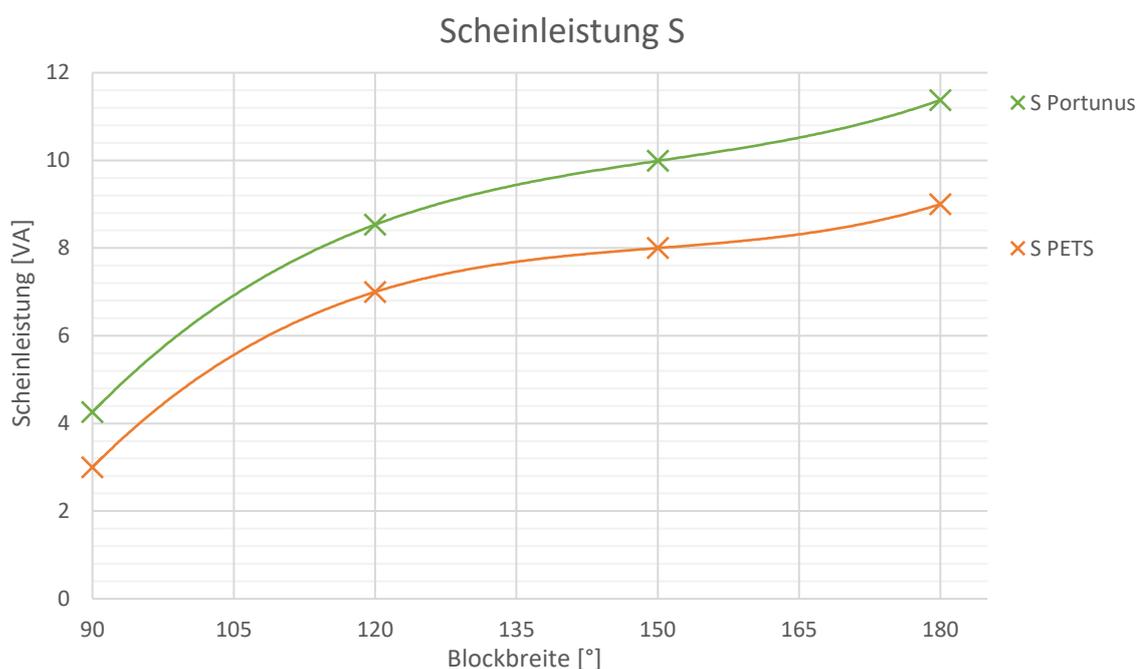


Abbildung 2 Blocksteuerung – Scheinleistung

Blocksteuerung – Klirrfaktor

Der Wert THD_R wird Klirrfaktor genannt und gibt das Verhältnis des Effektivwerts der Oberschwingungen zum Effektivwert des Gesamtsignals an. Die Qualität des Stromverlaufs ist hierfür interessanter, da dieser durch das induktive Verhalten der Last besser geglättet wird als der Spannungsverlauf. Eine hohe Wechselstromqualität ist vor allem für die Ansteuerung von Drehstrommaschinen wichtig.

Es ergeben sich zwischen Simulation und realen Bedingungen nach *Abbildung 3* wieder sehr ähnliche Verläufe. Nach der Parabelform fallen sie mit steigender Blockbreite bis auf ein Minimum bei etwa 150° und steigen bis 180° wieder leicht an. Der Simulationsverlauf

startet dabei auf einem höheren Wert, fällt stärker, hat sein Minimum kurz vorher und steigt bis 180° minimal weniger als der Verlauf mit ohmscher Last.

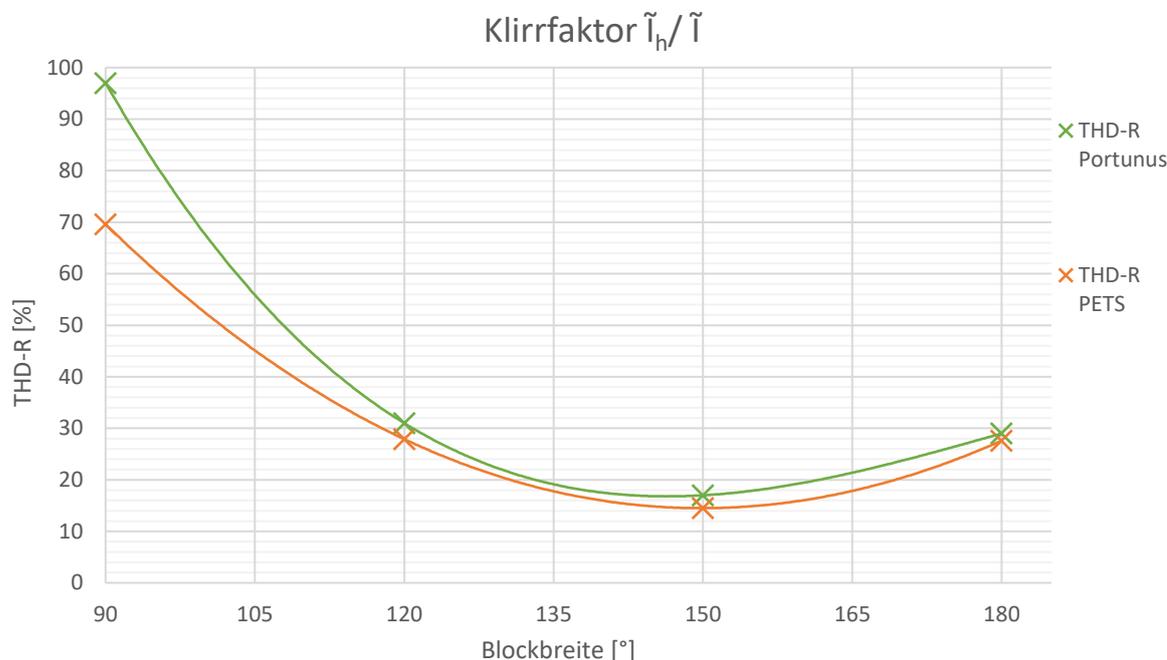


Abbildung 3 Blocksteuerung – Klirrfaktor

Blocksteuerung – Crestfaktor

Da der Crestfaktor (CF) ein weiteres Merkmal für die Qualität eines Werteverlaufs ist, sollte dieser ebenfalls aus dem Stromverlauf gemessen werden. Es ergeben sich nach *Abbildung 4* erneut ähnliche Verläufe, die sich jedoch mehr als bei anderen Messungen voneinander unterscheiden. Für eine Blockbreite von 90° starten beide Verläufe mit dem höchsten Wert der Messungen. Dieser sinkt bis ca. 120° stark und bildet dort ein Minimum. Das Minimum der Portunus Simulation tritt laut Trendlinie nach Polynom 3. Grades kurz vor 120° Blockbreite auf und liegt dabei deutlich unter dem Minimum bei ohmscher Last. Bis 150° Blockbreite steigen beide Verläufe wieder auf einen nahezu identischen Wert. Der CF-Wert für 180° Blockbreite liegt wiederum niedriger, weshalb sich für beide Verläufe bei etwa 165° ein Maximum bildet.

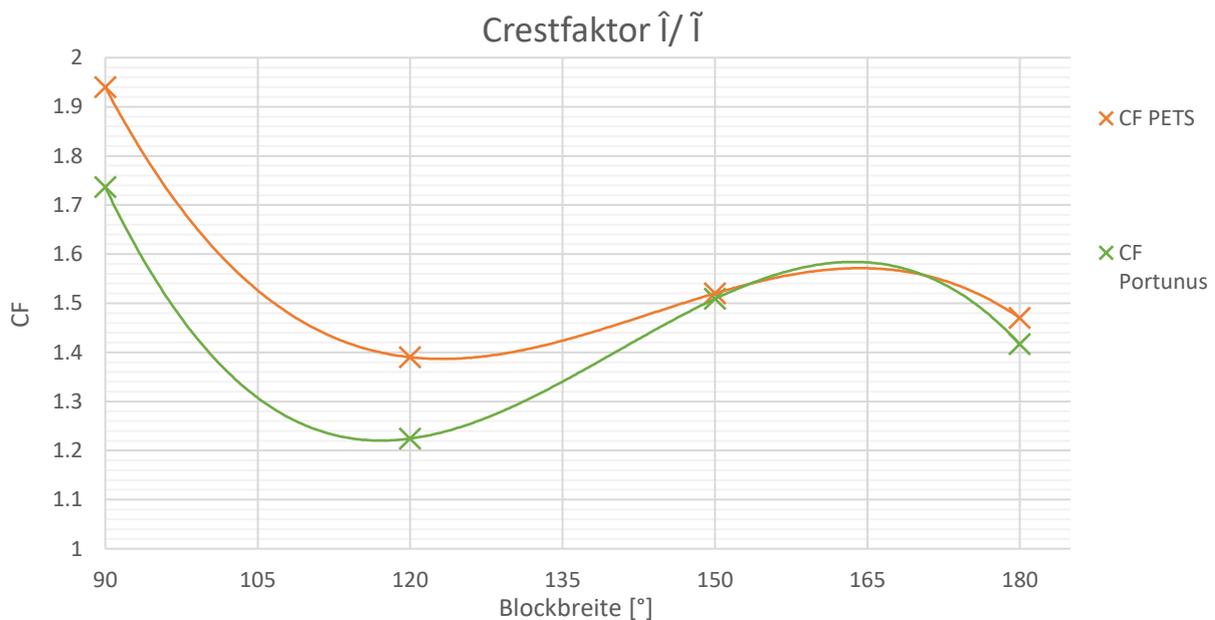


Abbildung 4 Blocksteuerung – Crestfaktor

PWM – Effektivwert

Der Effektivwert für die Pulsweitenmodulationen ist in *Abbildung 5* aufgezeigt. Die Legendeneinträge in den Diagrammen sind systematisch beschriftet. „Rechteck“ steht dabei für die Rechteck-Dreieck-Modulation, „Sinus“ steht für die Sinus-Dreieck-Modulation. Der Dezimalwert dahinter entspricht der Aussteuerung. Beispielsweise bedeutet der Legendeneintrag „U RMS Rechteck 0.9“: „Effektivwert der Spannung U_{L1} bei Rechteck-Dreieck-Modulation mit einer Aussteuerung $c = 0,9$ “. Ein Messwert für $\lambda = 50$ konnte nicht aufgenommen werden, da sich mit den eingestellten Parametern kein Stromfluss mehr bilden kann. Dafür steht der Messwert $\lambda = 40$, mit dem die Trendlinie an passenden Stellen erweitert werden kann.

Der Effektivwert aller PWMs sinkt linear mit steigendem λ . Für die Rechteck-Dreieck-Modulation bei Aussteuerung $c = 0,9$ nimmt die Steigung über den Verlauf hinweg etwas zu. Bei der Sinus-Dreieck-Modulation mit einer Aussteuerung $c = 0,5$ sinkt die Steigung ein wenig. Die effektiv nutzbare Spannung ist nach Rechteck-Dreieck-Modulation am höchsten und sinkt immer weiter, je größer das Verhältnis der Träger- zur Grundfrequenz wird.

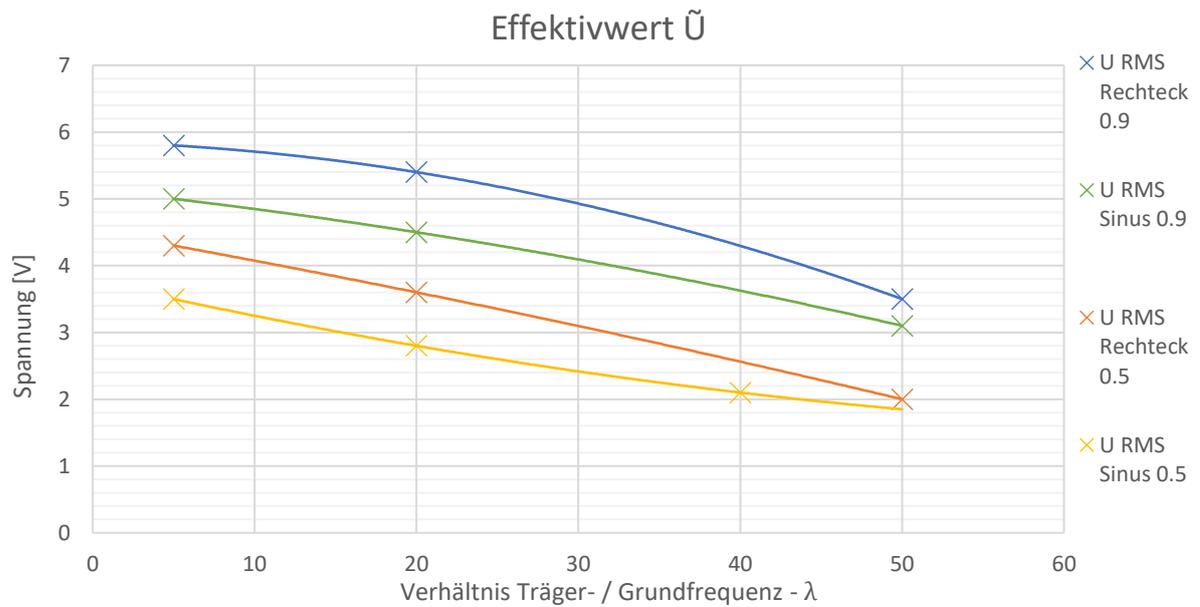


Abbildung 5 PWM – Effektivwert

PWM – Scheitelwert

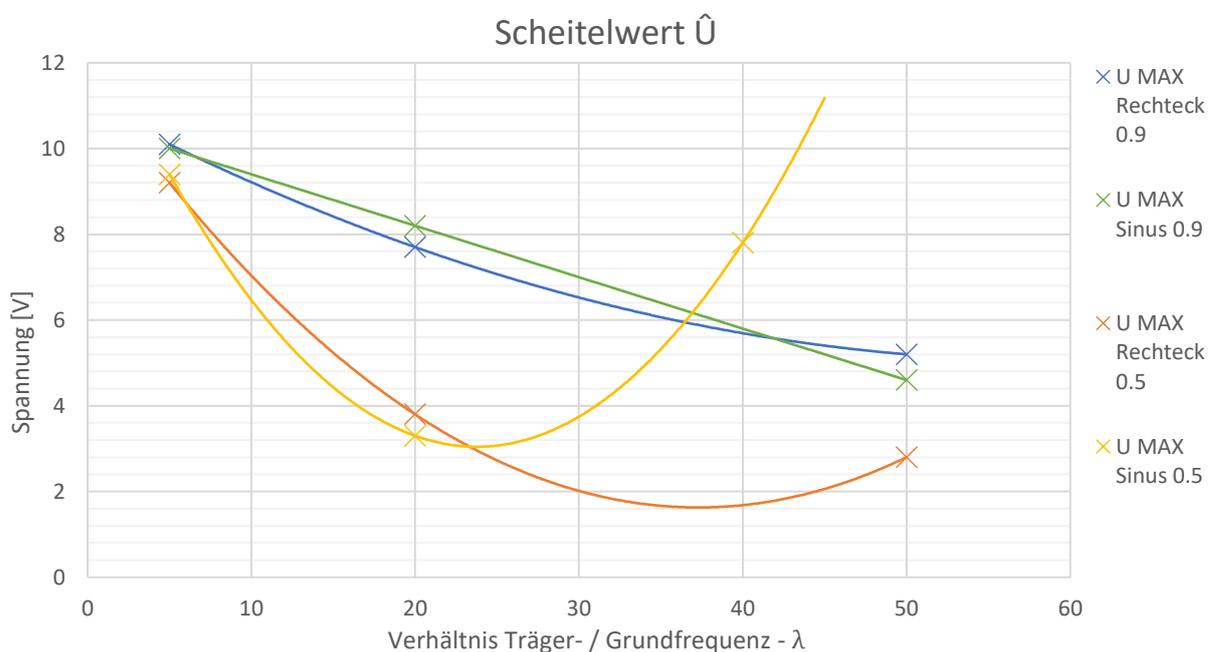


Abbildung 6 PWM – Scheitelwert

Die Verläufe für den Scheitelwert mit PWM-Methode, zu sehen in *Abbildung 6* sinken bei einer Aussteuerung $c = 0,9$ stetig. Die Ausgangsspannung nach Sinus-Dreieck-Modulation nimmt linear ab, nach Rechteck-Dreieck-Modulation sinkt sie leicht exponentiell. Bei der

Aussteuerung $c = 0,5$ ergeben sich parabelförmige Verläufe. Die Spannungen sinken bis auf ein Minimum und steigen anschließend wieder. Die Minima liegen mit der Rechteck-Dreieck-Modulation bei ca. $\lambda = 37$ und mit Sinus-Dreieck-Modulation bei etwa $\lambda = 23$.

PWM – Scheinleistung

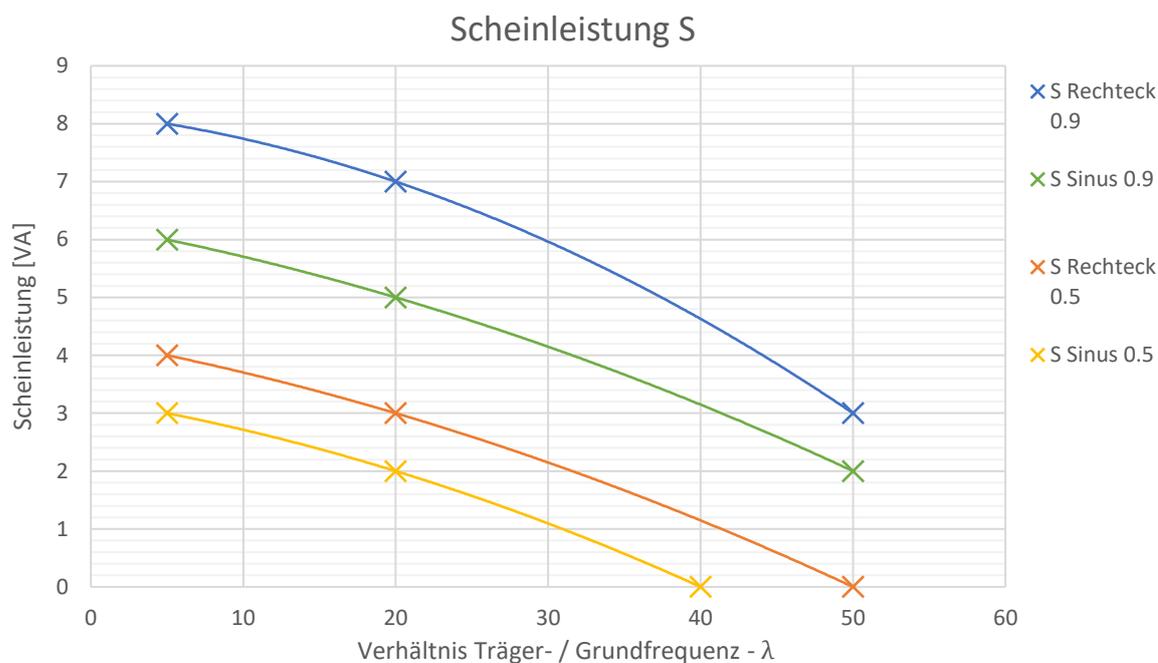


Abbildung 7 PWM – Scheinleistung

In *Abbildung 7* sind die Verläufe der umgesetzten Scheinleistung aufgezeigt. Sie sinken stetig, wobei mit größerem λ auch die Steigung leicht zunimmt. Alle Verläufe verhalten sich sehr ähnlich und liegen nahezu parallel zueinander. Bei Rechteck-Dreieck-Modulation mit Aussteuerung $c = 0,9$ sinkt ab $\lambda = 20$ der Graph noch stärker. Mit der Sinus-Dreieck-Modulation konnte bei der Aussteuerung $c = 0,5$ und einem Verhältnis $\lambda = 40$ bereits keine Scheinleistung mehr gemessen werden.

PWM – Klirrfaktor

Die Verläufe für den Klirrfaktor unterscheiden sich wesentlich stärker als bisher betrachtete. Eine Gemeinsamkeit ist, dass alle vier Graphen mit den jeweils höchsten Funktionswerten der Messreihe starten. Sie sind in *Abbildung 8* zu finden.

Beide Verläufe für die Aussteuerung $c = 0,9$ sinken weniger stark als bei geringerer Aussteuerung. Der Klirrfaktor der Sinus-Dreieck-Modulation sinkt dabei stetig bis auf den geringsten gemessenen Wert bei $\lambda = 50$. Für die Rechteck-Dreieck-Modulation ergibt sich bei etwa $\lambda = 35$ ein Minimum. Die Steigung und der vorherige Abfall sind jedoch sehr gering, die Funktionswerte liegen nicht weit auseinander.

Für eine Aussteuerung $c = 0,5$ ergeben sich hingegen wesentlich höhere Steigungen bei parabelförmigen Verläufen. Das Minimum für die Sinus-Dreieck-Modulation liegt ca. bei $\lambda = 30$, für die Rechteck-Dreieck-Modulation etwas dahinter bei $\lambda = 36$. Die Steigungen sind bei der Sinus-Dreieck-Modulation am größten.

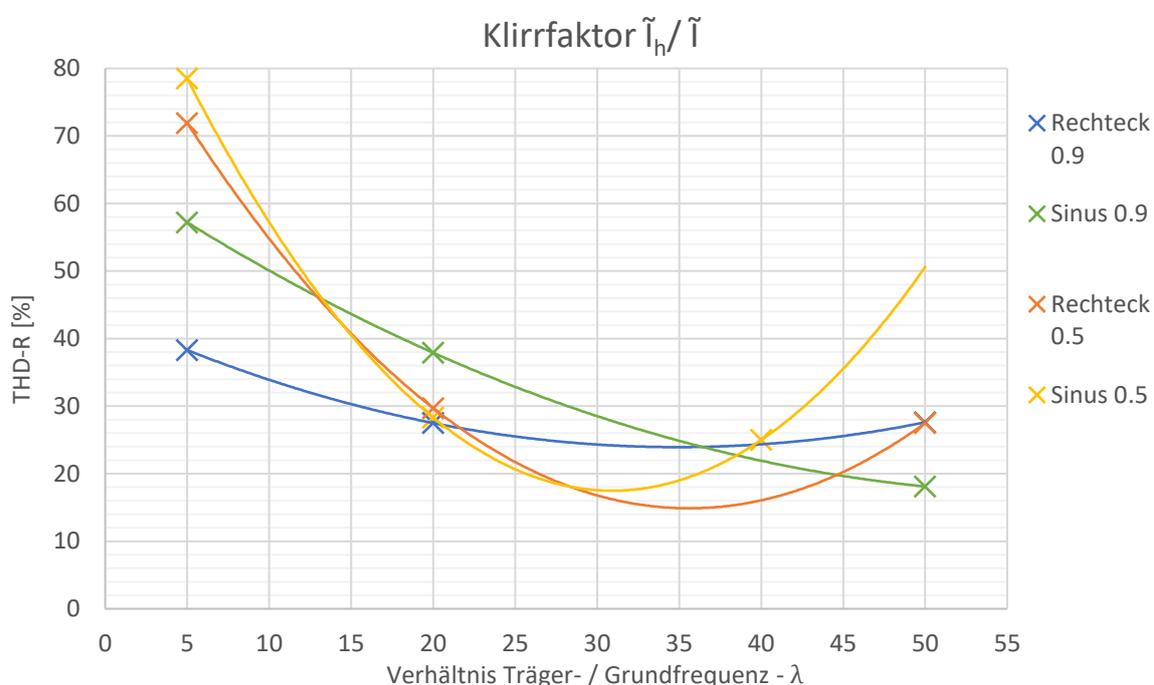


Abbildung 8 PWM – Klirrfaktor

PWM – Crestfaktor

In *Abbildung 9* ist der Graph für den Crestfaktor der PWM-Messreihen zu finden. Die Verläufe ähneln jeweils stark den Klirrfaktorverläufen aus dem vorhergehenden Kapitel. Der CF der Sinus-Dreieck-Modulation einer Aussteuerung $c = 0,9$ sinkt linear. Die Rechteck-Dreieck-Modulation bringt erneut einen parabelförmigen Verlauf sehr geringer Steigung hervor. Das Minimum liegt bei etwa $\lambda = 32$. Für die Aussteuerung $c = 0,5$ bei Sinus-Dreieck-Modulation bildet sich erneut ein parabelförmiger Verlauf mit großer Steigung. Das Minimum liegt leicht vor dem des Klirrfaktors bei ca. $\lambda = 27$. Der

Crestfaktorverlauf der Rechteck-Dreieck-Modulation kann nicht mit einer Trendlinie approximiert werden, da die Werte sonst geringer als eins werden. Da der Crestfaktor physikalisch bedingt nicht geringer als 1 werden kann, kann eine Trendlinie nicht unterhalb dieses Wertes gezeichnet werden. Somit steigt der Verlauf nach Rechteck-Dreieck-Modulation ab $\lambda = 23$ wieder.

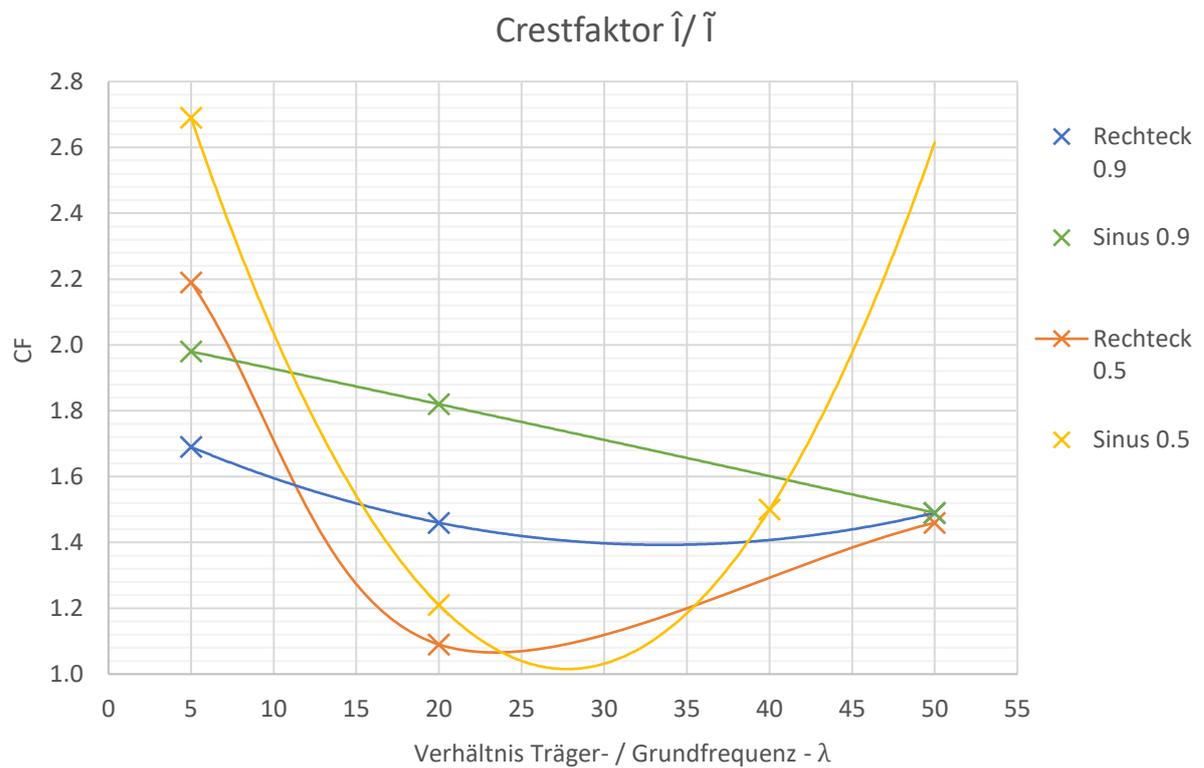


Abbildung 9 PWM – Crestfaktor

WH Zwickau Fakultät Elektrotechnik	Praktikum Leistungselektronik	
Versuch: LE	Analyse der Ansteuerungsmethoden an einem selbstgeführten B6-Wechselrichter	Seite 1

Versuchsziel:

1. Kennenlernen verschiedener Ansteuerungsmethoden für dreiphasige Wechselrichter
2. Analyse der Zeitverläufe von U, I und S bei verschiedenen Ansteuerungsmethoden
3. Vergleich der Messwerte der Blocksteuerung mit einer Wechselrichtersimulation
4. Harmonische Analyse der Stromverläufe über den Klirrfaktor

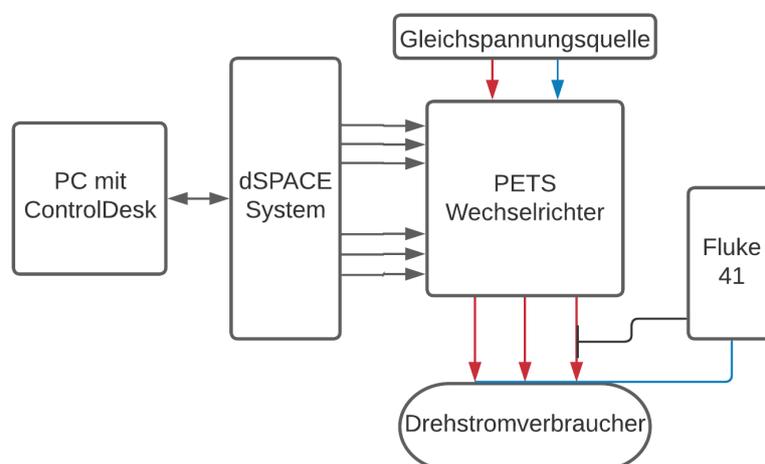
Literatur:

- Specovius, J. Grundkurs Leistungselektronik. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2018.
- Probst, U. Leistungselektronik für Bachelors. München: Carl Hanser Verlag, 2011.
- Prof. Dr. Ing. Matthias Würfel Vorlesung Leistungselektronik – ELT04800. Zwickau: WHZ, 2020.

Kolloquiumsschwerpunkte:

1. Arbeitsweise selbstgeführter Wechselrichter
2. Ansteuerverfahren selbstgeführter Wechselrichter (Blocksteuerung, PWM)
3. Schaltungsaufbau eines B6-Wechselrichters mit Schutzdioden
4. Auswirkungen von Oberschwingungen auf elektrische Verbraucher

Angaben zum Versuchsaufbau:



WH Zwickau Fakultät Elektrotechnik	Praktikum Leistungselektronik	
Versuch: LE	Analyse der Ansteuerungsmethoden an einem selbstgeführten B6-Wechselrichter	Seite 2

Geräte:

Gleichspannungsnetzteil:	SM 70-45 D; regelbar; $U_{max} = 70V$; $I_{max} = 45A$
Dreiphasenwechselrichter:	AN-8005 – Power Electronics Teaching System
Bedienung Ansteuerungsmethoden:	ControlDesk von dSPACE
Frequenzanalysator:	Fluke 41
Oszilloskop:	KEYSIGHT InfiniiVision DSOX4034A
Differentialtastkopf:	TESTEC TT-SI 9001
Stromzange:	Fluke 80i-110s

Bildschirmabkürzungen – Fluke 41:

RMS	Effektivwert	\tilde{G}
PPK	Scheitelwert	\hat{G}
DC	arithm. Mittelwert	\bar{G}
HM	Oberschwingungseffektivwert	\tilde{G}_h
CF	Crestfaktor	\hat{G}/\tilde{G}
% THD-R	Klirrfaktor	\tilde{G}_h/\tilde{G}
PF	Leistungsfaktor	$\cos \varphi$

Versuchsdurchführung:

Eine Anleitung zum Versuchsstand sollte am Versuchsplatz ausliegen. Nach Einschalten des dSPACE-Systems, der Messeinrichtungen und dem Start der ControlDesk-Bedienoberfläche kann mit der Versuchsdurchführung begonnen werden.

Als erstes soll die korrekte Funktionsweise des Versuchsstandes nachgewiesen werden. Dafür ist ein Wechselrichter im Simulationstool Portunus zu erstellen, welcher anschließend mit einem bereits in Portunus integrierten Blocksteuerungsmodul angesteuert wird. Die Simulationsergebnisse sollen mit den realen Ausgangssignalen des PETS verglichen werden. Die Überprüfung der Stranggrößen erfolgt mit dem Oszilloskop. Ein Differentialtastkopf ist für die Leiterspannung der ersten zwei Phasen vorgesehen. Der zweite zur Überprüfung der Strangspannung der dritten Phase. Mit der Stromzange soll der Strom des ersten Phasenleiters gemessen werden.

WH Zwickau Fakultät Elektrotechnik	Praktikum Leistungselektronik	
Versuch: LE	Analyse der Ansteuerungsmethoden an einem selbstgeführten B6-Wechselrichter	Seite 3

Sind alle Messeinrichtungen korrekt angeschlossen, kann die Gleichspannungsquelle angeschaltet werden. Mit dem Schraubendreher wird die Spannung auf 15V eingestellt. Bevor über ControlDesk die Blocksteuerung gestartet wird, soll die Simulation in Portunus für eine Blocklänge von 90° durchgeführt werden. Danach kann in ControlDesk mit der Blocklänge 90° gestartet werden. Hat sich das entsprechende Muster in den Spannungs- und Stromverläufen am Oszi wie in der Simulation eingestellt, muss noch einmal die Stromeinstellung der Gleichspannungsquelle überprüft werden. Drehen Sie mit dem Schraubendreher den Strom auf, bis er nicht weiter steigt (< 4A). Entsprechen die Verläufe der Simulation den Messungen mit dem Oszi, kann mit der ersten Messwertaufnahme begonnen werden.

Dafür muss noch der Fluke-Frequenzanalysator angeschlossen werden. Verbinden Sie das Fluke 41 mit dem Eingang der ersten Phase des Widerstands und dessen Sternpunkt. Die Stromzange muss den ersten Phasenleiter umschließen. Die Strangspannung und der Strangstrom der ersten Phase sollen aufgenommen werden.

Folgende Stranggrößen sind in einer Messreihe aufzunehmen:

- Spannungseffektivwert (U_{RMS}) \tilde{U} [V]
- Spannungsscheitelwert (U_{PK}) \hat{U} [V]
- Scheinleistung S [VA]
- Klirrfaktor (THD_R) \tilde{I}_h/\tilde{I} [%]
- Crestfaktor (CF) \hat{I}/\tilde{I}

Versuche:

1. Blocksteuerung

Nehmen Sie für die Blocklängen $\beta = 90^\circ, 120^\circ, 150^\circ, 180^\circ$ jeweils eine Messreihe auf. Stellen Sie eine neue Blocklänge immer zuerst in der Portunus-Simulation ein. Vergleichen Sie Spannungs- und Stromverläufe mit dem Oszi, bevor Sie eine neue Messreihe aufnehmen!

WH Zwickau Fakultät Elektrotechnik	Praktikum Leistungselektronik	
Versuch: LE	Analyse der Ansteuerungsmethoden an einem selbstgeführten B6-Wechselrichter	Seite 4

2. Rechteck-Dreieck-Modulation

Stellen Sie das Ansteuerverfahren in ControlDesk auf „Pulsweitenmodulation“ um. Als PWM-Methode wird „Rechteck-Dreieck-Modulation“ ausgewählt. Es sind acht Messreihen aufzunehmen. Stellen Sie dabei immer zuerst die Aussteuerung c ein. Anschließend wird die Frequenz des Dreiecksignals nach dem ersten λ -Wert eingestellt. Nehmen Sie die Messreihe auf und berechnen Sie die Frequenz für den nächsten λ -Wert. Sind alle Messreihen für die Aussteuerung $c = 1$ aufgenommen, fahren Sie nach demselben Schema mit den Messreihen für $c = 0,9$ fort.

Nehmen Sie die acht Messreihen wie folgt auf:

- $c = 1$ - $\lambda = 5$ / $\lambda = 20$
- $c = 0,9$ - $\lambda = 5$ / $\lambda = 20$ / $\lambda = 50$
- $c = 0,5$ - $\lambda = 5$ / $\lambda = 20$ / $\lambda = 50$

3. Sinus-Dreieck-Modulation

Stellen Sie die PWM Methode auf „Sinus-Dreieck-Modulation“ um. Führen Sie anschließend die gleichen Messungen wie bereits unter Punkt 2 durch und tragen Sie die Ergebnisse in eine Tabelle ein.

Auswertung:

1. Erstellen Sie Diagramme der gemessenen Stranggrößen in Abhängigkeit der Blocklängen β . Für Effektivwert und Scheitelwert der Spannung reicht ein einzelnes Diagramm.
2. Tragen Sie die gemessenen Stranggrößen der Pulsweitenmodulationen in Abhängigkeit der λ -Werte auf. Kennzeichnen Sie die Kurven nach der jeweiligen Aussteuerung und der verwendeten Modulationsart. Es reichen die Kurven für $c = 0,9$ und $c = 0,5$.
3. Beschreiben und vergleichen Sie die Kurven.